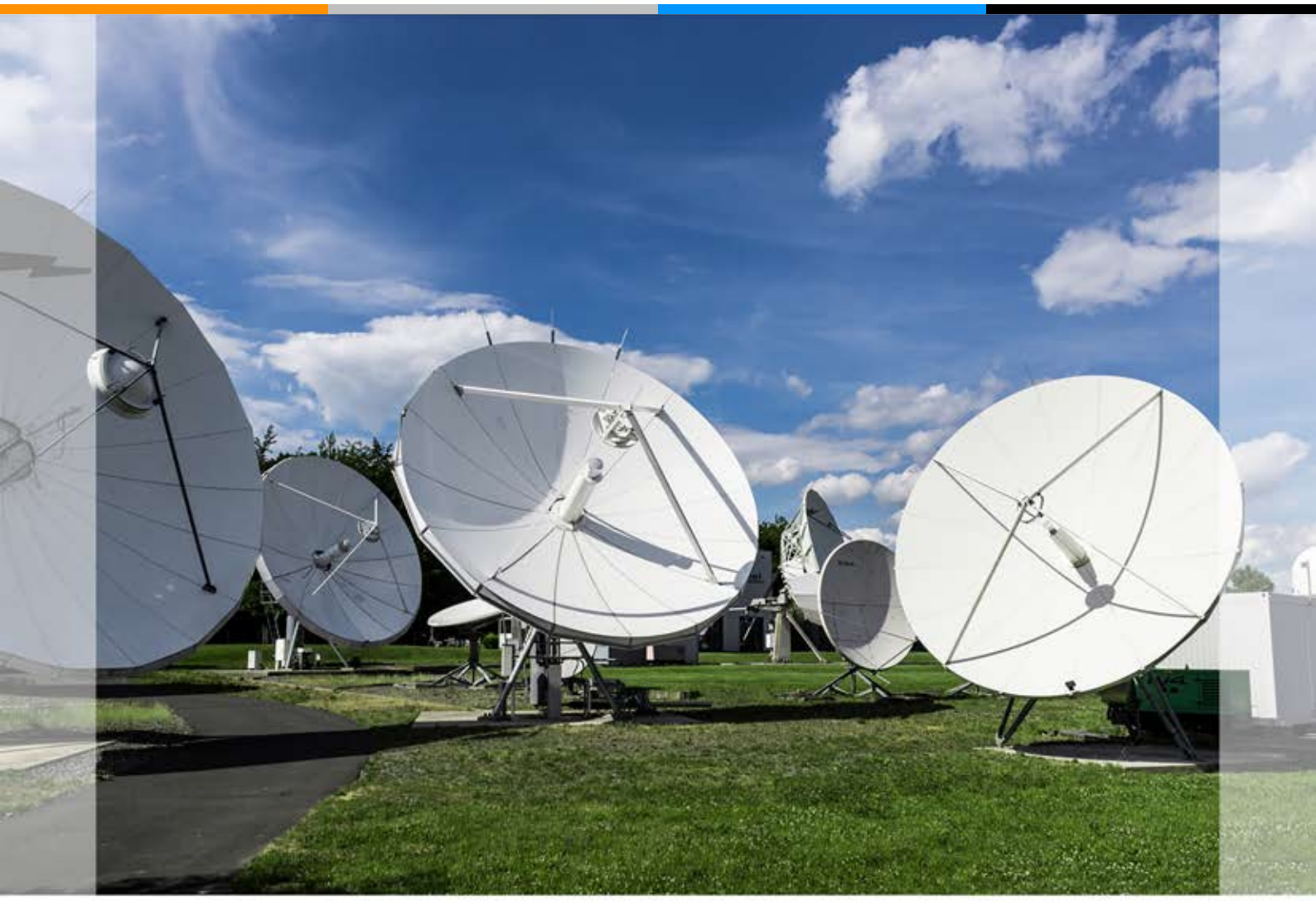


RLNC*2019

16–18 апреля 2019 г.

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

Том 2

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

АО «КОНЦЕРН «СОЗВЕЗДИЕ»

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

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

Т о м 2

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2019

УДК 621.37
ББК 32
Р15

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

Т. 2. – 2019. – 465 с.
ISBN 978-5-9273-2776-8

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

УДК 621.37
ББК 32

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

ISBN 978-5-9273-2776-8 (т. 2)
ISBN 978-5-9273-2774-4

СОДЕРЖАНИЕ

Том 1

Пленарные доклады

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Том 2

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Том 3

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Том 4

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Том 5

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Том 6

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ПРОХОЖДЕНИЯ В СЕТИ СВЯЗИ ПОТОКОВОГО ТРАФИКА С ДВУМЯ И БОЛЕЕ ОПЕРАТОРАМИ, ИМЕЮЩЕГО ПРИОРИТЕТНЫЙ КЛАСС

А.А. Сенокососов, Е.Н. Чапурин, Д.А.Чепрасов

Военная академия связи им. С.М.Буденного, г. Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье описаны возможные способы эффективной передачи информации с требуемым уровнем качества обслуживания, а также за счет разделения трафика по типу и предоставлении приоритета в выборе маршрута потоковому трафику.

Ключевые слова: Способы передачи информации, качество предоставления услуг; качество обслуживания; QoS; многофункциональный абонентский терминал; маршруты; доверенные абоненты; доверенные операторы; дейтаграммы.

PASSES IN THE NETWORK OF THE LINKING OF THE TRAFFIC TRAFFIC WITH TWO AND MORE OPERATORS WITH A PRIORITY CLASS

A.A. Senokososov, E.N. Chapurin, D.A. Cheprasov

Military Academy of Communications named after S.M. Budenny, St. Petersburg, Russia

Abstract. The article describes possible ways to efficiently transmit information with the required level of quality of service, as well as by dividing traffic by type and giving priority in choosing a route to streaming traffic.

Keywords: Information transmission methods; quality of service; quality of service; QoS; multifunctional subscriber terminal; routes; trusted subscribers; trusted operators; datagrams.

1. Введение

В области инфотелекоммуникаций создаются новые, совершенствуются существующие сети связи с коммутацией пакетов, а также способы для эффективной передачи информации с требуемым уровнем качества обслуживания приоритетного трафика. Рассмотрим некоторые способы передачи услуг:

выбор маршрута доставки пакетов в сетях связи, выполняемые менеджерами ресурсов сети доставки на уровне управления каналом передачи, аналогично функции для услуг, требуемые гарантированное качество сервиса *QoS*. Для прохождения транспортных потоков согласно пути, назначенного менеджером ресурсов в сети доставки, контролируют пограничные маршрутизаторы в соответствии с условиями занятости сетевых ресурсов. При этом назначение путей прохождения потоков осуществляют с помощью технологии многоуровневого стека меток [1].

ограничения трафика в сети для эффективной передачи с уровнем качества обслуживания *QoS* пакетов данных, по меньшей мере, одного приоритетного класса, при котором для передаваемой через сеть группы пакетов данных одного приоритетного класса проводят проверки допустимости, проверки допустимости включают в себя проверку допустимости, относящуюся к входу в сеть и выходу из сети, передачу группы пакетов данных с требуемым приоритетным классом разрешают только в том случае,

если проверки допустимости имеют положительный результат, и при отрицательном результате проверок допустимости группу пакетов данных отклоняют или выполняют передачу с более низким приоритетом или без присвоения приоритета [2].

обеспечение гарантированного обслуживания приоритетного трафика в сети связи с коммутацией пакетов включающей двух и более операторов, способ содержит этапы, на которых назначают главный маршрут для трафика, при этом главный маршрут оперативно соединяет исходное местоположение с местоположением назначения, при этом главный маршрут определяется среди множества возможных маршрутов трафика, основываясь на том, что передача трафика от исходного местоположения к местоположению пункта назначения не превышает заданную максимальную задержку для передачи данных, и назначают альтернативный маршрут для трафика, при этом альтернативный маршрут выбирается, основываясь на том, что альтернативный маршрут не превышает заданную максимальную задержку и используется когда главный маршрут для него недоступен [3].

Недостатком этих способов является отсутствие возможности гарантированного:

обслуживания трафика приоритетного класса в условиях недостаточности сетевых ресурсов;

продвижения приоритетного трафика с требуемым уровнем качества обслуживания *QoS*;

обеспечения требуемого качества обслуживания, по причине отсутствия возможности предоставления различных каналов с необходимыми характеристиками различным типам потоков трафика.

Выше представленныенедостатки возможно усовершенствовать, путем выполнения действий.

2. Основная часть.

Предварительно необходимо задать исходные данные.

Определить:

площадь рассматриваемой сети связи,включающую две и более сетей операторов связи;

параметры качества обслуживания *QoS*;

тип трафика;

информацию об обслуживаемых абонентах.

Формируют структурно-топологическую схему заданного фрагмента сети связи (рисунок 1).

Определение доверенных абонентов из *N*–сетей. С установлением многофункциональных абонентских терминалов (МАТ), имеющие *IP*–адреса по количеству подключенных сетей. Формируются альтернативные маршрутыпродвижения трафика, имеющего приоритетный класс обслуживания для всех информационных направлений между обслуживаемыми абонентами, через установленные МАТ доверенных абонентов.

Из множества возможных маршрутов для трафика от отправителя к получателю с учетом наименьшего количества транзитных узлов маршрутизации находим самый короткий маршрут.

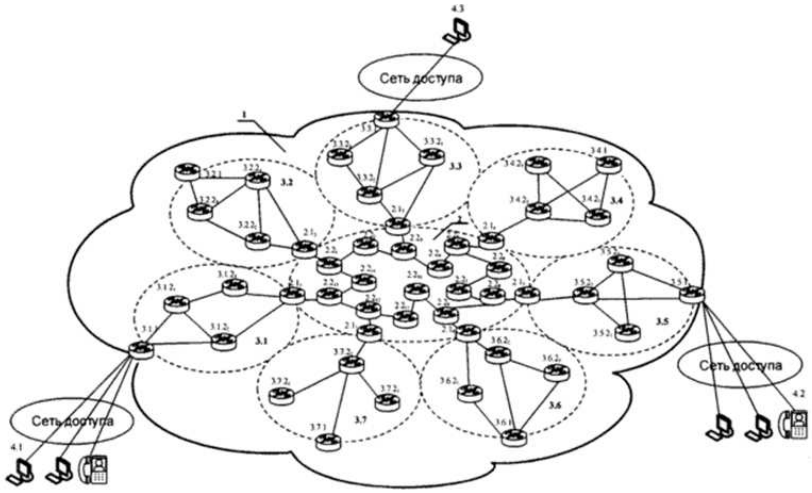


Рис.1. Структурно -топологическая схема фрагмента сети связи

Назначают самый короткий маршрут главным. Разделяют разнородный трафик, предоставляя главный маршрут потоковому трафику, а эластичный трафик направляют по альтернативным маршрутам. Проверяют на выполнение условия по допуску потокового трафика к продвижению по главному маршруту, при этом этап допуска включает в себя подтверждение, что на главном маршруте достаточный сетевой ресурс является доступным и соответствует требованиям, чтобы пересылать по нему потоковый трафик, и его продвижение по главному маршруту. Если условие не выполняется, то потоковый трафик переводится на альтернативные маршруты, при этом для потокового трафика выделяются наиболее подходящие для этого маршруты. Проверяют маршруты для информационного направления между абонентами с *IP*–адресами S_A и S_B из множества $M=(m_1,m_2,\ldots,m_j,\ldots mM)$, основываясь на том, что передача трафика по этим маршрутам соответствует требованиям по качеству обслуживания *QoS*. Определяют самый короткий альтернативный маршрут m_j, где $j=1,2,3,\ldots$ – номер маршрута из множества *M*, при этом самый короткий маршрут определяется, как маршрут с наименьшим количеством транзитных МАТ, находящимися между абонентами с *IP*–адресами S_A и S_B (рисунок 2).

В зависимости от количества транзитных МАТ доверенных абонентов на маршруте продвижения приоритетного трафика формируют сетевую дейтаграмму *Di*, где $i=1,2, \ldots$, используя известный метод инкапсуляции *IP-in-IP* [*4*]. С помощью указанного метода, дейтаграмма *IP* может быть инкапсулирована (передана в качестве данных) в другую дейтаграмму *IP*. Инкапсуляция предложена, как способ изменения обычной маршрутизации *IP* для дейтаграмм путем их доставки на промежуточный узел, который иначе не может быть выбран на основе (сетевой части) адреса получателя в исходном заголовке *IP*.

IP адреса абонентов	Номер маршрута	Последовательность IP адресов по маршруту
IP отправителя: S_A IP получателя: S_B	1	S_A, S_1S_2, S_3S_4, S_B
	2	S_A, S_1S_2, S_B
	…	…
	j	S_A, S_1S_2,…, S_kS_{Vj}, S_B

Рис. 2. Маршруты сети связи

На втором этапе при формировании сетевой дейтаграммы (третий пакет П3) производят инкапсуляцию полученной дейтаграммы (П2), в поле «Данные» новой дейтаграммы с заголовком 2, включающим *IP*–адрес получателя S_3 (входной интерфейс МАТ 4.3) и *IP*–адрес отправителя S_2 (выходной интерфейс МАТ 4.2). На последнем этапе при формировании сетевой дейтаграммы (четвертый пакет П4) производят инкапсуляцию полученной дейтаграммы П3, в поле «Данные» новой дейтаграммы с заголовком 1, включающим *IP*–адреса получателя S_1 (входной интерфейс МАТ 4.2) и *IP*–адрес отправителя S_A. Записывают в поле «Опции» сетевой дейтаграммы D_i*IP*–адрес отправителя S_A, *IP*–адрес получателя S_B и номер выбранного *j*-го альтернативного маршрута продвижения трафика. Поле «Опции» является необязательным и имеет переменную длину. Поддержка опций должна реализовываться во всех модулях *IP* (узлах и маршрутизаторах) [*5*]. Передают сформированную дейтаграмму D_iв канал связи к ближайшему МАТ 4.2 доверенного абонента по маршруту передачи m_j. Принимают сетевую дейтаграмму на входном интерфейсе ближайшего МАТ 4.2, при этом его входным интерфейсом будет являться интерфейс с *IP*–адресом S_1,а выходной интерфейс с *IP*–адресом S_2. При получении сетевой дейтаграммы на доверенном МАТ 4.2 по адресу получателя S_1 считывают из поля «Опции» *IP*–адрес отправителя S_A,*IP*–адрес получателя S_B и номер *j*-го маршрута продвижения трафика и сравнивают путем сопоставления значения поля «Опции» поступившей дейтаграммы D_i со значениями, имеющимися в массиве маршрутов *M*. Если ни одна запись для данного пакета в маршрутно-адресной таблице не найдена, то пакет передается на обработку как пришедший адресату. При совпадении сетевой пакет отправляется на декапсуляцию, чтобы получить инкапсулированные данные. Считывают заголовок вложенной дейтаграммыс *IP*–адресом отправителя S_2 и *IP*–адресом получателя S_3 входного интерфейса, следующего МАТ 4.3 по маршруту передачи m_j, и передают дейтаграмму D_i с новым заголовком в канал связи с выходного интерфейса МАТ 4.2 с *IP*–адресом S_2 к следующему МАТ 4.3 доверенного абонента по m_j маршруту продвижения трафика. Продвигают сетевую дейтаграмму в соответствии с маршрутом m_j, повторяя действия приема, передачи, декапсуляции дейтаграммы D_i на каждом изМАТ доверенных абонентов до тех пор, пока трафик не достигнет узла назначения. На узле назначения, по маршруту продвижения дейтаграммы, принимают сетевую дейтаграмму D_i с *IP*–адресом получателя S_Bи*IP*–адресом отправителя S_{Vj}(в рассматриваемом случае S_4). Выполняют декапсуляцию и получают дейтаграмму с *IP*–адресом отправителя S_A и *IP*–адресом получателя S_B, после чего пакет передается на обработку как пришедший адресату.

3. Заключение.

Вывод: Результатом заявленного способа является обеспечение гарантированного обслуживания потокового трафика в сети связи с коммутацией пакетов включающей двух и более операторов за счет разделения трафика по типу и предоставлении приоритета в выборе маршрута потоковому трафику.

Литература

1. Изобретение "Способ и система продвижения транспортных потоков с гарантированным качеством сервиса (*QoS*) в сети, работающей с протоколом *IP* по патенту РФ №2271614, 10.03.2006г.
2. Изобретение "Ограничение трафика для сети с передачей с уровнями качества" по патенту РФ №2299516, 20.05.2007 г.
3. Изобретение "Способ маршрутизации трафика, имеющего приоритетный класс в сети связи, включающий двух и более операторов", патент РФ №2631144, 19.09.2017г.
4. *RFC* 2003 *IPEncapsulationwithinIP*.
5. *RFC* 791, *InternetProtocol*, 1981.

References

1. Invention "Method and system for promoting traffic flows with guaranteed quality of service (QoS) in a network that works with IP protocol under the RF patent №2271614, 10.03.2006.
2. Invention "Traffic restriction for a network with transfer with quality levels" according to the patent of the Russian Federation No. 2299516, May 20, 2007
3. Invention "Method of routing traffic that has a priority class in a communication network, including two or more operators", RF patent №2631144, 19.09.2017.
4. RFC 2003 IPEncapsulation with IP.
5. RFC 791, InternetProtocol, 1981.

РАБОТА ДЕКОДЕРА НА ОСНОВЕ ЛЕКСИКОГРАФИЧЕСКОГО ПОДХОДА

Б. А. С. Саид[1],
[1]Ульяновский Государственный Технический Университет (УлГТУ), Ульяновск, Россия

Аннотация. В данной статье рассматривается работа декодера на основе лексикографического подхода. Суть работы декодера заключается в том, что для поиска вектора ошибок недвоичного кода предлагается использовать алгоритмы, основанные на лексикографическом подходе и выделении из множества разрешенных комбинаций такого кода небольшой группы комбинаций, объединенных уникальным признаком в виде номера кластера. Предлагаемый метод исключает метод подбора вектора локаторов ошибок, что приводит к снижению сложности реализации декодера. А также позволяет снизить сложность вычислительного процесса в ходе декодирования кодового вектора недвоичного кода.

Ключевые слова: Списочное декодирование, недвоичный код, линейные коды, кодовой вектор, стирающий канал, кластер, РС код, метод, комбинация, декодер, помеха.

OPERATION OF A DECODER ON THE BASIS OF A LEXICOGRAPHIC APPROACH

B. A. S. Saeed[1],
[1] Ulyanovsk State Technical University (UlSTU), Ulyanovsk, Russia

Annotation. This article discusses the work of a decoder based on a lexicographic approach. The essence of the decoder is that it is proposed to use algorithms based on the lexicographic approach and the selection of a small group of combinations from the set of allowed combinations of such a code combined with a unique feature in the form of a cluster number to search for the error vector of a non-binary code. The proposed method eliminates the method of selecting the error locator vector, which reduces the complexity of the implementation of the decoder. It also reduces the complexity of the computational process during the decoding of the code vector of the non-binary code.

Keywords: List decoding, non-binary code, linear codes, code vector, erase channel, cluster, RS code, method, combination, decoder, interference.

1. Введение

Декодирование списком позволяет во многих случаях повысить вероятность успешного декодирования данных после передачи по каналам с высоким уровнем шума. Эффективные алгоритмы декодирования списка доступны только для очень узкого класса кодов, исправляющих ошибки [2].

2. Механизм работы декодера

Для того, чтобы понять как работает декодер рассмотрим следующий пример: Пусть имеется код РС (7, 3, 5), над полем GF(2^3) с порождающим полиномом:

$$g(x) = (x-\alpha)(x-\alpha^2)(x-\alpha^3)(x-\alpha^4).$$

Пусть поступает следующий вектор на вход кодера от источника информации

$$V_{пер}(x) = \text{!}^1 + \text{!}^2 + \text{!}^1 + \text{!}^5 + \text{!}^2 + \text{!}^0 + \text{!}^0.$$

После прохождения переданный вектор по каналу связи, который будет искажен в зависимости от уровня помеха в канале связи. Предполагаем, что на переданный вектор действовал вектор ошибок такого вида:

$$e_{ош}(x) = 0 + 0 + 0 + \alpha^3 + 0 + \alpha^1 + \alpha^2.$$

В результате принятый вектор будет иметь вид:

$$V_{пр}(x) = \alpha^1 + \alpha^2 + \alpha^1 + \alpha^2 + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^6.$$

Так как:

$$\alpha^1 \oplus 0 = 001 \oplus 000 = 001 \to \alpha^1$$
$$\alpha^2 \oplus 0 = 010 \oplus 000 = 010 \to \alpha^2$$
$$\alpha^1 \oplus 0 = 001 \oplus 000 = 001 \to \alpha^1$$
$$\alpha^5 \oplus \alpha^3 = 111 \oplus 011 = 100 \to \alpha^2$$
$$\alpha^2 \oplus 0 = 000 \oplus 010 = 010 \to \alpha^2$$
$$\alpha^0 \oplus \alpha^1 = 001 \oplus 010 = 011 \to \alpha^3$$
$$\alpha^0 \oplus \alpha^2 = 001 \oplus 100 = 101 \to \alpha^6$$

Пусть $\alpha^1\alpha^2\alpha^1$будут самыми надежными элементами исходя из значения приоритетов, но они не будут в начале кодовой комбинации. При этом будет не надо осуществить операцию поиска локаторов ошибок, что делает работу декодера проще [1].

Затем в блоке выделения кластера выделяется по самым надежным элементам, $\alpha^1\alpha^2\alpha^1$, нужный кластер, которому принадлежат эти элементы. Потом $\alpha^1\alpha^2\alpha^1$ поступают в блок формирования ключевого вектора и при этом вместо третьего элемента оставляется 0 т.е. $\alpha^1\alpha^2\alpha^1$будут иметь такой вид$\alpha^1\alpha^2 0$. По $\alpha^1\alpha^2 0$ образуется ключевой вектор путем их кодирования в кодере. Кодирование последовательности из 3 символов в систематической форме на основе РС кода (7,3,5), определяемого генератором $g(x)$ [4, 5].

В результате регистр будет содержать 4 контрольных символа, α^5, α^6, α^4 и α^0 . Эти 4 контрольных символа подаются на выход после того как переключатель 1 переходит во втрое положение. Тогда ключевой вектор будет иметь такой вид

$$V_{ключ.}(x) = \alpha^1 + \alpha^2 + 0 + \alpha^0 + \alpha^4 + \alpha^6 + \alpha^5.$$

Комбинаций нулевого кластера и других кластеров нужных данному примеру, представленные в таблицах 1-2.

Таблица 1. Структура комбинаций нулевого кластера

1	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	α^0	α^3	α^0	α^1	α^3
3	0	0	α^1	α^4	α^1	α^2	α^4
4	0	0	α^2	α^5	α^2	α^3	α^5
5	0	0	α^3	α^6	α^3	α^4	α^6

6	0	0	α^4	α^0	α^4	α^5	α^0
7	0	0	α^5	α^1	α^5	α^6	α^1
8	0	0	α^6	α^2	α^6	α^0	α^2

Таблица 2. Структура комбинаций кластер $\alpha^1 \ \alpha^2$ = 010100

Кл. К.	α^1	α^2	0	α^0	α^4	α^6	α^5
2	α^1	α^2	α^0	α^1	α^5	α^5	α^2
3	α^1	α^2	α^1	α^5	α^2	α^0	α^0
4	α^1	α^2	α^2	α^4	α^1	α^4	0
5	α^1	α^2	α^3	α^2	α^6	α^3	α^1
6	α^1	α^2	α^4	0	0	α^1	α^4
7	α^1	α^2	α^5	α^3	α^0	0	α^6
8	α^1	α^2	α^6	α^6	α^3	α^2	α^3

В блоке суммирования ключевой вектора сложим по модулю 2 с принятым вектором (принятой комбинацией) с накопителя кодовых комбинаций в результате сложения образуется суммарный вектор.

$$V_{\Sigma}(x) = 0 + 0 + \alpha^1 + \alpha^6 + \alpha^1 + \alpha^4 + \alpha^1.$$

Также от списка эталонных комбинаций выбирается нулевой вектор, который будет иметь такой вид в нашем примере

$$V_0(x) = 0 + 0 + \alpha^1 + \alpha^4 + \alpha^1 + \alpha^4 + \alpha^1.$$

В блоке вектора ошибок выполняется операция сложения по модулю 2 нулевого вектора с суммарным вектором для того, чтобы найти вектор ошибок.

$$e_{ош}(x) = 0 + 0 + 0 + \alpha^3 + 0 + \alpha^1 + \alpha^2.$$

В блок исправления ошибок поступает вектор ошибок, который необходимо сложить по модулю 2 с принятым вектор (принятой комбинацией) с накопителя кодовых комбинаций 3 для того, чтобы найти переданный вектор.

$$V_{пер}(x) = \alpha^1 + \alpha^2 + \alpha^1 + \alpha^5 + \alpha^2 + \alpha^0 + \alpha^0.$$

Затем переданный вектор (переданная комбинация) передается в блок выделения информационных разрядов, который является выходом декодера [3].

В представленном коде РС число разрешенных комбинаций составляет 512 комбинаций, которые могут быть разбиты на 64 кластера. В случае организации работы декодера по системе списочного декодирования декодер в первом случае должен составить наиболее вероятных комбинаций из общего числа комбинаций 512. Предложный метод декодирования по единственному списку эталонных комбинаций т.е. по нулевому кластеру в первом приближении повышает скорость обработки данных декодером 64 раза [6].

3. Заключение

Списочное декодирование блоковых систематических и несистематических кодов относится к разряду наиболее эффективных методов исправления ошибок за счет простоты реализации. Этот метод относится к лексикографического разбиения кодовых комбинаций. Применение лексикографического подхода сокращает время составления списка вероятных комбинаций путем выделения кластеров, исправляет большое число ошибок и использует особенности максимально декодируемых кодов в каскадных структурах.

Литература

1. Агеев, С. А. Декодирование на основе лучших показателей качества приема сигнала / С. А. Агеев, С. А. Бодров, А. А. Гладких, Ю. П. Егоров // Автоматизация процессов управления. – 2004. – №1(3). – С.43–46.
2. Арнольд, В. И. Динамика, статистика и проективная геометрия полей Галуа/ В. И. Арнольд – М.: МЦНМО, 2005. — 72 с.
3. Гладких А.А. Основы теории мягкого декодирования избыточных кодов в стирающем канале связи. Ульяновск: УлГТУ, 2010. – 379 с.
4. Саид Басем А. С. Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем // Сборник научных трудов Г. Ульяновск УлГТУ 2014 – с.92–95.
5. Скляр, Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Бернард Скляр – Изд. 2-е, испр. пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
6. Форни, Д. Г. Экспоненциальные границы для ошибок в системах со стиранием, декодированием списком и решающей обратной связью / Д. Г. Форни // Некоторые вопросы теории кодирования. – М.: 1970, – С.166–205.

References

1. Ageev, S. A. Decoding based on the best indicators of signal reception quality / S. A. Ageev, S. A. Bodrov, A. A. Gladkikh, Yu. P. Egorov // Automation of control processes. - 2004. - №1 (3). - P.43–46.
2. Arnold, V. I. Dynamics, statistics and projective geometry of Galois fields / V. I. Arnold - Moscow: MSCNMO, 2005. - 72 p.
3. Gladkikh A.A. Fundamentals of the theory of soft decoding of redundant codes in the erasing communication channel. Ulyanovsk: UlSTU, 2010. - 379 p.
4. Saeed Basem A. S. Modern problems of design, production and operation of radio engineering systems // Collection of scientific works of City Ulyanovsk UlSTU 2014 - p.92-95.
5. Sklar, Bernard. Digital communication. Theoretical foundations and practical application / Bernard Sklyar - Ed. 2nd, rev. per. from English - M .: Publishing house "Williams", 2003. - 1104 p.
6. Forni, DG Exponential Bounds for Errors in Systems with Erasure, List Decoding and Decisive Feedback / DG Forni // Some Questions of Coding Theory. - M .: 1970, pp. 1666–205.

РАЗРАБОТКА ПРАВИЛ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СИНТЕЗА ПКМЦ, ОПИСЫВАЮЩЕЙ ПРОЦЕСС ДОСТАВКИ МНОГОПАКЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ В ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСЕТИ

В. Е. Тоискин[1], М. А. Лягин[2], Е.А. Киселева[3]

[1]МОУ «Институт инженерной физики» (МОУ ИИФ), Серпухов, Россия
[2] Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого (ФВА РВСН), Серпухов, Россия
[3] Военная академии РВСН имени Петра Великого (ВА РВСН), Балашиха, Россия

Аннотация. В статье рассматривается задача автоматизированного синтеза матриц переходных вероятностей, позволяющих решать задачу определения вероятностно-временных характеристик процесса информационного обмена по протоколу X.25 с кумулятивной квитанцией при различных исходных данных.

Ключевые слова: канал передачи данных, вероятностно-временные характеристики, автоматизированный синтез, математическая модель информационного обмена.

WORKING OUT OF RULES OF THE AUTOMATED SYNTHESIS ПКМЦ, DELIVERY OF MULTIPACKAGE MESSAGES DESCRIBING PROCESS IN SHORT-WAVE RADIO NETWORKS

V. E. Toiskin [1], M. A. Lyagin[2], E. A. Kiseleva[3]

[1] IPO « Institute of Engineering Physics» (IPO IEP), Serpukhov, Russia
[2] Branch of the Peter the Great Military Academy of the Strategic Missile Forces (BMA SMF), Serpukhov, Russia
[3] Peter the Great Military Academy of the Strategic Missile Forces (MA SMF), Balashikha, Russia

Abstract. The article deals with the problem of automated synthesis of transition probability matrices, allowing to solve the problem of determining the probabilistic-temporal characteristics of the information exchange process according to the Protocol X. 25 with a cumulative receipt for different initial data.

Keywords: data transmission channel, probability-time characteristics, automated synthesis, mathematical model of information exchange.

1.!Введение

X.25 является стандартом Сектора телекоммуникационных стандартов при Международном союзе электросвязи (International Telecommunication Union — Telecommunication Standardization Sector — ITU-T) для распределенных сетей, который определяет установку и поддержание соединений между устройствами пользователя и сетевыми устройствами [1].

2.!Правила автоматизированного синтеза ПКМЦ, описывающей процесс доставки многопакетных сообщений в декаметровой радиосети

Каждый пакет многопакетного сообщения (МПС), передаваемого по каналам декаметровой радиосети, снабжается заголовком, в котором указывается адрес, необходимый для доставки пакета узлу назначения. Наличие адреса в каждом пакете является одним из важнейших свойств техники коммутации пакетов, так как каждый

пакет может быть обработан коммутатором независимо от других пакетов информационного потока. Помимо заголовка у пакета имеется еще одно дополнительное поле, которое обычно размещается в конце пакета и называется последовательность проверки пакета (CRC) или кодовая последовательность пакета (КПК). В нем помещается контрольная сумма, которая позволяет проверить, была ли искажена информация при передаче по каналу связи или нет. В начале и в конце пакета добавляется флаг (маркер), который имеет вид 01111110, необходимый для обозначения границ пакета.

Формат информационного пакета, передаваемого по протоколу типа X.25, представлен на рисунке 1.

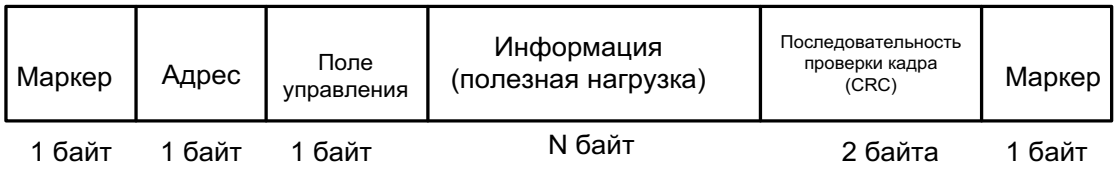


Рис. 1. Формат информационного пакета в протоколе типа X.25

В данном протоколе применятся код Боуза – Чоудхури – Хоквингема (БЧХ) исправляющая способность которого позволяет исправить 1 ошибку в принятом пакете. Достоверность приема в данном протоколе достигается путем многократного повторения передачи пакетов [1].

Граф переходов ПКМЦ для случая передачи трех пакетов с возможностью двух повторов каждого, а также с использование процедуры «скользящее окно» размером в три пакета и кумулятивной квитанции представлен на рисунке 2. Ситуационно двудольные графы (СДГ) в которых предусмотрены перечисленные процедуры будем обозначать следующим образом: g – число возможных повторов передачи одного пакета, а u – количество передаваемых пакетов, u_{sk} – количество пакетов в «скользящем окне» [2,3].

Процесс доставки МПС является вероятностным, движение шагов по графу носит вероятностный характер. Например, если все три пакета были доставлены за один повтор и ЗПД-отправитель получило кумулятивную квитанцию в подтверждение их успешной доставки, то число шагов до перехода в поглощающее состояние будет минимальным.

Представленный СДГ имеет 25 состояний (С.1 – С.25):

С.1 - ЗПД-1 отправил 3 пакета в одном «скользящем окне»;

С.2 - ЗПД-2 принял 3 пакета и выдал в ответ кумулятивную квитанцию, ЗПД-1 переходит к попакетной передаче;

С.3 - ЗПД-2 принял 2 пакета и выдал в ответ кумулятивную квитанцию, ЗПД-1 переходит к попакетной передаче;

С.4 - ЗПД-2 принял 1 пакет и выдал в ответ кумулятивную квитанцию, ЗПД-1 переходит к попакетной передаче;

С.5 - ЗПД-2 не принял переданных пакетов, ЗПД-1 переходит к попакетной передаче;

С.6 - ЗПД-1 отправил 1 повтор 1 пакета;

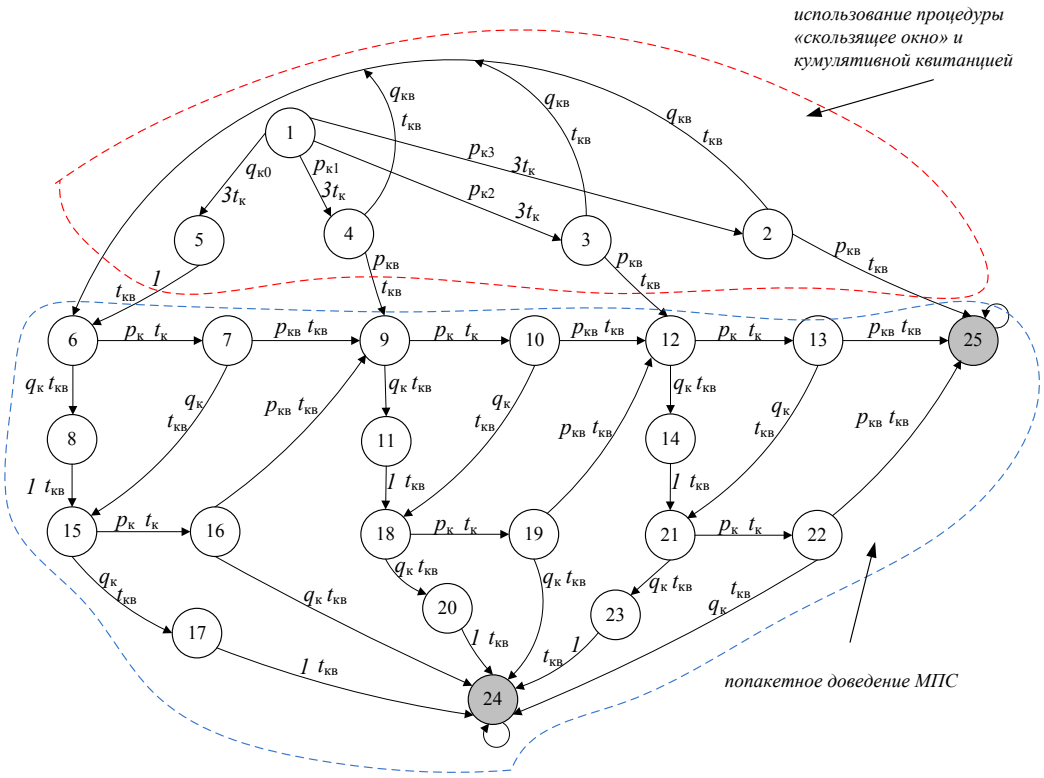


Рис. 2. СДГ марковской модели процесса доставки МПС в СПД типа 3-3-2 с использованием процедуры «скользящее окно» и кумулятивной квитанции

С.7 - ЗПД-2 принял 1 повтор 1 пакета и выдал в ответ квитанцию;

С.8 – ЗПД-2 не принял 1 повтор 1 пакета;

С.9 - ЗПД-1 отправил 1 повтор 2 пакета;

С.10 - ЗПД-2 принял 1 повтор 2 пакета и выдал в ответ квитанцию;

С.11 – ЗПД-2 не принял 1 повтор 2 пакета;

С.12 - ЗПД-1 отправил 1 повтор 3 пакета;

С.13 - ЗПД-2 принял 1 повтор 3 пакета и выдал в ответ квитанцию;

С.14 – ЗПД-2 не принял 1 повтор 2 пакета;

С.15 - ЗПД-1 отправил 2 повтор 1 пакета;

С.16 - ЗПД-2 принял 2 повтор 1 пакета и выдал в ответ квитанцию;

С.17 – ЗПД-2 не принял 2 повтор 1 пакета;

С.18 - ЗПД-1 отправил 2 повтор 2 пакета;

С.19 - ЗПД-2 принял 2 повтор 2 пакета и выдал в ответ квитанцию;

С.20 – ЗПД-2 не принял 2 повтор 2 пакета;

С.21 - ЗПД-1 отправил 2 повтор 3 пакета;

С.22 - ЗПД-2 принял 2 повтор 3 пакета и выдал в ответ квитанцию;

С.23 – ЗПД-2 не принял 2 повтор 3 пакета;

С.24 –ЗПД-1 квитанцию не получил *(сообщение не доставлено)*;

С.25 - ЗПД-1 квитанцию получил *(сообщение доставлено)*.

МПВ данного процесса имеет вид:

$$P_{[25\times25]}=\begin{bmatrix}
0 & p_{12} & p_{13} & p_{14} & p_{15} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{26} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{225}\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{36} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{312} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{46} & 0 & 0 & p_{49} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{56} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{67} & p_{68} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{79} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{138} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{835} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{910} & p_{911} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{1012} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{1018} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{1118} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{1213} & p_{1214} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{1321} & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{1325}\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{1421} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{1536} & p_{1537} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{1609} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{1624} & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{1724} & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{1910} & p_{1920} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{1012} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{1024} & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{2024} & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{2122} & p_{2123} & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{2224} & p_{2225} & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{2324} & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{2424} & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{2525} & 0
\end{bmatrix} \quad (1)$$

Элементы МПВ с 1-ой по 5-ую строки находятся следующим образом:

$$p_{ks} = C_{u_{sk}}^{q_s} p_k^{q_s} (1-p_k)^{u_{sk}-q_s}, \quad (2)$$

где p_{ks} –вероятность доставки пакетов в «скользящем окне» (при $s=1\ldots u_{sk}$); q_s – количество верно доставленных пакетов из совокупности пакетов переданного «скользящего окна».

Элементы МПВ с 6-ой по 25-ую строки находятся аналогично представленным выражениям правилам разработанным в [4,5].

Анализ СДГ, учитывающих процедуру «скользящее окно» с кумулятивной квитанцией показывает, что с увеличением числа пакетов в МПС, количества допустимых повторов передачи одного пакета и количества пакетов в «скользящем окне» такой граф существенно усложняется. Однако, аналогично обычным СДГ с попакетной передачей в нем также имеются инварианты - сегменты графа, которые неизменны (ядро). Этот факт позволяет создать алгоритм автоматического синтеза таких МПВ, а соответственно, и УКЧ, которое описывает искомый информационный обмен и позволяет найти ВВХ. Данные правила были составлены на базе метода математической индукции при анализе обобщенного СДГ, описывающего доставку МПС [4].

Существенной особенностью СДГ с вышеуказанными процедурами от СДГ с попакетной передачей, является учет процедуры передачи пакетов в «скользящем окне».

Учитывая возможность СДГ осуществлять передачу u пакетов с g повторами каждого пакета и размером «скользящего окна» количество состояний графа переходов будет равно

$$N_{sk} = 3 \cdot u \cdot g + u_{sk} + 4; \quad (3)$$

При этом нумерацию состояний СПД будем вести с цифры 1. Тогда номер предпоследнего поглощающего состояния равен $N = 3 \cdot u \cdot g + u_{sk} + 3$.

Правило 1. Состояния СДГ ПКМЦ, описывающие процедуру «скользящее окно» нумеруются «сверху-вниз» и «справа-налево» по горизонтальным блокам, состояния описывающие попакетную передачу, за поглощающим состоянием «сообщение не доставлено» закрепляется предпоследний номер за состоянием, за поглощающим состоянием «сообщение доставлено» - последний номер. Количество блоков

определяется количеством пакетов МПС, количество горизонтальных уровней определяется количеством повторов одного пакета с учетом уровня, описывающего процедуру «скользящее окно».

Для заполнения МПВ используем параметры i и j.

Алгоритм этого синтеза следующий: пусть ***g*** – число повторов передачи одного пакета, ***u*** – количество передаваемых пакетов, а u_{sk} – количество передаваемых пакетов, тогда:

Правило 2. $p_{i,j+1} = p_{ks}$, при $i = 2,\ 2 \le j \le N * 2 - 1,\ s = 1 \dots u_{sk};$

Правило 3. $p_{i+3,j+3} = p_{к}$, при $1 \le i \le N - 4,\ 2 \le j \le N - 3;$

Правило 4. $p_{i+2,j+2} = q_{к}$, при $1 \le i \le N - 3; 3 \le j \le N - 2;$

Правило 5. $p_{i+2,j} = p_{кв}$, при $1 \le i \le N - 3;$ (4)

$2(uq + 1) \le j \le 2(ug + 1) - 1$, при $1 \le q \le g;$

Правило 6. $p_{i+2,j+2} = q_{кв}$, при $2 \le i \le N - 2,$

$3 \le j \le 2(ug + 1) - 1$, при $1 \le q \le g;$

Правило 7. $p_{3i,3j+1} = 1$, при $1 \le i \le N - 2,\ 1 \le j \le N - 2;$

Правило 8. $p_{i,j} = 1$, при $i = j = N - 1;$

Правило 9. $p_{i,j} = 1$, при $i = j = N.$

Остальные элементы матрицы равны нулю.

В практических приложениях теории КМЦ часто необходимо знать, как меняется вероятность того или иного состояния процесса в реальном масштабе времени. Если длина шага переходов для всей цепи одинакова и равна $\tau_{пк}$ то реальное время будет равно:

$$t_{пк} = \frac{L_{пк}}{V_{ПИ}}, \quad (5)$$

где $L_{пк}$ - длина пакета, бит;

$V_{ПИ}$ - скорость передачи информации в канале связи, бит/с.

Время τ_{sk}, затрачиваемое на передачу пакетов в «скользящем окне», находится по следующей формуле:

$$\tau_{sk} = \tau_{пк} u_{sk}, \quad (6)$$

где $\tau_{пк}$ - время передачи пакета;

u_{sk}- количество пакетов в «скользящем окне».

3.!Заключение

Разработанные правила автоматизированного синтеза конечной марковской цепи, описывающей доведение МПС в СПД с процедурой «скользящее окно» и кумулятивной квитанцией являются конструктивными и представляют собой научно-методический аппарат анализа ВВХ доставки МПС в СПД различного назначения. Данные правила реализованы в среде MATLAB, оформлены как программный продукт, что позволяет

проводить анализ СПД с различными исходными данными протоколов военного назначения [6].

4.!Благодарности

Исследования проводятся в рамках выполнения стипендиальных исследований Президента Российской Федерации для молодых ученых и аспирантов, осуществляющих перспективные научные исследования и разработки по приоритетным направлениям модернизации российской экономики на 2018-2020 гг., № СП-4737.2018.3 «Оптимизация канального ресурса радиоцентров мультисервисной сети декаметровой радиосвязи с проключением каналов, обеспечивающей заданную оперативность информационного обмена».

Литература

1. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы./СПб. – Питер, 2012.-944 с.
2. Цимбал В.А. Информационный обмен в сетях передачи данных. Марковский подход: монографии. М.: Вузовская книга, 2014. – 144 с.: ил.
3. Сорокин О. И., Лягин М.А., Бережной А.А., Хоптар В.В., Иванов С.Н. Исследование характеристик информационного обмена в тракте передачи данных из совокупности параллельных декаметровых каналов направления «земля-борт» // Новые информационные технологии в системах связи и управления: Тр. XV Рос. НТК / М-во промышленности и торговли Рос. Федерации, ОАО «Концерн радиостроения «Вега», ОАО «Калужский НИИ телемеханических устройств». – Калуга: Изд. ООО «Ноосфера», 2016. – С. 52–56.
4. Цимбал В.А., Хоптар В.В., Сорокин О.И., Лягин М.А., Бережной А.А., Крючков Н.В. Правила автоматизированного синтеза конечной марковской цепи, описывающей доведение многопакетного сообщения в соединении «точка-точка» [Текст] // «Наука.Инновации.Технологии» Научный журнал Северо-Кавказского федерального университета–2016.–Вып. 4. – С. 91–98.
5. Цимбал В.А., Шиманов С.Н., Тоискин В.Е., Лягин М. А., Прасолов В.А. Оптимизация сеансовых параметров ассиметричного тракта передачи данных направления «борт-земля», обеспечивающего заданную своевременность информационного обмена многопакетными сообщениями / Сб. материалов 12-й ВНПК «Перспективные системы и задачи управления» и 8-й молодежной школы-семинара «Управление и обработка информации в технических системах»/ ИПК КИБИ МЕДИА ЦЕНТРА ЮФУ. – Ростов-на-Дону, 2017. – С. 496–504.
6. Цимбал В.А., Тоискин В.Е., Лягин М.А. Оптимизация сеансовых параметров протокола информационного обмена по многоканальному дуплексному соединению «точка-точка», обеспечивающего заданную оперативность информационного обмена [Текст] / Сб. трудов XI Междун. отраслевой науч.-техн. конф. «Технологии информационного общества» / МТУСИ. – М.: Изд. ООО «Издательский дом Медиа паблишер», 2017. – С. 346-347.

References

1. Olifer V. G, Olifer N.A.computer of a network. Principles, technologies, protokoly./SPb. - Peter, 2012.-944 p.
2. Tsimbal V.A. Information exchange in data transmission networks. The Markovsky approach: the Monography / - M: «the High school book», 2014. - 143 p.
3. Sorokin O. I, Lyagin M. A, Berezhnoj A.A., Hoptar V. V, Ivanov S.N. Research of characteristics of an information exchange in a path of data transmission from set parallel short-wave channels of a direction «earth-board»//New information technology in communication systems and managements: M-in the industry and trade of RF, Open Society «Concern of a radio structure of «Vega», Open Society «Kaluga scientific research institute of telemechanical devices». - Kaluga: «Noosphere», 2016. – Pp. 52-56.

4. Tsimbal V.A., Hoptar V. V, Sorokin O. I, Lyagin M. A, Berezhnoj A.A., Kryuchkov N.V. Rules of the automated synthesis final markov's chain describing finishing of the multipackage message in connection «point-point» [Text] // « Science. Innovations. Technologies» Scientific magazine North Caucasian federal University -2016.- P. 4. - Pp. 91-98.
5. Tsimbal V.A., Shimanov S.N., Toiskin V. E, Lyagin M. A, Prasolov V. A. Optimisation of session parametres of a dissymetric path of data transmission of a direction "the board-earth" providing set timeliness of an information exchange by multipackage messages / Sb. Materials of 12th VNPC «Perspective systems and management problems» and 8th youth school-seminar «Management and information processing in technical systems» / IPK CENTER JUFU MEDIA. - Rostov, 2017. - Pp. 496-504.
6. Tsimbal V.A., Toiskin V. E, Lyagin M. A. Optimisation of session parametres of the report of an information exchange on multichannel duplex connection «the point-point», an information exchange providing set efficiency [Text] / Sb. Works of XI Mezhdun. Branch nauch.-tehn. conf. «Technologies of an information society» / M: «Publishing house of Media», 2017. - Pp. 346-347

РАНГОВЫЙ КРИТЕРИЙ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛА ЛЧМ-ИОНОЗОНДА

А. Е. Недопекин[1]

[1]ФГБОУ ВО «Марийский государственный университет» (МарГУ), г. Йошкар-Ола, Россия

Аннотация. В работе рассмотрена задача обнаружения многомодового сигнала ЛЧМ-ионозонда в частотной области с учетом локальных свойств анализируемой выборки. Предложенный критерий использует скользящее окно с вычислением ранга для каждого его положения, позволяет осуществлять обнаружение слабых мод. Проведенные имитационное моделирование и апробация на экспериментальных данных показали приемлемый уровень ошибок.

Ключевые слова: неопределенность; ионосфера; обнаружение сигнала; частотная область; ранговый критерий.

RANGE CRITERION FOR DETECTION OF CHIRP-IONOZOND SIGNAL

A. E. Nedopekin[1]

[1]Mari State University (MarSU), Yoshkar-Ola, Russia

Abstract. The paper considers the problem of detecting a multimode chirp-ionosonde signal in the frequency domain, taking into account the local properties of the analyzed sample. The proposed criterion uses a sliding window with the calculation of the rank for each of its position, allows the detection of weak modes. Conducted simulation and testing on experimental data. The criterion showed an acceptable level of errors.

Keywords: uncertainty; ionosphere; signal detection; frequency domain; rank criterion.

1. Введение

Для исследований ионосферы и мониторинга состояния декаметровых радиоканалов в настоящее время широко применяются ионозонды с линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ). Они обладают хорошей электромагнитной совместимостью, малой потребляемой мощностью, позволяют осуществлять непрерывное зондирование в широком частотном диапазоне [1]. При ионосферном зондировании принимаемый сигнал обладает дискретной и диффузной многолучевостью, которые обусловлены многоскачковым распространением в волноводе земля-ионосфера и свойствами случайно-неоднородной среды распространения. В [2] указывается на априорную непараметрическую неопределенность, наблюдаемую при обработке сигнала в частотной области, что вызвано, помимо свойств среды, прохождение через множество узко- и широкополосных каналов с сигналами неизвестной частотно-временной структуры.

С радиофизической точки зрения непредсказуемость статистических свойств принятого многолучевого сигнала полезна, поскольку позволяет выявлять неизвестные свойства канала. Для автоматического выделения сигнала в частотной области уже давно применяется подход, основанный на обнаружении в амплитудном спектре сигнала аномальных отсчетов [3]. При этом существует проблема наиболее полного

выделения сигнала, так как отсчеты, принадлежащие частотному уширению сильных мод, и отсчеты слабых мод выделяются с потерями. В [4] рассмотрено выделение аномальных отсчетов по выборке с повышенным «контрастом» данных, однако это улучшает выделение отсчетов из уширения, а слабые моды по-прежнему могут быть потеряны.

Цель работы — разработка метода, способного выделять сигнал слабых ионосферных мод ЛЧМ-сигнала в частотном спектре.

2. Обнаружение мод

Принятый сигнал ионосферного распространения сжимается в частотной области путем умножения на сигнал, комплексно-сопряженный с излученным сигналом ЛЧМ-ионозонда. Затем происходит фильтрация низких частот, в итоге все моды занимают диапазон в несколько сотен герц, их частота пропорциональна времени группового запаздывания. Сигнал оцифровывается и записывается в аудиофайл одного из стандартных форматов. Обработка производится элементами анализа определенной длительности (например, по 1 с) с произвольным сдвигом элементов относительно друг друга. Амплитудный спектр сигнала называется ионограммой (рисунок 1).

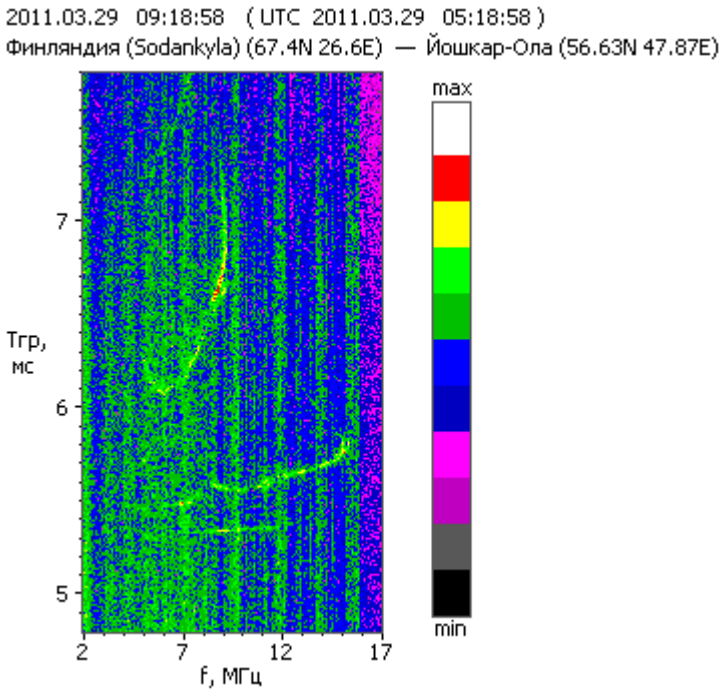


Рис. 1. Пример ионограммы, автоматически сгенерированной приемным комплексом

Для выделения сигнала используется подход, основанный на том, что амплитудный спектр мощности, полученный по оцифрованному элементу анализа, поступившего с приемника после когерентной обработки, описывается суммой двух распределений с различными параметрами и весовыми коэффициентами [3]. Функцию плотности вероятностей смеси сигнала и шума в спектральной области $f(x,\gamma)$ можно представить как сумму двух законов (или двух смесей законов):

$$f(x,\gamma) = h_1 f_1(x,\gamma_1) + h_2 f_2(x,\gamma_2), \qquad (1)$$

где $f_1(x,\gamma_1)$ — плотность, соответствующая шуму, а $f_2(x,\gamma_2)$ — плотность, соответствующая сигналу. Параметры γ и весовые коэффициенты (доля в общей генеральной совокупности) h значительно отличаются, причём $\gamma_1 << \gamma_2$, а $h_2 << h_1$ ($h_2 + h_1 = 1$). Внешний вид распределения при ненулевом h_2 напоминает распределения с «длинными» хвостами, широко применяемые при анализе процессов с памятью, самоподобных процессов. Однако в случае анализа спектров отдельных элементов анализа автором установлено, что их показатель Херста не превосходит 0,5, что соответствует случайным процессам. Радиус автоковариации на уровне 0,5 для спектральных выборок обычно не превосходит 10 отсчетов. В отсутствие ощутимых сосредоточенных помех распределение $f(x,\gamma)$ одинаково хорошо описывается распределением Вейбулла с коэффициентом масштаба равным 1 и переменным коэффициентом формы как при отсутствии, так и при наличии полезного сигнала [5].

В ряде работ, например, в [3] выделение отсчетов полезного сигнала представляется как задача разделения смеси (1) при помощи критериев тестирования выборки на аномальные отсчеты, потому что отсчеты сигнала больше по амплитуде и составляют заметно меньшую часть выборки (менее 10%).

3. Ранговый критерий

Особенности распространения в ионосфере таковы, что каждая следующая по задержке мода имеет меньшую амплитуду за счет большего частотного уширения (см. рисунок 1). Первое замечание: с уменьшением значения аномальные отсчеты имеют тенденцию к расположению группами, размер группы тем больше, чем меньше значение. Моделирование смесей по (1) с использованием подхода из [5] показывает, что наличие аномальных отсчетов делает значимым изменение параметров выборки уже при отношениях сигнал/шум 7-8 дБ, однако, часто отсчеты уширенной слабой моды недостаточно «аномальны» для критерия, применяемого ко всей выборке, хотя визуально выделяются относительно ближайшей окрестности. Снижение критического значения для используемой статистики приводит к ложному выделению шумовых отсчетов вместо сигнальных. Из этого следует второе замечание: анализ выборки необходимо производить не по всей выборке сразу, а с учетом локальных особенностей структуры, например, при помощи скользящего окна.

Суммируя оба замечания, можно прийти к выводу, что для обнаружения мод необходимо использовать скользящее окно, в котором вычисляется некоторая характеристика в зависимости от окрестности этого окна, размер окна и его окрестность тем больше, чем меньшие по амплитуде отсчеты предполагается выделять. Минимальный размер окрестности определяется свойствами типичной автокорреляционной или автоковариационной функции (АКФ) анализируемых данных.

Автор предлагает использовать следующий подход. Данные рассматриваются в текущем окне размера w и в его окрестностях $\alpha \cdot w$ слева и справа. Предлагается процедура выделения с накоплением ранга r_i для каждого i-го положения окна. Решение о наличии аномальных отсчетов принимается на основании выполнения

условия $r_i > k$. Чем меньше мощность предполагаемых к выделению целевых отсчетов, тем больше порог k и тем больше окно m предварительной медианной фильтрации. Расчет r_i проводится по следующим формулам:

$$r_i = \sum_{j=i}^{i+w} \Theta(x_j - \tilde{x}), \quad \tilde{x} = 0.5B\left(\sum_{k=i-\alpha w}^{i} x_k + \sum_{k=i+w}^{i+w(\alpha+1)} x_k \right)(\alpha w)^{-1}, \qquad (2)$$

где $\Theta(x)$ — функция Хэвисайда.

4. Проверка на модели и экспериментальных данных

С использованием имитационного моделирования фона в виде распределения Вейбулла с параметром формы в диапазоне от 1,8 до 2,5 было сгенерировано 1000 выборок $\{x_i\}_{i=1}^{N}$, $N = 500$. В выборки добавлялись две моды, для которых измерялось отношение сигнал-шум S/N в ближайшей окрестности в 1,5-3 радиуса автоковариации. Гистограммы S/N для мод представлены на рисунке 2 а) и рисунке 2 б), а примеры выборок с модами соответственно на рисунке 2 в) и г).

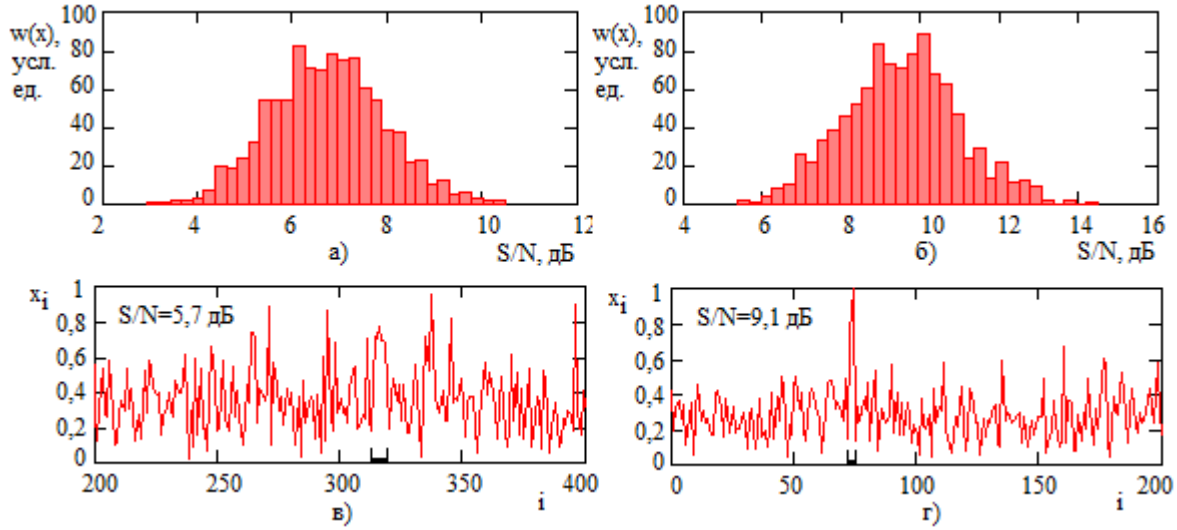


Рис. 2. Отношения сигнал/шум и примеры выборок

Положение моды в выборке отмечено на рисунке 2 в) г) вдоль оси абсцисс черным отрезком. Тестируемые наборы параметров для обнаружения представлены в таблице 1. Ошибки пропуска сигнала и ложного обнаружения в зависимости от S/N представлены в таблице 2 и таблице 3.

Таблица 1. Параметры процедуры

№ набора параметров	Мощность целевых отсчетов	Параметры процедуры				
		m	w	α	B	k
1	> 8 дБ	1	7	5	2,52	1
2	>7 дБ	3	10	3	2,25	1
3	>6 дБ	3	15	3	2	2
4	>5 дБ	5	20	3	1,78	3

Таблица 2. Ошибки обнаружения сигнала для первой моды

№ набора параметров	Ошибка пропуска моды при уровне S/N более					Ошибка ложного обнаружения при уровне S/N более				
	4 дБ	5 дБ	6 дБ	7 дБ	8 дБ	4 дБ	5 дБ	6 дБ	7 дБ	8 дБ
3	0,48	0,43	0,26	0,07	0,01	0,07	0,07	0,06	0,04	0,02
4	0,34	0,29	0,16	0,05	0,03	0,10	0,10	0,09	0,06	0,01

Таблица 3. Ошибки обнаружения сигнала для второй моды

№ набора параметров	Ошибка пропуска моды при уровне S/N более					Ошибка ложного обнаружения при уровне S/N более				
	5 дБ	6 дБ	7 дБ	8 дБ	9 дБ	5 дБ	6 дБ	7 дБ	8 дБ	9 дБ
1	0,44	0,44	0,42	0,35	0,20	0,05	0,05	0,05	0,05	0,04
2	0,19	0,19	0,16	0,09	0,03	0,09	0,09	0,09	0,08	0,07

Ошибка пропуска моды вычислялась как доля спектров от общего количества, в которых она была пропущена, ошибка ложного обнаружения — доля спектров, в которых было обнаружение помимо добавленной моды. Моделирование показало, что использование окна размера менее 10 (шаг № 1) не дает преимущества для сильных мод в сравнении с набором №2 из таблицы 1. Ошибки пропуска и ложного обнаружения менее 10% достигаются для окон в 5-7 отсчетов при α только свыше 10-11 дБ, что не лучше уже известных «глобальных» критериев.

На практике применение критерия необходимо совмещать с уже используемыми методами выделения сигнала. Критерий дополняет возможности методов при работе со слабыми модами с высокой дисперсией. На рисунке 3 приведен пример использования для данных зондирования на трассе Инскип-Йошкар-Ола (14.10.2009 г. 15:21:58, скорость перестройки частоты 100 кГц/с), на рисунке 3 а) представлена ионограмма, построенная по исходным данным, на рисунке 3 б) обозначены отсчеты, выделенные с использованием статистики Кохрена [6], на рисунке 3 в) — отсчеты, выделенные критерием Кохрена, дополненные отсчетами, полученными ранговым критерием. Применялся ранговый критерий для окна размера 10 с набором параметров m: 1; α: 4; B: 2,25; k: 1. На рисунке 3 в) хорошо видно, что обнаружена ещё одна мода сигнала, которая была потеряна при фильтрации результатов критерия Кохрена. Точкам, которые оказываются внутри области срабатывания критерия, сопоставляются единичные значения, таким образом формируется двумерный массив из нулей и единиц, соответствующий ионограмме. Затем этот массив подвергался медианной фильтрации фильтром размера 3 на 3 отсчета, с обнулением одиночных выделенных значений.

Для точного определения отсчетов, принадлежащих уширению сигнала, далее можно действовать следующим образом: определять в каждом спектре ионограммы для каждой группы элементов, совпадающих с группой единичных элементов в бинарном массиве, адрес максимального элемента спектра в группе, а далее работать с его окрестностью по методу из [6].

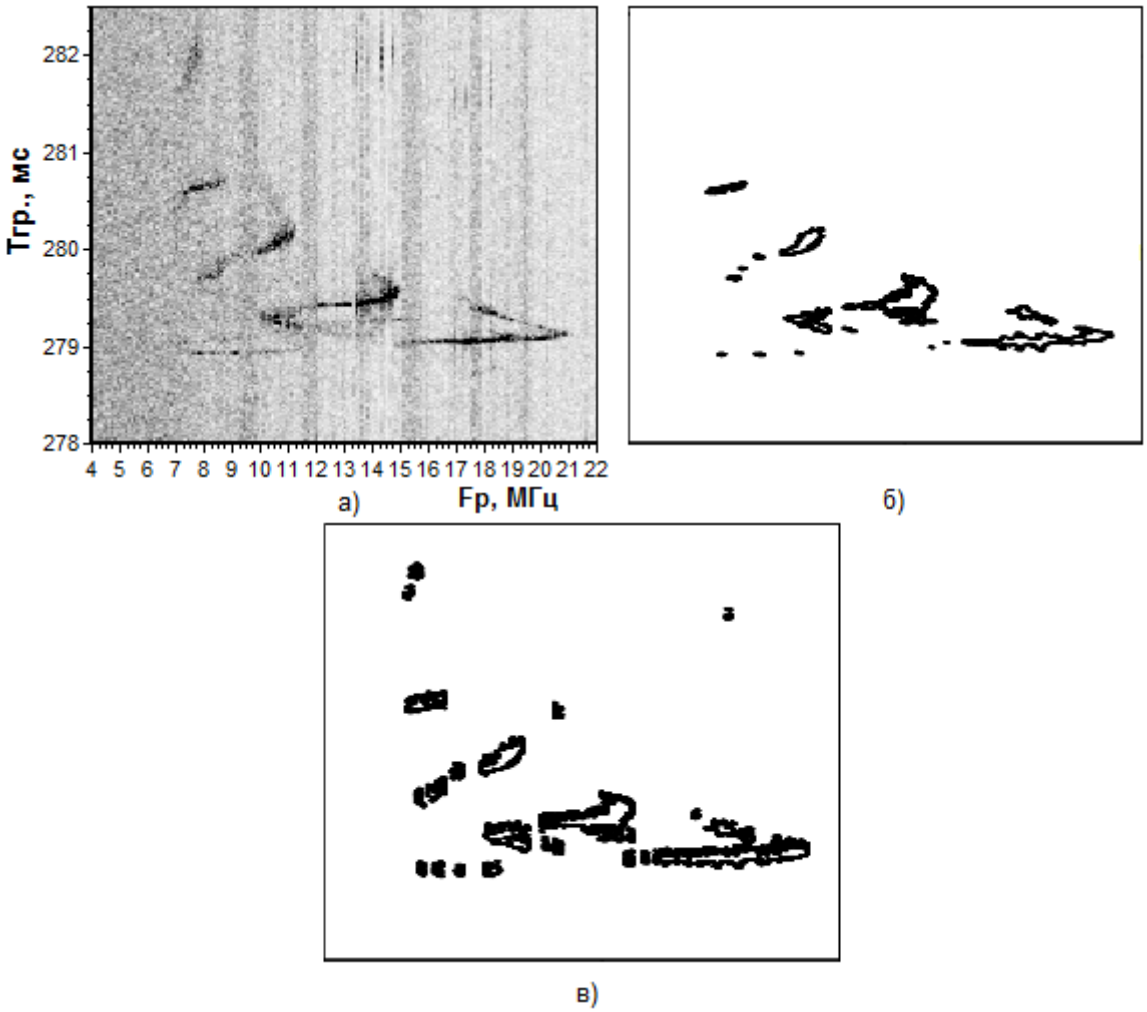


Рис. 3 Пример ионограммы и обнаруженных мод

5. Заключение

Предложен метод обнаружения слабых уширенных мод ионосферного распространения, который может дополнить критерий выделения аномальных отсчетов в задаче выделения сигнала ЛЧМ-ионозонда. Метод выделяет отсчеты, обладающие аномальными свойствами в локальной области выборки. Моделирование показало, что при размере окна в 10-15 отсчетов (определяемого из радиуса автоковариации) и порогового отношения сигнал/шум 6-7 дБ необходимо проводить вычисление ранга для положения окна при сравнении с областью радиуса 3-4 размера окна. Практическая апробация показывает возможность обнаружения слабых мод, соответствующих большому числу скачков сигнала в волноводе земля-ионосфера.

Литература

1. Вертоградов Г.Г. Многофункциональный комплекс для наклонного зондирования на базе ионозонда-радиопеленгатора / Вертоградов Г.Г., Урядов В.П., Вертоградов В.Г., Вертоградова Е.Г., Кубатко С.В., Валов В.А. // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал, 2010, № 12. http://jre.cplire.ru/jre/dec10/4/text.html, 23.02.2019.
2. Колчев А.А., Недопекин А.Е. Экспериментальное подтверждение априорной непараметрической неопределённости для сигнала ЛЧМ-ионозонда в спектральной области // Вестник Национального технического университета «Харьковский

политехнический институт». Сборник научных статей. Тематический выпуск: Радиофизика и ионосфера. Харьков: НТУ «ХПИ», 2011, № 44 - С. 91-100.
3. Kolchev A.A., Nedopekin A.E., Khober D.V. Application of techniques for separating anomalous samples during the processing of SW LFM signal // Radioelectronics and communication systems, 2012, Vol. 55, No 9 - P. 418-425.
4. Недопекин А.Е. Повышение контрастности данных при обработке сигнала ЛЧМ-ионозонда // Сборник материалов XII Всероссийской молодежной научно-инновационной школы «Математика и математическое моделирование». 17-19 апреля 2018 г. Саров. 2018. - С. 26.
5. Nedopekin A.E. A model of the mixture of background noise and lumped interference during reception of a high-frequency chirp signal // Radiophysics and quantum electronics, 2015, T. 58, №6 - P. 454-461.
6. Недопекин А.Е. Метод обнаружения сигнала ЛЧМ-ионозонда в частотной области с учетом уширения принимаемых мод ионосферного распространения // Журнал радиоэлектроники, 2015, № 10. http://jre.cplire.ru/jre/oct15/5/text.html, 23.02.2019.

REFERENCES

1. Vertogradov G.G. Multipurpose complex for oblique sounding on the base of ionosphere / Vertogradov G.G., Uryadov V.P., Vertogradov V.G., Vertogradova E.G., Kubatko S.V., Valov V.A. // Journal of radio electronics: online journal, 2010, No 12. http://jre.cplire.ru/jre/dec10/4/text.html, 23.02.2019.
2. Kolchev A.A., Nedopekin A.E. Experimental confirmation of a priori nonparametric uncertainty for the chirp ionosonde signal in the spectral region // Bulletin of the National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute". Collection of scientific articles. Thematic issue: Radiophysics and the ionosphere. Kharkov: NTU "KPI", 2011, No 44 - P. 91-100.
3. Kolchev A.A., Nedopekin A.E., Khober D.V. Application of techniques for separating anomalous samples during the processing of SW LFM signal // Radioelectronics and communication systems, 2012, Vol. 55, No 9 - P. 418-425.
4. Nedopekin A.E. Enhancing data contrast when processing a chirp-ionosonde signal // Collection of materials of the XII All-Russian Youth Scientific Innovation School "Mathematics and Mathematical Modeling". 17-19 April 2018. Sarov. 2018. - P. 26.
5. Nedopekin A.E. A model of the mixture of background noise and lumped interference during reception of a high-frequency chirp signal // Radiophysics and quantum electronics, 2015, T. 58, №6 - P. 454-461.
6. Nedopekin A.E. Method of extraction of chirp signal of ionosonde in the frequency domain based on the broadening propagation modes // Journal of radio electronics: online journal, 2015, No 10. http://jre.cplire.ru/jre/oct15/5/text.html, 23.02.2019.

РАСЧЕТ ЖИВУЧЕСТИ УЗЛА СВЯЗИ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Г. В. Бурло

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

Аннотация. В работе рассмотрен расчет живучести узлов связи сети связи специального назначения корреляционным методом. В качестве показателя живучести рассматривается вероятность связности узла связи. Сущность корреляционного метода расчета живучести узла связи сети связи специального назначения заключается в итеративном алгоритме расчета.

Ключевые слова: Живучесть; сеть связи специального назначения; итерация; корреляционный метод; структурная корреляция.

THE CALCULATION OF THE SURVIVABILITY OF A COMMUNICATION NODE OF A COMMUNICATION NETWORK SPECIAL PURPOSE

G. V. Burlo

Military telecommunication's academy, Saint-Petersburg, Russia

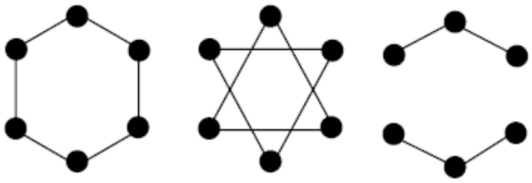
Abstract. The paper discusses the calculation of the communication node of a communication network special purpose correlation method. As an indicator of survivability, the probability of connectivity, of the communication node is considered. The essence of the correlation method for calculation the survivability of the communication node of the special purpose communication network is an iterative calculation algorithm.

Keywords: survivability; communication network special purpose; method of correlation; structural correlation.

1. Введение

Узлы связи сети связи специального назначения представляют из себя сетевую информационную систему, распределенную на большой территории. Схема функционирования ее задается с помощью графа, который определяет физическую структуру узла связи, его ребра r_i соответствуют физическим компонентам (таким, как каналы связи), проложенным от одной вершины графа (узла) V_i к другому.

Узлы связи соответствуют источникам/приемникам потоков либо осуществляют транзитные функции для существующих потоков. Такие вершины графа носят название транзитных. Совокупность ребер, которые надо пройти потоку из вершины V_i до вершины V_j, называется путем (V_i, V_j). Если для любых двух вершин графа существует путь (V_i, V_j), то граф называется связным (рисунок 1 а), в противном случае граф не связан (рисунок 1 б).



а) *б)* *в)*

Рис. 1. Примеры связного (а), несвязного (б) графа и сечения графа по ребрам (в)

Каждое ребро, входящее в вершину или исходящее из нее, называется инцидентным этой вершине. Общее количество ребер $d(i)$, инцидентных вершине, называется степенью вершины. Если граф ориентирован, то различают полустепень исхода $d^{+}(i)$ и захода $d^{-}(i)$.

Сечением по ребрам (рисунок 1 в) называют наименьшее количество ребер, удаление которых из графа разбивает последний на два несвязанных между собой компонента.

Разбиение множества V всех вершин графа на два подмножества $V_1 \cup V_2 = V$ называется разрезом по вершинам. Это разбиение определяет разрез по ребрам: $E_1 \cup E_2 = E$, где E_1 – множество всех ребер, выходящих из вершин V_1 и входящих в вершины V_2.

Если элементу графа (ребру, вершине) приписана какая-либо физическая величина (например, длина ребра, пропускная способность, задержка обработки информации), эта величина отмечается числом, называемым весом элемента (ребра, вершины).

Вершина (или точка на ребре), расположенная на наименьшем расстоянии от всех остальных вершин, называется медианой графа, медианное расстояние R – радиусом графа. Удаление даже одного ребра увеличивает радиус графа, так как в таком случае необходимо отыскать обходной и потому более длинный путь. Таким образом, удаление одного или даже нескольких ребер не всегда уничтожает связность графа. Такое свойство графа носит название живучести [1].

2. Аналитический расчет живучести узла связи корреляционным методом

На узел связи сети связи специального назначения может воздействовать противник, применяя радиоэлектронное подавление, огневое поражение, программное воздействие.

В следствии воздействия противника элементы узла связи могут выходить из строя. Для обеспечения живучести основным показателем принимается вероятность связности узла связи. Вероятность связности характеризуется наличием хотя бы одного пути передачи информации между всеми элементами узла связи.

Живучесть направления связи – это интегральное свойство системы связи, определяемое, исходя из характера воздействия дестабилизирующих факторов, живучестью, помехоустойчивостью и надежностью.

Основными видами воздействия на систему связи специального назначения со стороны противника будут огневое и радиоэлектронное противодействие, направленные

на уничтожение или нарушение работы отдельных элементов и системы связи в целом [2].

Сущность корреляционного метода расчета живучести узла связи сети связи специального назначения заключается в итеративном алгоритме расчета.

Пусть известно множество путей $\mathrm{M} = \{\mu_j\}, j = \overline{1,h'}.$ Требуется определить вероятность $p(E)$ исправности не менее одного пути при заданных вероятностях $p(э_i)$ исправности элементов. M_j – подмножество множества M, содержащее пути $\mu_1, ..., \mu_j$, а события E_j, и G_j, обозначают соответственно исправность и неисправность этого подмножества.

Информация в ДС по пути μ_j передается только при отказе всех путей множества M_{j-1} и исправности пути μ_i независимо от состояния остальных $h-1$. Тогда

$$p(E) = \sum p(e_j)\, p(G_{j-1}|e_j) \qquad (1)$$

При $j = 1$ $p(G_0|e_1) = 1.$ Сумма (1) обладает переместительным свойством. Учитывая, что $p(G_{j-1}|e_j) = 1 - p(E_{j-1}|e_j),$ и согласно (1) на j-м шаге

$$p(E_j) = p(E_{j-1}) + p(e_j)[1 - p(E_{j-1}|e_j)] \qquad (2)$$

Исключение корреляции состояний путей $\mu_i \in \mathrm{M}_{j-1}$ и пути μ_j достигается благодаря использованию формулы условной вероятности для путей μ_j

$$p(e_i|e_j) = p(e_j) / \prod_{э \in \pi(\mu_i, \mu_j)} p(э_v), \qquad (3)$$

где $\pi(\mu_i, \mu_j) = \mu_i \cap \mu_j, i = 1, ..., j-1.$

Применение соотношения (3) равносильно исключению элементов пути, из состава путей $\mu_i \in \mathrm{M}_{j-1}.$ Преобразованные таким образом пути называются путями первой итерации, а их множество обозначено $\mathrm{M}^1_{j-1} = \{\mu^1_i\}, i = 1, \ldots, j-1.$ В дальнейшем пути исходного множества называются путями нулевой итерации. Ранг путей $r\{\mu^1_i\} \le r\{\mu^0_1\}.$

Вероятность исправности не менее одного пути $\mu^1_i \in \mathrm{M}^1_{j-1}$

$$p(E^1_{j-1}) = \sum_{i=1}^{j-1} p(e^1_i)[1 - p(E^1_{i-1}|e^1_i)] \qquad (4)$$

Согласно выражению (2) условная вероятность $p(E^1_{j-1}) = (E^0_{i-1}|e^0_j)$ определяется за $j-1$ шагов первой итерации. Исключение корреляции событий E^1_{i-1} и e^1_i при вычислении $p(E^1_{i-1}|e^1_i)$ приводит к необходимости организации второй итерации, затем третьей и т. д. Обозначим k номер итерации. Число путей в множестве M^k_{j-k} с

увеличением номера итерации на единицу снижается также на единицу, поэтому $k \in [0,\ j-1],\ j = 1, \ldots, h$. На $k-$й итерации вычисляется вероятность

$$p(E_{j-1}^{1}) = \sum_{i=1}^{j-k} p(e^{k})[1 - p(E_{i-1}^{k+1} | e_i^{1})], \ldots,\ j-1 \qquad (5)$$

При $k = j-1 \quad p(E_{i-1}^{j-1}) = p(e_1^{j-1})$, т.к. по условию $p(E_0^{j}) = 0.$

Подставляя в (4) выражение $p(E_{j-k}^{k})$ на каждой итерации, получаем

$$p(E_j^0) = p(E_{j-1}^0) + p(e_j^0)\left\{1 - \sum_{i=1}^{j-k} p(e_i^l)\left[1 - \sum_{v=1}^{i-1} p(e_v^2)(1 - \ldots - \sum_{k=1}^{2} p(e_1^{j-1})(1 - (e_1^{j-1}))\right]\right\}$$

Выражение (5) описывает итеративный алгоритм вычисления вероятности $p(E_j^0)$. Для упрощения организации вычислений далее проведена взаимоувязка наибольшего и текущего значений индекса i с номерами итерации и шага.

Обозначим для этого наибольшее и текущее значения индекса i на k – й итерации $I(k), i(k)$. Величина $I(k)-$ это число путей на $k-$ й итерации, а $i(k)-$ номер пути в множестве $\mathrm{M}_{I(k)}^{k}$. При $k = 0$.

$$I(0) = h, \qquad (6)$$

а при $1 \le k \le j-1$ согласно ранее изложенному

$$I(k+1) = i(k) - 1 \qquad (7)$$

Введение взаимосвязанных индексов $I(k)$, $i(k)$ позволяет записать общее выражение для проведения расчетов на любом шаге любой итерации

$$p(E_{i(k)}^{k}) = p(E_{i(k)-1}^{k}) + p(e_{i(k)}^{k})\left[1 - p(E_{i(k)-1}^{k+1})\right],$$

где $p(E_{i(k)-1}^{k+1}) = p(E_{i(k)-1}^{k} | e_{i(k)}^{k}), i(k) = 1, \ldots, I(k); k = 0, \ldots, j-1$

Ниже излагается итеративный алгоритм вычисления p(E) с использованием выражения (8). Основу алгоритма составляют операции по проверке выполнения неравенств:

$$i(k) < I(k) \qquad (9)$$

$$k > 0 \qquad (10)$$

изменению значений индекса $i(k)$, определению требуемого числа шагов $I(k)$, формированию множеств $\mathrm{M}_{i(k)-1}^{k+1}$ при переход к $(k+1)-$ й итерации и расчету $i(0) = 2$ по выражению (8). При $i(k) = 1, k = 0, \ldots, j-1$, согласно введенному выше условию

$$p\left(E_1^{k}\right) = e_1^{k} \qquad (11)$$

Выполнение неравенства (9) проверяется по окончании каждого шага $k-$й итерации. Если неравенство (9) выполняется, то индекс $i(k)$ увеличивается на единицу, формируется множество путей $\mathrm{M}_{i(k)-1}^{k+1}$, после чего по выражению (7) определяется $I(k)$, а значение k также увеличивается на единицу. Если $i(k) = I(k)$, то проверяется выполнение неравенства (10). Если оно выполняется, то значение k снижается на

единицу и производится расчет $p\left(E_{i(k)}^{k}\right)$ по выражению (8), после чего вновь переходят к проверке выполнения равенства (9). Каждая итерация начинается вычислением по выражению (11) вероятности $p\left(E_1^k\right)$, а заканчивается вычислением по выражению (8) вероятности $p\left(E_{I(k)}^{k}\right)$. Полностью алгоритм заканчивается, когда $i(k) = I(k)$ при $k = 0$ (не выполняются оба неравенства (9) и (10)). Ниже излагается последовательность расчетов при выполнении первого, второго, третьего и j – го шагов нулевой итерации.

Номер итерации $k = 0$, и согласно выражению (6) $I(0) = h$.

Шаг 1 нулевой итерации. Индекс $i(0) = 1$. Согласно выражению (11) $p\left(E_1^0\right) = e_1^0$. Индекс $i(k) < I(k)$, поэтому осуществляется переход к выполнению второго шага.

Шаг 2 нулевой итерации. Индекс $i(0) = 2$. Согласно выражению (8) $p\left(E_2^0\right) = p\left(E_1^0\right) + p\left(e_2^0\right)\left[1 - p\left(E_1^1\right)\right]$. Для вычисления $p\left(E_1^1\right)$ формируется множество $\mathrm{M}_1^1 = \left\{\mu_1^1\right\}$, где μ_1^1 не содержит элементов пути μ_2^0. Значение k увеличивается на единицу: $k = 1$.

Шаг 1 первой итерации. Индекс $i(1) = 1$. Согласно выражению (11) $p\left(E_1^1\right) = e_1^1$. Первая итерация закончена. Неравенство (9) не выполняется, а неравенство (10) выполняется. Поэтому значение k снижается на единицу: $k = 0$. По выражению (8) определяется $p\left(E_2^0\right)$.

Шаг 2 нулевой итерации закончен. Неравенство (9) при $k = 0$ выполняется, поэтому осуществляется переход к шагу 3 нулевой итерации.

Шаг 3 нулевой итерации. Индекс $i(1) = 3$. Согласно выражению (8) $p\left(E_3^0\right) = p\left(E_2^0\right) + p\left(e_3^0\right)\left[1 - p\left(E_2^1\right)\right]$. Для вычисления $p\left(E_2^1\right)$ формируется множество $\mathrm{M}_1^1 = \left\{\mu_1^1, \mu_2^1\right\}$. Пути μ_1^1, μ_2^1 элементов пути не содержат. Согласно (7) I (1) =2. Значение k увеличивается на единицу: $k = 1$.

Шаг 1 первой итерации. Индекс i(1) = 1. Согласно выражению (11) $p\left(E_1^1\right) = e_1^1$. Неравенство (9) выполняется, поэтому осуществляется переход к шагу 2 первой итерации.

Шаг 2 первой итерации. Индекс $i(1) = 2$. Согласно выражению (8) $p\left(E_2^1\right) = p\left(E_1^1\right) + p\left(e_2^1\right)\left[1 - p\left(E_1^2\right)\right]$. Для вычисления $p\left(E_1^2\right)$ формируется множество $\mathrm{M}_1^2 = \left\{\mu_1^2\right\}$, где μ_1^2 не содержит элементов пути μ_2^1. Согласно выражению (7) число шагов на второй итерации $I(2) = 1$. Значение k увеличивается на единицу; $k = 2$.

Шаг 1 второй итерации. Индекс $i(2) = 1$. Согласно выражению (11) вероятность $p\left(E_1^2\right) = e_1^2$. Вторая итерация закончена. Неравенство (9) не выполняется, а неравенство (10) выполняется. Значение k снижается на единицу, и вычисляется вероятность $p\left(E_2^1\right)$.

Первая итерация закончена. Вновь неравенство (9) не выполняется, а неравенство (10) выполняется. Значение k еще раз снижается на единицу и вычисляется вероятность $p\left(E_3^0\right)$.

Неравенство (9) при $k=0$ не выполняется, поэтому осуществляется переход к шагу 4 нулевой итерации.

Шаг j нулевой итерации. Вероятность $p\left(E_{j-1}^0\right)$ вычислена на предыдущем шаге. Индекс $i(0)=j$. Согласно выражению (8)

$$p\left(E_j^0\right)=p\left(E_{j-1}^0\right)+p\left(e_j^0\right)\left[1-p\left(E_{j-1}^1\right)\right].$$

Вероятность $p\left(E_{j-1}^1\right)$ вычисляется за $j-1$ шагов первой итерации. Шаг $i(i>1)$ первой итерации требует выполнения $i-1$ шагов второй итерации и т. д. Вычисление производится в изложенной выше последовательности.

Объем вычислений $p\left(E\right)$ по итеративному алгоритму определяется числом повторений операции сложения по выражению (8) и числом преобразований исходного множества путей. Обозначим их K и M. Согласно алгоритму, на шаге 1 нулевой итерации:

$$K_1^0=1 \tag{12}$$

$$M_1^0=0, \tag{13}$$

а при $i(k)>1$ и любых k последовательность и объем вычислений на $i(k)$ – м шаге полностью соответствуют последовательности и объему вычислений на $[i(k)-1]$ шагах. Кроме того, по выражению (8) определяется $p\left(E_{i(k)}^k\right)$, а также формируется множество $\mathrm{M}_{i(k)}^{k+1}$. Поэтому:

$$K_{i(k)}^k=2K_{i(k)-1}^k+1 \tag{14}$$

$$M_{i(k)}^k=2M_{i(k)-1}^k+1 \tag{15}$$

Сложив рекуррентные соотношения (14), (15) по всем шагам и итерациям с учетом (12) и (13), получим:

$$K=2^h-1 \tag{16}$$

$$M=2^{h-1}-1 \tag{17}$$

Следовательно, объем вычислений $p\left(E\right)$ итеративным алгоритмом очень высок. Для его снижения используется изменение корреляции состояний путей при преобразовании их исходного множества на итерациях.

Показатель структурной корреляции состояний путей системы связи.

Рассмотрим возможности снижения объема вычислений. Ранг некоторых путей $\mu_v^k\in\mathrm{M}_{I(k)}^k, k\geq 1,$ при возрастании номера итерации снижается, вследствие чего изменяется корреляция состоянии путей между собой по сравнению с корреляцией

состояний этих же путей на предыдущей итерации. Оценим структурную корреляцию путей на k – й итерации j – го шага.

Прибавив к числителю дроби и вычтя из него $p(G^k_{i(k)-1})$, разделив почленно на знаменатель и выполнив несложные преобразования, получим

$$a(e^k_{i(k)}) = p(e^k_{i(k)})\left[1 - p(e^k_{i(k)}, G^k_{i(k)-1})\right] \tag{18}$$

где коэффициент структурной корреляции

$$p(e^k_{i(k)}, G^k_{i(k)-1}) = \frac{p(E^{k+1}_{i(k)-1}) - p(E^k_{i(k)-1})}{1 - p(E^k_{i(k)-1})} \tag{19}$$

Определим область значений коэффициента $p(G^k_{i(k)-1}, e^k_{i(k)})$. Выполнение $i(k)$ – го шага, $i(k) \geq 2$, требует организации $(k+1)$ – й итерации, и при $k \geq 0$ может выполняться условие $\mathrm{M}^k_{i(k)-1} \cap \mu^k_{i(k)} = \varnothing, k \geq 0; i(k) = 2, \ldots, I(k)$, называемое условием независимости.

3. Заключение

Узел связи сети связи специального назначения представляет собой многоуровневую иерархическую структуру, включающую в себя множество узлов, связанных между собою определенным образом. Такой конструкции присуще свойство уязвимости, которая определяется тем, что за счет многочисленных узлов и связей между нередко проявляется «каскадный эффект», когда сбой в одном каком-либо месте провоцирует перегрузки и выход из строя многих других элементов сети связи. Успешное решение проблемы обеспечения живучести сложных сетей во многом зависит от типов используемых методов оценки живучести, поскольку они адекватны моделируемым объектам и обеспечивают получение точных оценок о реальном состоянии системы.

Литература

1. Громов Ю. Ю., Драчев В. О., Набатов К. А., Иванова О. Г. Синтез и анализ живучести сетевых систем. М.: Издательство Машиностроение-1, 2007. – 152 с.
2. Калмыков Д. А., Кривцов С. П., Тевс О. П. Расчет своевременности доставки сообщений в системе связи специального назначения в условиях воздействия противника. // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании, 2017, Т.1. – С. 443-449
3. Дудник Б. Я., Овчаренко В. Ф., Орлов В. К. Надежность и живучесть системы связи. М.: Радио и связь, 1984. – 215 с.

References

1. Gromov Y. Y., Drachev V. O., Nabatov K. A., Ivanova O. G. Synthesis and analysis of survivability of network systems. M.: «Publishing house – mechanical engineering-1», 2007. – 152 p.
2. Kalmycov D. A., Krivcov S. P., Tevs O. P. Calculation of timely delivery of messages in the communication system of special purpose under the influence of the enemy. // Actual problems of information telecommunications in science and education, 2017, Vol. 1, Pp. 443-449.
3. Dudnic B. Y., Ovcharenko V. F., Orlov V. K. Reliability and survivability of communication system. M.: Radio and communication, 1984. – 215 p.

РАСШИРЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ЦИФРОВЫХ ПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ С ПОМОЩЬЮ ВРЕМЕННОГО УПЛОТНЕНИЯ СИГНАЛОВ

А. С. Фатеева[1], Г.В. Никонова[2]

[1]АО «Омский научно-исследовательский институт» (АО «ОНИИП»), Омск, Россия
[2]ФГБОУ ВО «Омский государственный технический университет» (ОмГТУ), Омск, Россия

Аннотация. В данной статье представлены результаты исследования метода расширения полосы пропускания цифровых устройств, основанного на временном уплотнении входных сигналов. Выполнено имитационное моделирование цифровых приёмных устройств с четырехкратным расширением полосы пропускания. Представлены результаты исследования зависимости спектральных характеристик приёмных устройств с временным уплотнением от величины ошибки апертурной погрешности и временной задержки между каналами.

Ключевые слова: расширение полосы пропускания, временное уплотнение сигналов, цифровые приёмные устройства.

EXTENSION BANDWIDTH OF THE DIGITAL RECEIVERS WITH TIME INTERLEAVED SIGNALS

A. S. Fateeva[1], G. V. Nikonova[2]

[1] JSC "Omsk research Institute" (JSC "ONIIP"), Omsk, Russia
[2]Omsk State Technical University (OmSTU), Omsk, Russia

Abstract. This article presents the results of a study of the method of expanding the bandwidth of digital devices based on the time interleaved of the input signals. Simulation modeling of digital receivers with four-fold bandwidth expansion is performed. The results of the study of the dependence of the spectral characteristics of the receivers with time compaction on the aperture error and the time delay between the channels are presented.

Keywords: extension bandwidth, time interleaved signals, digital receiver.

1. Введение

В настоящее время скорость передачи данных в современных радиоканалах связи достигает 100 Мбит/с и более [1]. Радиочастотные широкополосные каналы связи в основном работают в диапазонах до 6 ГГц, при этом для передачи информации используются сложные виды модуляции, чтобы обеспечить высокую ёмкость канала связи. Приём и обработка сигналов в радиоканалах связи осуществляется с помощью цифровых приёмных устройств. Ключевым компонентом цифрового приёмного устройства является аналогово-цифровой преобразователь (АЦП), так как от его спектральных и технических характеристик зависит качество приёма сигналов. Современные быстродействующие АЦП имеют частоту дискретизации до 6 ГГц [2]. Высокая частота дискретизации АЦП позволяет использовать метод прямого цифрового приёма сигналов для широкого диапазона частот, что существенно упрощает практическую реализацию цифровых приёмных устройств.

Однако, чем выше частота дискретизации АЦП, тем ниже его разрядность, так как современные технологии не позволяют обеспечить одновременно высокую разрядность

и высокое быстродействие АЦП. Низкая разрядность АЦП в значительной мере снижает динамический диапазон сигнала в цифровом приёмном устройстве. Одним из вариантов решения проблемы низкой частоты дискретизации для АЦП с высокой разрядностью является метод временного уплотнения сигналов [3]. Данный метод основан на параллельном включении нескольких АЦП. Однако, параллельное включение нескольких АЦП может обладать и негативными эффектами, связанными с разбросом параметров реальных устройств, неконтролируемыми временными задержками, апертурной погрешностью и т.д. Всё это в конечном итоге может сказаться на качестве приёма сигналов. Поэтому, для полноценного спектрального и временного анализа процессов, протекающих в цифровом приёмном устройстве, использующем параллельное включение нескольких АЦП, целесообразнее выполнить предварительное имитационное моделирование одноканального АЦП и метода временного уплотнения сигналов с помощью параллельном включении нескольких АЦП.

2. Имитационная модель одноканального АЦП

Рассмотрим упрощенную имитационную модель одноканального АЦП, учитывающую основные источники погрешности и неточности работы АЦП:

1) Ошибка квантования.
2) Нелинейность.
3) Апертурная погрешность (джиттер).
4) Смещение опорного напряжения.
5) Изменение коэффициента усиления.

Структурная схема упрощенной имитационной модели одноканального АЦП представлена на рисунке 1.

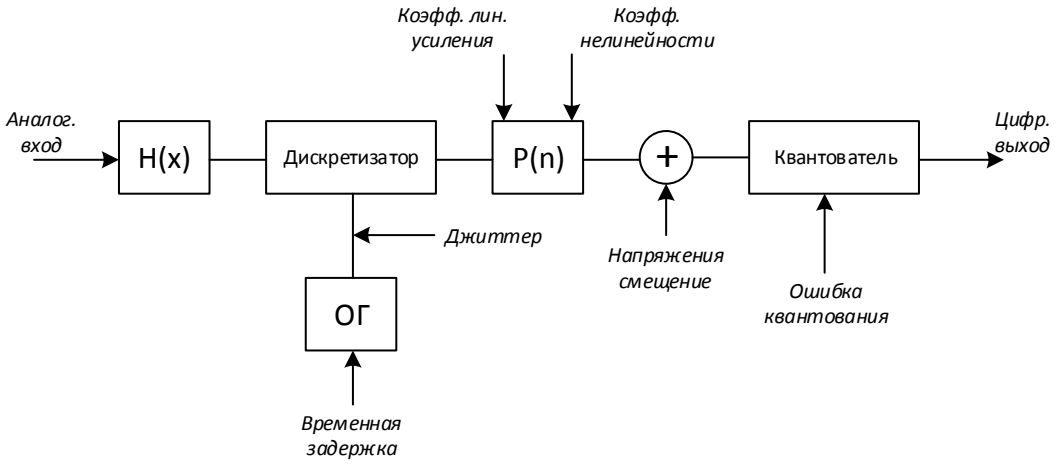


Рис. 1. Структурная схема имитационной модели одноканального АЦП

В данной структурной схеме *H(x)* – аналоговый фильтр, ограничивающий полосу входного сигнала. Преобразования в блоке дискретизации (дискретизаторе) учитывают негативное влияние временной задержки от опорного генератора (ОГ) Δt, и джиттера δ_s:

$$T_A = T_s + \Delta t + \delta_s, \qquad (1)$$

где T_s –заданный период сигнала ОГ, T_A – период сигнала на входе дискретизатора.

P(n) –функция, позволяющая моделировать дифференциальную (DNL) и интегральную (INL) нелинейность АЦП [4].

Кроме того, представленная модель учитывает негативное влияние нестабильности опорного напряжения и ошибку квантования, возникающую в результате ограничений решающего устройства в квантователе [5]. В качестве исходных данных для моделирования АЦП зададим следующие параметры:

1) Разрядность АЦП – 12 бит.
2) Частота дискретизации – 125 МГц.
3) Величина джиттера – δ_s=400 фС.
4) Дифференциальная нелинейность (DNL) = ±2 (МЗБ).
5) Интегральная нелинейность (INL) = ±8 (МЗБ).

При моделировании одноканального АЦП временную задержку опорного генератора можно не учитывать, так как она не влияет на спектральные характеристики.

Далее рассмотрим реакцию представленной имитационной модели АЦП на воздействие входного синусоидального сигнала с номинальным уровнем 0дБн относительно полной входной шкалы АЦП. На рисунке 2 представлен спектр сигнала на выходе имитационной модели АЦП при воздействии синусоидального сигнала частотой 10 МГц.

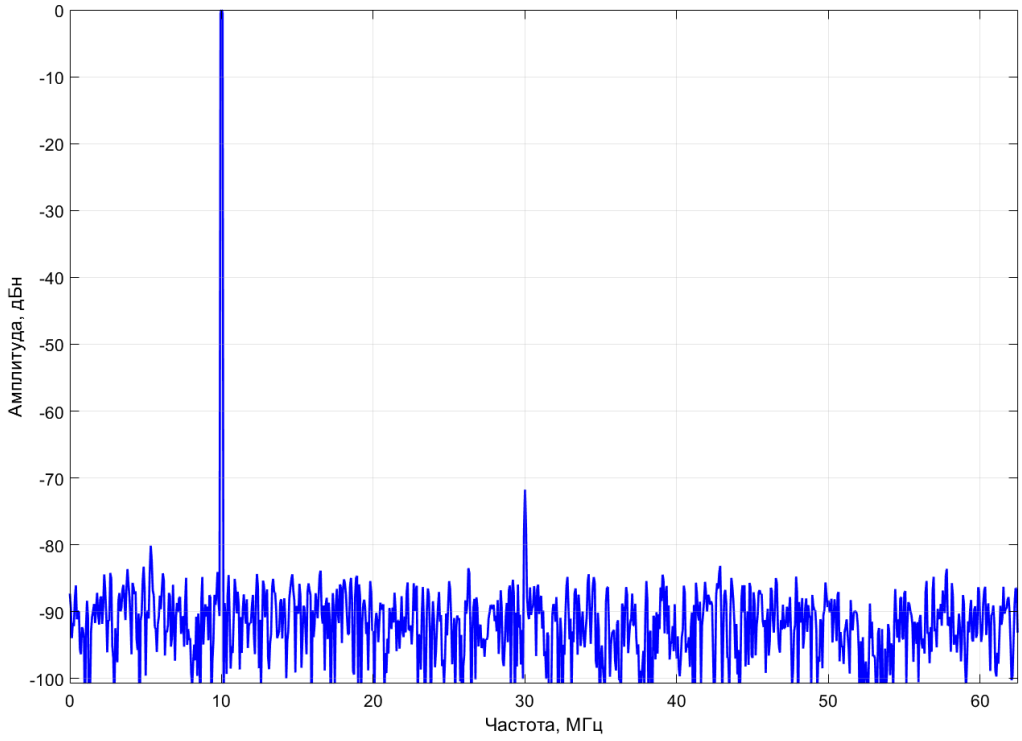


Рис. 2. Спектр сигнала на выходе имитационной модели АЦП при воздействии синусоидального сигнала частотой 10 МГц.

Как видно графика, представленного на рисунке 2, в выходном сигнале имитационной модели АЦП присутствуют паразитные побочные и шумовые компоненты, определяемые исходными параметрами модели, ярко выраженный

характер имеет гармоники 3-го порядка. Спектральные характеристики сигнала на выходе имитационной модели одноканального АЦП:

1) Соотношение сигнал/шум (SNR) – 62.0 дБ.
2) Динамический диапазон свободный от искажений (SFDR) –71.7 дБ.
3) Коэффициент гармонических искажений (THD) – 71.2 дБ

3. Метод временного уплотнения сигналов при параллельном включении нескольких АЦП

Идея использования нескольких параллельных трактов аналогово-цифрового преобразования не является новой [3]. Если выигрыш в полосе пропускания является очевидным, то спектральные характеристики такого цифрового приёмного тракта могут быть в значительной мере ухудшены ввиду разброса ряда параметров реальных АЦП [6]. Для оценки спектральных характеристик цифрового приёмного тракта, использующего метод временного уплотнения сигналов целесообразно выполнить имитационное моделирование. На рисунке 3 представлена структурная схема метода временного уплотнения сигналов при параллельном включении 4-х АЦП:

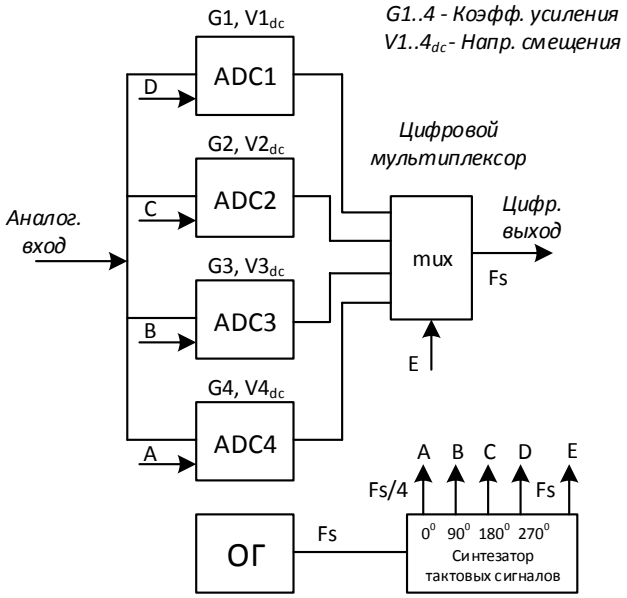


Рис. 3. Структурная схема метода временного уплотнения сигналов при параллельном включении 4-х АЦП.

В данной структурной схеме аналоговый входной сигнал одновременно поступает на вход 4-х АЦП (ADC1...4). Каждый из АЦП подключен к синтезатору тактовых сигналов таким образом, чтобы обеспечить поочередное смещение начальных фаз тактовых сигналов на 90^0. Это позволяет обеспечить синхронность временного уплотнения сигналов в цифровом виде и восстановить цифровой сигнал с помощью цифрового мультиплексора с 4-х кратной частотой дискретизации. Таким образом достигается 4-х кратное расширение полосы пропускания для цифрового приёмного

устройства. Каждый из используемых в данной структурной схеме АЦП имеет свой коэффициент усиления *G1...4* и различное напряжение смещения $V1...4_{dc}$. Кроме того, опорный генератор (ОГ) и синтезатор тактовых частот имеют различные временные задержки Δt, и джиттер δ_s для каждого из синтезируемых тактовых сигналов:

$$T_A = T_{Fs/4} + \Delta t_A + \delta_{AFs/4}, \quad (2)$$

$$T_B = T_{Fs/4} + \Delta t_B + \delta_{BFs/4}, \quad (3)$$

$$T_C = T_{Fs/4} + \Delta t_C + \delta_{CFs/4}, \quad (4)$$

$$T_D = T_{Fs/4} + \Delta t_D + \delta_{DFs/4}, \quad (5)$$

Выражения (2) – (4) определяют погрешность работы метода временного уплотнения сигналов при параллельном включении 4-х АЦП.

Используя исходные данные указанные для одноканального АЦП, выполним имитационное моделирование метода временного уплотнения сигналов при параллельном включении 4-х АЦП со следующими уточнениями:

– величина джиттера δ_s=400 фС;

– временная задержка между каналами Δt=0...1 пС.

На рисунке 4 представлен спектр сигнала на выходе имитационной модели метода временного уплотнения при воздействии сигнала частотой 10 МГц.

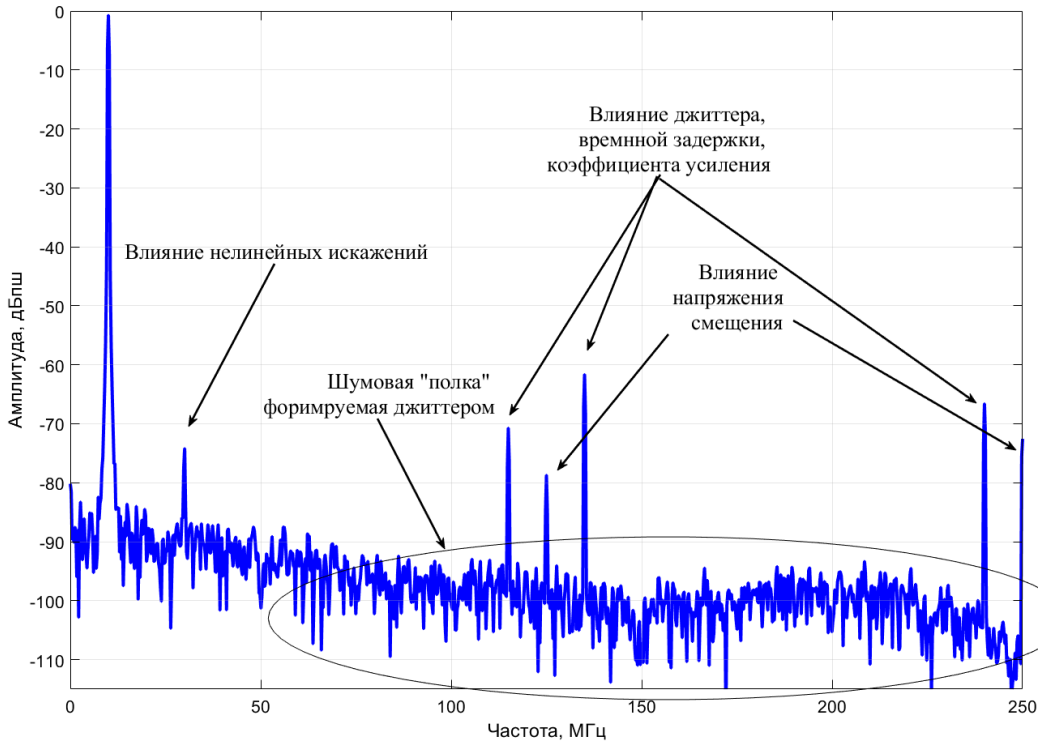


Рис. 4. Спектр сигнала на выходе имитационной модели метода временного уплотнения при воздействии сигнала частотой 10 МГц (δ_s=400 фС, Δt=0...1 пС).

Исходя из графика, представленного на рисунке 4 можно сделать вывод, что метод временного уплотнения сигналов действительно позволяет в 4 раза расширить полосу

пропускания цифрового приёмного устройства, однако погрешности и разброс параметров АЦП в значительной мере ухудшают спектральные характеристики сигнала:

1) Соотношение сигнал/шум (SNR) – 58.0 дБ.
2) Динамический диапазон свободный от искажений (SFDR) –61.7 дБ.
3) Коэффициент гармонических искажений (THD) – 71.8 дБ

При подробном анализе рисунка 4 видно, что наибольший уровень имеют искажения, связанные с негативным влиянием джиттера, временной задержки между каналами (далее «временная задержка») и коэффициента усиления АЦП. Компенсация разности коэффициентов усиления является довольно трудоёмкой задачей, которая может решена с помощью предварительного подбора АЦП по параметрам, либо с помощью использования адаптивных обратных связей. Поэтому при практической реализации метода временного уплотнения сигналов для снижения искажений целесообразно уменьшить негативное влияние джиттера и временной задержки [7].

Использование высокостабильных тактовых синтезаторов и итеративная калибровка сдвига фаз для каждого из АЦП позволяет существенно уменьшить джиттер и временную задержку [8]. Далее выполним моделирование метода временного уплотнения сигналов при уменьшении величины джиттера в два раза и сокращении времени задержки также в два раза. На рисунке 5 представлен спектр сигнала на выходе имитационной модели метода временного уплотнения при воздействии сигнала частотой 10 МГц (δ_s=200 фС, Δt=0...0,5 пС).

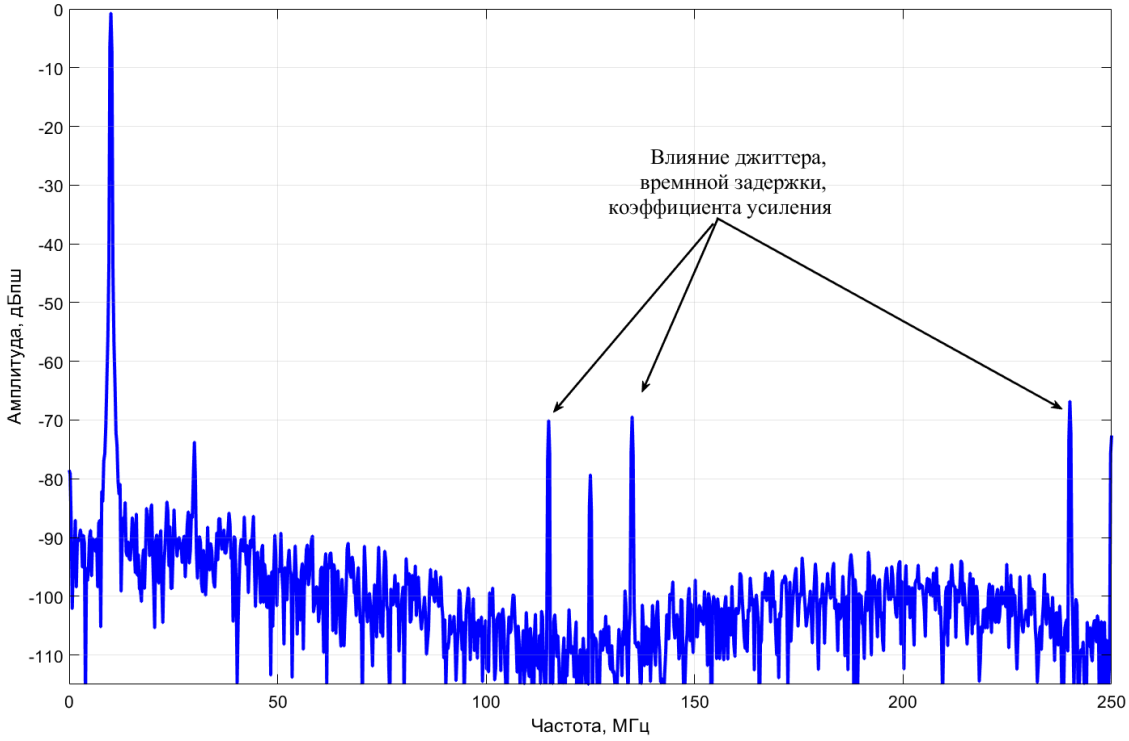


Рис. 5. Спектр сигнала на выходе имитационной модели метода временного уплотнения при воздействии сигнала частотой 10 МГц (δ_s=200 фС, Δt=0...0,5 пС).

Как видно из графика, представленного на рисунке 5, что искажения, связанные с влиянием джиттера, временной задержки значительно снизились и это качественно отразилось на спектральных характеристиках выходного сигнала:

1) Соотношение сигнал/шум (SNR) – 61.2 дБ.
2) Динамический диапазон свободный от искажений (SFDR) –66.0 дБ.
3) Коэффициент гармонических искажений (THD) – 72.0 дБ

Кроме того, на данном графике можно наблюдать, что так называемая шумовая «полка» джиттера стала более «предсказуемой» и вполне может быть аппроксимирована стандартными функциями.

4. Результаты имитационного моделирования

В таблице 1 представлены результаты исследования зависимости спектральных характеристик сигнала на выходе имитационной модели метода временного уплотнения от временной задержки.

Таблица 1. Зависимость спектральных характеристик от временной задержки

Величина временной задержки, пС	Спектральные характеристики		
	Соотношение сигнал/шум, дБ	Динамический диапазон свободный от искажений, дБ	Коэффициент гармонических искажений, дБ
0	62,0	71,1	72,1
0,1	61,5	70,8	72,2
0,3	61,1	67,4	72,4
0,5	60,2	64,5	72,3
0,7	59,7	64,1	72,1
1,0	59,5	63,2	72,0

В таблице 2 представлены результаты исследования зависимости спектральных характеристик сигнала на выходе имитационной модели метода временного уплотнения от джиттера.

Таблица 2. Зависимость спектральных характеристик от джиттера

Величина джиттера, фС	Спектральные характеристики		
	Соотношение сигнал/шум, дБ	Динамический диапазон свободный от искажений, дБ	Коэффициент гармонических искажений, дБ
0	62,0	70,0	72,0
100	61,5	68,8	72,1
200	61,1	66,2	72,2
300	59,5	63,1	72,2
400	59,0	62,2	71,1

Исходя из данных, представленных в таблице 1 и таблице 2 видно, что динамический диапазон свободный от искажений выходного сигнала наиболее зависим

от временной задержки и джиттера, в то время как коэффициент гармонических искажений остается практически неизменным.

5. Заключение

В ходе работы была разработана модель широкополосного аналого-цифрового преобразователя. Использование имитационного моделирования для метода временного уплотнения сигналов позволяет исследовать зависимость спектральные характеристики выходного сигнала от ошибок квантования, нелинейность, джиттера, смещения опорного напряжения, коэффициента усиления и временной задержки. В ходе анализа результатов моделирования было установлено, что наибольшее негативное влияние на спектральные характеристики выходного сигнала оказывают джиттер, временная задержка и коэффициент усиления. Поэтому при практической реализации метода временного уплотнения сигналов целесообразно минимизировать джиттер и временную задержку.

Литература

1. LTE: Qualcomm Technologies Leading the Global Success. https://www.qualcomm.com/media/documents/files/lte-qualcomm-leading-the-global-success.pdf, 25.01.19.
2. AD9213. https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9213.pdf, 25.01.19.
3. W. C. Black and D. A. Hodges. Time-interleaved converter arrays. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 15, no. 12, pp. 1022–1029, Dec. 1980.
4. Kosunen, M & Vankka, Jouko & Teikari, F & Halonen, K. DNL and INL yield models for a current-steering D/A converter. I-969. 10.1109/ISCAS.2003.1205727.
5. Wagdy, Mahmoud. (1987). Effect of ADC Quantization Errors on Some Periodic Signal Measurements. Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on. IM-36. 983-989. 10.1109/TIM.1987.6312595.
6. Christian Vogel. Comprehensive error analysis of combined channel mismatch effects in time-interleaved ADCs. In Proceedings of the 20th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2003. IMTC 2003, May 2003, vol. 1, pp. 733–738.
7. Yih-Chyun Jenq. Digital spectra of nonuniformly sampled signals: Theories and applications-measuring clock/aperture jitter of an A/D system. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 39, no. 6, pp. 969–971, December 1990.
   LMX2582. https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmx2582.pdf, 25.01.19.

References

1. LTE: Qualcomm Technologies Leading the Global Success. https://www.qualcomm.com/media/documents/files/lte-qualcomm-leading-the-global-success.pdf, 25.01.19.
2. AD9213. https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9213.pdf, 25.01.19.
3. W. C. Black and D. A. Hodges. Time-interleaved converter arrays. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 15, no. 12, pp. 1022–1029, Dec. 1980.
4. Kosunen, M & Vankka, Jouko & Teikari, F & Halonen, K. DNL and INL yield models for a current-steering D/A converter. I-969. 10.1109/ISCAS.2003.1205727.
5. Wagdy, Mahmoud. (1987). Effect of ADC Quantization Errors on Some Periodic Signal Measurements. Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on. IM-36. 983-989. 10.1109/TIM.1987.6312595.

6. Christian Vogel. Comprehensive error analysis of combined channel mismatch effects in time-interleaved ADCs. In Proceedings of the 20th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2003. IMTC 2003, May 2003, vol. 1, pp. 733–738.
7. Yih-Chyun Jenq. Digital spectra of nonuniformly sampled signals: Theories and applications-measuring clock/aperture jitter of an A/D system. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 39, no. 6, pp. 969–971, December 1990.
LMX2582. https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmx2582.pdf, 25.01.19.

СИСТЕМНЫЙ ПОДХОД К ЭФФЕКТИВНОМУ ОБЕСПЕЧЕНИЮ БЕЗОПАСНОСТИ УПРАВЛЕНИЯ РОБОТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ

Т. В. Белякова, Э.А. Бударин, И.В. Карасев

Военная академия связи им. С.М.Буденного, г. Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье описан подход к обеспечению защищенности канала управления робототехническим комплексом, основанный на анализе обмена между оператором и комплексом с использованием протоколов пакетной передачи данных. Для анализа предлагается использовать различные типы нейронных сетей. В статье рассмотрены типовые задачи, решаемые различными типами нейронных сетей, и вопросы сводимости данных задач к задаче обнаружения аномалийв процессе обмена данными управления между робототехническим комплексом и оператором.

Ключевые слова: роботизированные системы; система управления; беспроводное управление; протоколы управления; защита информации; искусственные нейронные сети.

SYSTEM APPROACH TO THE EFFECTIVE SECURITY OF SAFETY MANAGEMENT OF ROBOTIZED SYSTEMS

T.V. Belyakova, E.A. Budarin, I.V. Karasev

Military Academy of Communications (MAC), St. Petersburg, Russia

Abstract. The article describes an approach to ensuring the security of the control channel of a robotic complex, based on an analysis of the exchange between the operator and the complex using packet data transmission protocols. For the analysis it is proposed to use various types of neural networks. The article discusses typical problems solved by various types of neural networks, and the issues of reducing the data of tasks to the problem of detecting anomalies in the process of exchanging control data between the robotic complex and the operator.

Keywords: robotic systems; control system; wireless control; management protocols; protection of information; artificial neural networks.

1. Введение

На текущем этапе развития технологий робототехнические комплексы (РТК) выполняют широкий спектр задач в различных областях деятельности человека: научной, промышленной, медицинской. Отдельную нишу занимают РТК, выполняющие задачи специального назначения: военные РТК, РТК, обеспечивающие ликвидацию последствий чрезвычайных происшествий и других задач, связанных с риском для жизни человека.

Одной из важнейших задач при построении РТК как специального назначения, так и некоторых других типов, является обеспечение управления комплексом. Под управлением РТК понимается решение комплекса задач, связанных с адаптацией робота к кругу решаемых им задач, программированием движений, синтезом системы управления и её программного обеспечения [1].

Наибольший интерес для решения задач, связанных с риском для жизни человека, представляют интерактивные системы управления, так как при решении сложных задач

пока что избежать необходимости участия оператора избежать не удаётся. При этом, более перспективным методом интерактивного управления РТК является дистанционное беспроводное управление. Применение данного метода управления позволяет изолировать оператора от опасных для жизни факторов, а также обеспечить максимально мобильный процесс управления, не требующий наличия какого-либо материального носителя для передачи сигналов управления.[2,3]

Протоколом управления называется стандарт, описывающий правила взаимодействия объекта и оператора. Для решения задачи интерактивногоуправления РТК чаще всего приходится использовать несколько протоколов, объединённых в так называемый «стек протоколов». На нижнем уровне стека располагается протокол, описывающий физический процесс передачи сигналов управления, а на верхнем – протокол, описывающий непосредственные команды управления, принимаемые роботом и передаваемые им сигналы.

Важнейшим вопросом, при построении и использовании РТК специального назначения, а в особенности, РТК, применяемых силовыми структурами, является обеспечение защищённости канала управления комплексом. Получение злоумышленником передаваемых сведений, их подмена, искажение или подавление могут привести к различными негативным последствиям вплоть до того, что могут погибнуть люди.

2. Основная часть.

Можно выделить два основных подхода к обеспечению безопасности передачи сигналов управления РТК:

Использование средств защиты передаваемой информации, предоставляемых протоколом передачи.

Внедрение дополнительных средств защиты.

Большинство рассмотренных методов полагаются на криптографические механизмы защиты передаваемой информации. Данный подход является эффективным с точки зрения защиты от получения, подмены и искажения данных злоумышленником, но при этом абсолютно утрачивает свою эффективность в случае, когда злоумышленник обладает секретными ключами, используемыми для шифрования и подписи передаваемых данных.

Для того, чтобы обнаружить уязвимости в протоколе управления РТК, осуществляют процедуру аудита для информационной безопасности.

Можно выделить три основных подхода к обнаружению аномалий в протокольном обмене в процессе управления РТК:

У нейронных сетей присутствуют две главные проблемы[7]:

непонятность полученных результатов: нейронная сеть приняла решение, но не может объяснить, почему именно оно было принято;

нехватка адекватного материала для обучения: невозможно создать базу со всеми типами аномалий.

Главный недостаток экспертных систем – неумение выявлять (и, как следствие, отражать) атаки неизвестных типов[8].

Выявление аномальной активности статистическими методами основано на том, что происходит сравнение краткосрочного поведения и долгосрочного. Проводятся измерения значений части параметров работы субъектов (аппаратуры, приложений, пользователей[9].

Выявление аномальной активности относится к внутреннему аудиту информационной системы.

Применение методов искусственного интеллекта для обнаружения аномалий протокольного обмена также основывается на построении профиля нормального поведения, но в отличие от статистического подхода, данный подход использует менее структурированный профиль, который не строится согласно заданным метрикам, а может включать в себя произвольный набор данных, характеризующих те или иные протоколы, включённые в используемый стек. В дальнейшем, анализ этих данных в режиме реального времени и сравнение их с профилем нормального поведение также позволит обнаружить отклонения от нормального поведения и сделать вывод о наличии несанкционированных воздействий.

Хорошо зарекомендовавшим себя подходом к решению подобных задач с применением методов искусственного интеллекта является использование искусственных нейронных сетей (ИНС). ИНС представляют математически-формализованную модель естественного мыслительного процесса человека, основанного на передаче информации между простейшими структурными единицами – нейронами. Данный подход является одним из наиболее перспективных и позволяет решать широкий спектр задач: классификация, оптимизация, кластеризация, аппроксимация функций, прогнозирование и др. [5,6]

Процесс построения профиля нормального поведения в случае с нейронными сетями сводится к созданию обучающей выборки, состоящей из примеров, содержащих данные нормального обмена РТК с оператором, и дальнейшего обучения ИНС с использованием этих данных. Алгоритмы обучения, обычно, выбираются на основе выбранного типа ИНС. Параметры ИНС выбираются эмпирическим путём в зависимости от конкретной задачи.

В случае же, когда профиль нормального поведения содержит данные протокола непосредственной передачи команд управления, характеристиками могут служить связанные между собой последовательности команд. Такой подход является более эффективным, так как анализ закономерностей в последовательностях команд позволяет получить более конкретные сведения о действиях и намерениях оператора в процессе его взаимодействия с РТК и более точно произвести обнаружение аномалии при её наличии.

На практике были рассмотрены различные задачи, решаемые с использованием ИНС, типы ИНС, используемые для решения этих задач и методы применения данных задач к процессу обнаружения аномальных событий в процессе управления РТК.

Учитывая динамический и последовательный характер процесса управления РТК, такой подход может показаться наиболее подходящим при построении систем обнаружения аномалий, так каквозможность учитывать взаимосвязь между различными командами позволит системе более эффективно выполнять свои функции.

Задача прогнозирования в контексте обнаружения аномалий управления РТК будет заключаться в определении возможной следующей команды РТК на основе информации о предыдущих. При этом, если полученная команда будет значительно отличаться от возможных прогнозируемых, то можно сделать вывод об аномальном поведении.

Кроме того, рекуррентные нейронные сети могут быть использованы и для решения задач классификации как персептроны, при этом, при анализе потоковых данных, к которым относятся последовательности команд управления РТК, они способны выдавать лучшие результаты [4].

3. Заключение.

Вывод: к сожалению, появление обратных связей привносит некоторые сложности, связанные с изменением структуры ИНС. Классические алгоритмы обучения, используемые для сетей прямого распространения, не могут быть использованы для обучения таких ИНС.

Становится понятно, что ИНС позволяют эффективно решать различные задачи, связанные с обнаружением аномального поведения в процессе управления РТК. Таким образом, использование ИНС позволит повысить защищённость систем дистанционного беспроводного управления РТК и обеспечить более высокий уровень безопасности процесса управления по сравнению с традиционно-используемыми средствами защиты, так как помимо криптографического подхода использует подход, построенный на анализе поведения системы.

Литература

1. Коцыняк М.А., Лаута О.С., Осадчий С.А. Вероятностно-временные характеристики компьютерной атаки типа «Анализ сетевого трафика» \\ Информация и космос. 2013. № 3-4. С. 25-27.
2. Васюков Д.Ю., Коцыняк М.А., Коцыняк М.М., Лаута О.С., Лаута А.С. Устройство обнаружения удаленных компьютерных атак. Патент на изобретение RUS 2540838 03.03.2014.
3. Елисеев А.И., Долгов А.А., Хорохорин М.А., Лаута О.С., Набатов К.А. Обеспечение живучести информационных систем (часть 3.Методы обеспечения и повышения живучести). Вестник Воронежского института ФСИН России. 2013. №1. С.91-94.
4. Коцыняк М.А., Иванов Д.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Методика оценки защищенности информационно-телекоммуникационной сети в условиях информационного противодействия.В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно- технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 83-89.
5. Коцыняк М.А., Иванов Д.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Модель таргетированной кибернетической атаки. В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно- технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 90-98.

REFERENCES

1. Kotsynyak M.A., Lauta O.S., Osadchiy S. A. Probabilistic-temporal characteristics of computer attacks of the type "network traffic Analysis" \\ Info and space. 2013. № 3-4. Pp. 25-27.
2. Vasyukov D. Y., Kotsynyak M.A., Kotsynyak M.M., Lauta O.S., Lauta A.S. Device discovery of remote computer attacks. Patent for invention RUS 2540838 03.03.2014.
3. Eliseev A. I., Dolgov A. A., Khorokhorin M. A., Lauta O. S., Nabatov K. A. Ensuring the survivability of information systems (part 3.Methods to ensure and improve survivability). Bulletin of Voronezh Institute of FSIN of Russia. 2013. No. 1. P. 91-94.
4. Kotsynyak M.A., Ivanov D. A., Lauta O.S., Nechepurenko, A. P. methods of assessing the protection of information and telecommunication network in the conditions of information opposition.In the collection: Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXIII International scientific and technical conference. In 3 volumes. 2017. P. 83-89.
5. Kotsynyak M.A., Ivanov D. A., Lauta O.S., Nechepurenko, A. P. a Model of targeted cyber attacks. In the collection: Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXIII International scientific and technical conference. In 3 volumes. 2017. P. 90-98.

СОВМЕСТНОЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕЛИЧИНЫ И ПОЛОЖЕНИЯ АБСОЛЮТНОГО МАКСИМУМА РЕАЛИЗАЦИИ СТАЦИОНАРНОГО ГАУССОВСКОГО СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА

А. В. Зюльков

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Уточнено асимптотическое выражение для совместной плотности вероятности величины и положения абсолютного максимума траектории стационарного гауссовского случайного процесса. Проведено сравнение с результатами численного моделирования.

Ключевые слова: стационарный гауссовский случайный процесс, величина и положение абсолютного максимума, совместная плотность вероятности.

JOINT DISTRIBUTION OF SIZE AND POSITION THE ABSOLUTE MAXIMUM REALIZATION OF STATIONARY GAUSSIAN STOCHASTIC PROCESS

A. V. Zyulkov

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. Asymptotic expression of joint probability density of value and position of the absolute maximum of the trajectory of a stationary Gaussian random process is clarify. A comparison with the results of numerical simulations is realize.

Keywords: stationary Gaussian random process, value and position of the absolute maximum, joint probability density.

1. Введение

Ранее было показано, что при небольших величинах нормированной области возможных значений параметра сигнала ξ и отношениях сигнал-шум z существенное влияние на характеристики приемника максимального правдоподобия могут оказывать пограничные аномальные ошибки. Последние связаны с аномальными выбросами выходного эффекта приемника, представляющего собой коррелированное случайное поле, вблизи или на границах априорной области возможных значений параметра. Как для гладких, так и для негладких моделей сигналов в указанных областях происходит сгущение положений абсолютных максимумов реализаций коррелированных полей. В этой связи представляет интерес количественное исследование соответствующих эффектов для оценки величины пограничных аномальных ошибок.

2. Совместное распределение

Распределения величин абсолютных максимумов реализаций случайных процессов и полей достаточно подробно обсуждаются в математической литературе. В технической литературе эти результаты часто используются для анализа характеристик приемника максимального правдоподобия при не очень малых ξ на основе методики разбиения области выходного эффекта приемника на сигнальную и шумовую подобласти. Причем делается ничем не подкрепленное предположение о равномерности

распределения положений максимума выходного эффекта приемника максимального правдоподобия (однородного коррелированного случайного поля) в шумовой подобласти.

Один из приближенных способов расчета совместных вероятностных характеристик, пригодный и для немарковских процессов развит в [1,2 и др.]. Он основывается на вычислении двумерной функции распределения $F(x, y, T - T_1, T_2 - T)$ величин абсолютных максимумов реализации случайного процесса на примыкающих интервалах.

С использованием этого метода расчета в литературе получены результаты, имеющие неконтролируемую точность и справедливые лишь для больших длин интервала наблюдения по сравнению с временем корреляции наблюдаемого процесса, т.е. при $\xi >> 1$

$$\xi = (T_2 - T_1)/\tau_K, \quad \tau_K = [-d^2 r(\tau)/d\tau^2]^{-1/2}_{\tau=0}. \tag{1}$$

Здесь $[T_1, T_2]$ - интервал наблюдения случайного процесса $Z(t)$, имеющего время и коэффициент корреляции τ_K и $r(\tau)$ соответственно. Выражение из работ [1,2] не позволяет учесть разрывы непрерывности 1 рода (скачки) $F(x, y, T - T_1, T_2 - T)$ как функции порогов x и y, а также момента их изменения T. Это приводит к невозможности учета краевых эффектов.

В [3,4] приведена формула для совместной плотности вероятности величины и положения абсолютного максимума реализации случайного процесса, а также рассчитана величина краевых эффектов с использованием одной из полуэмпирических аппроксимаций вероятности не превышения порога процессом на интервале. Получены асимптотические имеющие контролируемую точность выражения для совместных и раздельных плотностей вероятности величины и положения абсолютного максимума реализации стационарного гауссовского случайного процесса (РСГСП) для двух часто используемых моделей; рассчитаны вероятности краевых эффектов для обеих моделей и произведено сравнение с результатами численного моделирования.

Учитывая разрывность $F(x, y, T - T_1, T_2 - T)$ можно показать, что выражение для двумерной плотности вероятности $w(M, \tau)$ величины $M_m = \sup\limits_{T_1 \le t \le T_2}(\mathrm{Z(t)})$ и положения $\tau_m = \arg\sup\limits_{T_1 \le t \le T_2}(\mathrm{Z(t)})$ абсолютного максимума реализации $Z(t)$ на интервале $[T_1, T_2]$ через двумерную функцию распределения

$$F(x, y, T - T_1, T_2 - T) = P[\sup_{T_1 \le t < T}(\mathrm{Z(t)} < x), \sup_{T \le t \le T_2}(\mathrm{Z(t)} < y)] \tag{2}$$

в отличии от [1] должна иметь следующий вид

$$w(M, \tau) = \frac{1}{2}\left[\frac{\partial^2 F(x, y, T - T_1, T_2 - T)}{\partial x \partial T_+} - \frac{\partial^2 F(y, x, T_2 - T, T - T_1)}{\partial y \partial T_-}\right]_{\substack{x=y=M \\ T=\tau}}. \tag{3}$$

Для вычисления функции распределения (2) предварительно необходимо найти одномерную функцию распределения величины абсолютного максимума реализации

случайного процесса на интервале. Известны асимптотически точные результаты для вероятности P_{T_1,T_2} не превышения высокого уровня x РСГСП с нулевым средним и единичной дисперсией на интервале $[T_1,T_2]$ при фиксированных ξ

$$P_{T_1,T_2} = G(x)[1+o(1)], G(x) \equiv \Phi(x) - \xi\varphi(x)/\sqrt{2\pi},$$
$$\varphi(x) = \exp(-x^2/2)/\sqrt{2\pi},\ \Phi(x) = \int_{-\infty}^{x} \varphi(\mathrm{t})\,\mathrm{dt}. \tag{4}$$

Функцию $G(x)$ можно использовать в качестве аппроксимации функции распределения в случае конечных x при $x > \max(x_0, x_1)$, так как в этом случае он положительна и не убывает с возрастанием аргумента. Здесь x_0 - корень уравнения $G(x) = 0$, $\varphi_0 \equiv \varphi(x_0)$, $\Phi_0 \equiv \Phi(x_0)$, $x_1 \equiv -\sqrt{2\pi}/\xi$. При $\xi > \pi$, когда корней два, x_0 - наибольший из них (положительный). Таким образом, с точностью до членов $O[\xi\exp(-x^2/2)]$ при $x_0 > x_1$, что справедливо уже при $\xi \geq 1$, с помощью (4) получаем аппроксимацию функции распределения абсолютного максимума РСГСП в виде

$$F(x) = u_+(x - x_0)G(x), \tag{5}$$

где $u_+(x)$-асимметричная единичная ступенчатая функция непрерывная в точке $x = 0$ слева ($u_+(x) = 1$ при $x > 0$, $u_+(x) = 0$ при $x \leq 0$). Представлению (5) соответствует плотность вероятности

$$w(x) = u_+(x - x_0)G'(x). \tag{6}$$

Для нахождения (2) воспользуемся результатами [5] для вероятности непревышения порога нестационарным процессом на интервале. Введем процесс $Z_1(t)$ со средним $(x - y)u(t - T)$ и найдем для него вероятность $G(x, y, T)$ непревышения порога x . Она будет совпадать с вероятностью непревышения реализацией процесса $Z(t)$ ступенчатого порога в (2). В соответствии с [5] с точностью $O[h^{-1}\exp(-h^2/2)]$, $h = \min(x, y)$

$$G(x, y, T) = \Phi(x) - \xi[\varphi(x)(T - T_1)/(T_2 - T_1) + \varphi(y)(T_2 - T)/(T_2 - T_1)]/\sqrt{2\pi}. \tag{7}$$

Для использования вероятности непревышения порога (7) в качестве аппроксимации функции распределения (2) при конечных x, y и $t \in [T_1, T_2]$ аналогично (5) учтем разрывность аппроксимаций в точке x_0. Кроме того, функция распределения (2) при $T = T_1$ и $T = T_2$ должна совпадать с $F(x)$ и $F(y)$ соответственно, следовательно в этих точках (2) содержит скачки одинаковой величины и знака. Учитывая все это в качестве аппроксимации двумерной функции распределения используем

$$F(x, y, T - T_1, T_2 - T, T) = u_+(x - x_0)u_+(y - x_0)[u_-(T - T_1) + u_-(T - T_2)]G(x, y, T). \tag{8}$$

Подстановка (7), (8) в (3), учет символических соотношений $du_-(T - T_1)/dT_+ = \delta_-(T - T_1)$, $du_-(T - T_1)/dT_- = -\delta_+(T - T_1)$, где $u_\pm(\cdot)$ - асимметричные единичные импульсные функции [6], и представление через симметричную дельта-функцию приводит к выражению

$$w(M, \tau) = [w(M) + b(M)][\delta(\tau - T_1) + \delta(\tau - T_2)] - b(M)/(T_2 - T_1) \tag{9}$$

$$b(M) = \xi\varphi'(M)u_+(M - x_0)/\sqrt{2\pi}\,,\ -\infty < M < \infty,\ T_1 \le \tau \le T_2.$$

Здесь $w(M)$ - плотность вероятности величины абсолютного максимума РСГСП. Плотность вероятности положения абсолютного максимума находим из (9) с учетом $\int_{-\infty}^{\infty} b(x)dx = -\xi\varphi_0/\sqrt{2\pi}$

$$w(\tau) = [1 - \xi\varphi_0/\sqrt{2\pi}][\delta(\tau - T_1) + \delta(\tau - T_2)] + \xi\varphi_0/\sqrt{2\pi}\,(T_2 - T_1),\ T_1 \le \tau \le T_2. \qquad (10)$$

Функция $w(\tau)$ представляет собой взвешенную сумму дискретной и равномерной плотностей вероятности. Поскольку φ_0 удовлетворяет соотношению $\Phi_0 - \xi\varphi_0/\sqrt{2\pi} = 0$, то очевидно, что веса слагаемых в (10) неотрицательны.

Используя выражение (10) можно рассчитать среднее значение и дисперсию положения абсолютного максимума реализации случайного процесса, используемые в выражениях для рассеяния аномальных ошибок приемника максимального правдоподобия

$$m = \frac{(T_1 + T_2)}{2}, \qquad \sigma^2 = \frac{(T_2 - T_1)^2}{2}\left(\frac{1}{2} - \frac{\xi\varphi_0}{3\sqrt{2\pi}}\right).$$

Очевидно, что отличие от дисперсии равномерного распределения $(T_2 - T_1)^2/12$, которое использовалось в литературе при описании аномальных ошибок связано с наличием краевых эффектов.

В настоящее время получено уточнение аппроксимации (7)

$$P[\sup_{T_1 \le t < T}(\mathrm{Z(t)} < x), \sup_{T \le t \le T_2}(\mathrm{Z(t)} < y)] = \Phi(x) - \frac{\tilde{T} - \tilde{T}_1}{2\pi}\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) - \frac{\tilde{T}_2 - \tilde{T}}{2\pi}\exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) + \frac{1}{2\pi}\exp\left(-\frac{y^2}{2}\right)\int_S \sqrt{1 - r'^2(t) - r^2(t)}\ \mathrm{d}t. \qquad (11)$$

Здесь $x < y$, $S = \left[0, \tilde{T}_2 - \tilde{T}\right] \cap \left\{t : r(t) \ge x/y\right\}$, $\tilde{T} = T/\tau_K$. Похожий вид имеет и соотношение при $y < x$. Результаты расчета по формуле (11) лучше, чем по (7) согласуются с результатами моделирования. Соотношения (7) и (11) различаются наличием дополнительного члена – последнего слагаемого в (11).

Оценим дополнительный вклад $G_1(x, y, \tilde{T})$ в двумерную функцию распределения (7) за счет последнего слагаемого (11). Формула (11) получена для гауссовского случайного процесса с единичной дисперсией и гладкой (дифференцируемой) реализацией, что подразумевает двукратную дифференцируемость коэффициента корреляции в окрестности максимума и допускает его представление при малых t в виде $r(t) \approx 1 - t^2/2$. Тогда при конечных ξ и $x \approx y$ в нормированных переменных $\tilde{T}$

$$G_1(x, y, \tilde{T}) \approx \frac{1}{2\pi}\exp\left(-\frac{y^2}{2}\right)\int_S \sqrt{1 - r'^2(t) - r^2(t)}\ \mathrm{d}t = \frac{1}{2\pi}\exp\left(-\frac{y^2}{2}\right)\int_0^{v(x,y,\tilde{T})} \frac{\sqrt{3}}{2}t^2 dt =$$

$$= \frac{\varphi(y)}{\pi\sqrt{3\pi}}v^3(x, y, \tilde{T}), \quad v(x, y, \tilde{T}) = \min(\sqrt{2(1 - y/x)}, \tilde{T}_2 - \tilde{T}).$$

Подстановка этого соотношения в (3) показывает, что дополнительного слагаемого в плотности вероятности величины и положения абсолютного максимума случайного процесса (7) не возникает. Таким образом, можно пользоваться результатами [3,4] для нахождения вероятностных характеристик пограничных аномальных ошибок.

В частности [3] , погрешности использования (10) для расчета вероятностей краевых эффектов можно оценить по рис.1 на котором сплошной кривой нанесена зависимость вероятности P_0 наличия абсолютного максимума РСГСП на краю интервала от его нормированной длительности ξ (1), построенная по формуле

$$P_0 = 1 - \xi\varphi_0 \big/ \sqrt{2\pi} = 1 - \Phi_0. \qquad (11)$$

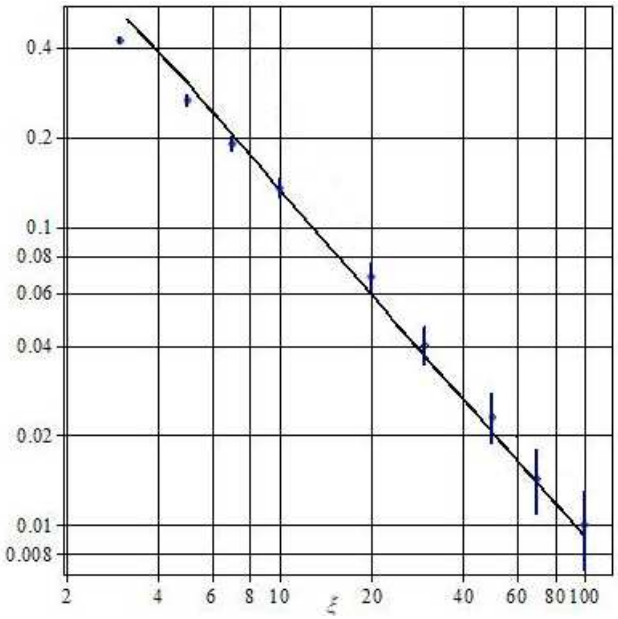


Рис.1. Зависимость вероятности краевого максимума реализации стационарного коррелированного гауссовского случайного процесса от относительной длины интервала наблюдения.

На рисунке также нанесены результаты моделирования на ЭВМ с обозначением доверительного интервал (по уровню утроенного среднеквадратического отклонения). Для каждого ξ методом скользящего суммирования было промоделировано 10000 реализаций случайного процесса с колокольным коэффициентом корреляции, удовлетворяющего условиям применимости приближенного соотношения (4). Как видно из рисунка, результаты теоретического расчета по формуле (11) (сплошная кривая) и моделирования хорошо согласуются между собой. Согласование в области небольших ξ можно улучшить, использовав более точную аппроксимацию для вероятности не превышения порога, поскольку использованное выражение (5) содержит лишь главный член асимптотики.

3.Заключение

В соответствии с новыми результатами в работе уточнено асимптотическое выражение для совместного распределения величины и положения абсолютного максимума реализации стационарного коррелированного гауссовского случайного

процесса. Приведено сравнение с результатами моделирования. Соотношения могут быть использованы для анализа характеристик приемника максимального правдоподобия с учетом пограничных аномальных ошибок.

Литература

1. Акимов П.С., Бакут П.А., Богданович В.А. и др. Теория обнаружения сигналов / Под ред. П.А. Бакута. М.: Радио и связь, 1984. - 440 с.
2. Трифонов А.П., Шинаков Ю.С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь,1986. - 264 с.
3. Зюльков А.В. Вероятностные характеристики величины и положения абсолютного максимума реализации стационарного гауссовского случайного процесса. // Труды XXII Междунар. н.-т. конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2016г. - С. 245-249.
4. Зюльков А.В. Статистические характеристики некоторых параметров реализации случайного процесса. //Радиотехника, 1989, № 7, С.70-72.
5. Мацак И.К. Украинский математический журнал, 1980, 32, №3, С. 332.
6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. – М.: Наука, 1970.-832 с.

References

1. Akimov P.S., Bakut P.A., Bogdanovich V.A. i dr. Teoriya obnaruzheniya signalov / Pod red. P.A. Bakuta. M.: «Radio i svyaz», 1984. - 440 s.
2. Trifonov A.P., Shinakov Yu.S. Sovmestnoe razlichenie signalov i oczenka ix parametrov na fone pomex. M.: «Radio i svyaz», 1986. - 264 s.
3. Zyulkov A.V. Probabilistic characteristics of size and position the realization absolute maximum of sttionary gaussian stochastic process. //Trudi XXII Mezdunar. n-t. konferencee “RLNC”. Voronezh, 2016. – Pp. 245-249.
4. Zyulkov A.V. Statistical characteristics of some parameters of the realization of a random process. //Radiotekhnika, 1989. No7. Pp. 70-72.
5. Matsak I.R. Ukrainskiy matematicheskiy zurnal 1980, 32, №3, P. 332.
6. Korn A., Korn M. Mathematical hardbook. – M. «Nauka», - 1970. – 832 p.

СОКРАЩЕНИЕ ПАМЯТИ ВЫЧИСЛЕНИЯ ЛОГАРИФМОВ НАД ПОЛЯМИ ГАЛУА $GF(p^{2m})$

В. В. Квашенников[1]

АО «КНИИТМУ», г. Калуга, Россия

Аннотация. В работе предложено сокращение памяти табличного логарифмирования элементов поля Галуа $GF(p^{2m})$ на основе аддитивного и мультипликативного разложения расширения поля на подполя. Описаны алгоритмы табличного определения логарифмов и антилогарифмов элементов поля. Приведены примеры вычислений.

Ключевые слова: поля Галуа, аддитивное и мультипликативное разложение элементов расширений полей на подполя, логарифмирование элементов поля, таблицы логарифмов и антилогарифмов.

REDUCTION OF MEMORY OF CALCULATION OF LOGARITHMS OVER FIELDS CALOIS $GF(p^{2m})$

V.V. Kvashennikov[1]

AO "KNIITMU", Kaluga, Russia

Abstract. In work reduction of memory tabular logarithms elements of field Calois $GF(p^{2m})$ on the basis of additive and multiplicate decomposition of expansion of a field on subfields is offered. Algorithms of tabular definition of logarithms and antilogarithms of elements of a field are described. Examples of calculations are resulted.

Keywords: fields Calois, additive and multiplicate decomposition of elements of expansions of fields on subfields, logarithms elements of a field, the table of logarithms and antilogarithms.

В помехоустойчивом кодировании, криптографии, обработке цифровых сигналов и других областях выполняют арифметические операции над полем Галуа $GF(p^{2m})$. Для умножения и деления элементов поля используют таблицы логарифмов и антилогарифмов [1]. Вычисление дискретного логарифма над конечным полем используют для формирования электронной подписи или для шифрования данных по алгоритму Эль-Гамаля. Однако, объем памяти для хранения таблиц логарифмов и антилогарифмов оценивается величиной $O(p^{2m})$, и для больших m возникают затруднения из-за возрастания объема таблиц.

В работе [2] рассмотрена конструкция вложения полей, которую называют башней полей. На ее основе предложены булевские схемы умножения и инвертирования элементов и приведены оценки сложности. В [3] описаны схемные реализации арифметических операций в композитных бинарных полях. В перечисленных работах сложность оценивают числом логических элементов в схеме, а глубина схемы – величиной самой длинной цепочки элементов, связывающей входы схемы с ее выходами. В практических приложениях арифметику конечных полей реализуют часто программным путем, и сложность оценивают числом операций и объемом памяти для

хранения таблиц. В [4,5] описано умножение и деление над полями Галуа $GF(p^{2m})$ на основе разложения расширения поля на подполя и даны оценки сложности программной реализации.

В настоящей работе предложен подход к вычислению логарифма элементов поля Галуа $GF(p^{2m})$ на основе разложения расширения поля на подполя, сокращающий объем памяти для хранения таблиц примерно в $O(p^m)$ раз.

Рассмотрим вычисление логарифмов и антилогарифмов над полями $GF(p^{2m})$.

Расширение поля $GF(p^{2m})$ содержит подполе $GF(p^m)$. Пусть α – примитивный элемент $GF(p^{2m})$, тогда поле есть множество элементов

$$\{0, \alpha^i\}, \quad i = 0..p^{2m} - 2,$$

где i – логарифм элемента поля или его индекс.

Подполе $GF(p^m)$ состоит из множества элементов

$$\{0, \beta^i\}, \quad i = 0..p^m - 2,$$

где $\beta = \alpha^{p^m+1}$– примитивный элемент подполя.

Аддитивным разложением расширения поля на подполя называют представление элементов расширения поля $c \in GF(p^{2m})$

$$c = c_1\alpha^m + c_0, \tag{1}$$

где $c_0, c_1 \in GF(p^m)$.

Любой элемент поля $GF(p^{2m})$ однозначно представляется в виде (1) . Допустим противное $c = c_1\alpha^m + c_0$ и $c = d_1\alpha^m + d_0$, где $c_1 \neq d_1$ и $c_0 \neq d_0$. В этом случае

$$c_1\alpha^m + c_0 = d_1\alpha^m + d_0.$$

Отсюда

$$c_0 - d_0 = \alpha^m(c_1 - d_1),$$

$c_0 - d_0 \in GF(p^m)$, а $\alpha^m(c_1 - d_1) \notin GF(p^m)$, что доказывает единственность (1).

Вычисление индекса элемента поля по его разложению есть логарифмирование $c \to i$: $\quad c = \alpha^i$.

Пусть

$$c_1\alpha^m + c_0 = \alpha^t,$$

и $c_0 = \beta^{j_0}$, $c_1 = \beta^{j_1}$, $c_0 \neq 0$, $c_1 \neq 0$, тогда

$$\frac{c_1}{c_0}\alpha^m + 1 = \frac{\alpha^i}{c_0},$$

или

$$\beta^{j_1 - j_0}\alpha^m + 1 = \alpha^{i-(p^m+1)j_0}. \tag{2}$$

Составим таблицу $t1(x)$, входом которой является $j_1 - j_0$, а выходом $i - (p^m + 1)j_0$, тогда

$$i - (p^m + 1)j_0 = t1(j_1 - j_0),$$

или

$$i = t1(j_1 - j_0) + (p^m + 1)j_0. \quad (3)$$

Индексы подполя $j_0, j_1 = 0..p^m - 2$, поэтому память таблицы *t1(x)* с учетом приведения входа таблицы по модулю $p^m - 1$, а выхода – по модулю $p^{2m} - 1$ будет оцениваться величиной $O(2p^m)$. Для вычислений требуется также таблица индексов подполя $t(x)$, объем которой будет $O(p^m)$. Таким образом, общая память таблиц будет оцениваться $O(3p^m)$, что существенно меньше памяти таблицы индексов расширения поля $O(p^{2m}),\ m > 1$.

Зададим элемент поля $c = c_1\alpha^m + c_0$, тогда логарифмирование в расширенном поле будет включать шаги

Шаг1. $j_1 = t(c_1),\ j_0 = t(c_0)$

Шаг2. $i = t1(j_1 - j_0) + (p^m + 1)j_0$

Таблица $t1(x)$ может составляться заранее, и, поэтому, ее вычисление не критично к числу операций и объему памяти. Например, составление этой таблицы можно выполнять перебором всех элементов поля $GF(p^{2m})$, используя таблицу индексов расширения поля.

Рассмотрим теперь вычисление антилогарифмов. Аддитивное разложение элемента поля, если известен его индекс есть вычисление антилогарифма

$i \to c$: $\quad c = \alpha^i$.

Определим сначала мультипликативное разложение элементов поля

$$\alpha^i = d\alpha^{j_1},$$

где $d \in GF(p^m),\ j_1 = 0..p^m$.

Нетрудно показать единственность мультипликативного разложения поля.

Пусть задан индекс элемента поля, тогда запишем

$$c = \alpha^i = c_1\alpha^m + c_0.$$

Для получения мультипликативного разложения найдем частное и остаток от деления *i* на $p^m + 1$

$$i = j_1 + j_0(p^m + 1),$$

тогда (3) будет

$$\alpha^{j_0(p^m+1)}\alpha^{j_1} = c_1\alpha^m + c_0.$$

Обозначим $d = \alpha^{j_0(p^m+1)} \in GF(p^m)$

$$\alpha^{j_1} = \frac{c_1}{d}\alpha^m + \frac{c_0}{d}.$$

В силу единственности последнего представления можно составить таблицы

$$\frac{c_1}{d} = t2(j_1),\ \frac{c_0}{d} = t3(j_1), \quad (4)$$

и

$$c_1 = d \cdot t2(j_1),\ c_0 = d \cdot t3(j_1). \quad (5)$$

Таблицы $t2(x)$ и $t3(x)$ могут составляться заранее перебором всех элементов поля $GF(p^{2m})$, используя таблицу антииндексов поля.

Уравнения (4) дают степенное представление элемента поля через его индекс. Пусть элемент поля есть α^i, тогда последовательность шагов для получения степенного представления будет

Шаг1. $i = j_1 + j_0(p^m + 1)$

Шаг2. $d = \alpha^{j_0(p^m+1)}$

Шаг3. $c = d \cdot t2(j_1)\alpha^2 + d \cdot t3(j_1)$

Последний шаг содержит операцию умножения в подполе $GF(p^m)$ и преобразования по таблицам $t2(x)$ и $t3(x)$, суммарная память которых оценивается $O(4p^m)$, что существенно меньше памяти таблицы антииндексов расширения поля $O(p^{2m})$.

Приведенные формулы позволяют выполнять рекурсивные вычисления над полем Галуа в случае $m = 2^r$, $r = 2,3,..$, вдвое уменьшая порядок поля на каждом шаге рекурсии. При увеличении шагов рекурсии число операций в подполях возрастает, но существенно сокращается объем памяти для хранения таблиц. Рекурсию останавливают на шаге, обеспечивающем компромисс между числом операций в подполях и объемом памяти для хранения таблиц.

Примеры.

Поле $GF(2^4)$ с порождающим полиномом $g(x)=x^4+x+1$

Таблица 1 Индексы поля $g(x)=x^4+x+1$ и разложение в подполе

Индекс	Элемент	Разложение	Индекс	Элемент	Разложение
0	1	1	8	$1+\alpha^2$	$1\cdot\alpha^2+1$
1	α	$1\cdot\alpha^2+\beta$	9	$\alpha+\alpha^3$	$\beta\cdot\alpha^2+1$
2	α^2	$1\cdot\alpha^2$	10	$1+\alpha+\alpha^2$	$\beta+1$
3	α^3	$(\beta+1)\cdot\alpha^2+\beta+1$	11	$\alpha+\alpha^2+\alpha^3$	$(\beta+1)\cdot\alpha^2+1$
4	$1+\alpha$	$1\cdot\alpha^2+\beta+1$	12	$1+\alpha+\alpha^2+\alpha^3$	$(\beta+1)\cdot\alpha^2$
5	$\alpha+\alpha^2$	β	13	$1+\alpha^2+\alpha^3$	$\beta\cdot\alpha^2+\beta$
6	$\alpha^2+\alpha^3$	$\beta\cdot\alpha^2+\beta+1$	14	$1+\alpha^3$	$(\beta+1)\cdot\alpha^2+\beta$
7	$1+\alpha+\alpha^3$	$\beta\cdot\alpha^2$			

Подполе $GF(2^2)$ с порождающим полиномом $g(x)=x^2+x+1$

Таблица 2 Индексы подполя $g(x)=x^2+x+1$

Индекс	Элемент
0	1
1	β
2	1+β

Элементы подполя $GF(2^2)$

$$0,\ \beta^0 = \alpha^0 = 1,\ \beta\ \ = \alpha^5 = \alpha + \alpha^2,\ \beta^2 = \beta + 1 = \alpha^{10} = 1 + \alpha + \alpha^2$$

Составим таблицу $t1(x)$. Вход таблицы, после приведения по модулю 3 может принимать значения 0,1,2. Из уравнения (2) и с учетом таблицы 1 будем иметь

$$x = 0 \Rightarrow \alpha^0 \cdot \alpha^2 + 1 = \alpha^2 + 1 = \alpha^8 \Rightarrow t1(x) = 8$$

$$x = 1 \Rightarrow \alpha^5 \cdot \alpha^2 + 1 = \alpha^7 + 1 = \alpha^9 \Rightarrow t1(x) = 9$$

$$x = 2 \Rightarrow \alpha^{10} \cdot \alpha^2 + 1 = \alpha^{12} + 1 = \alpha^{11} \Rightarrow t1(x) = 11$$

Таблица 3 $t1(x)$

Аргумент	Функция
0	8
1	9
2	11

Пусть задан элемент поля $b = (\beta + 1)\alpha^2 + \beta$.

Шаг1. $j_1 = 2,\ j_0 = 1$

Шаг2. $i = t1(2 - 1) + (2^2 + 1) \cdot 1 = 9 + 5 = 14$

Проверка по таблице 1 подтверждает правильность вычисления.

Составим таблицы $t2(x)$ и $t3(x)$. Вход таблиц может принимать значения 0,..,4. Из уравнения (4) и с учетом таблицы 1 будем иметь

$$x = 0 \Rightarrow \alpha^0 = 1 = 0 \cdot \alpha^2 + 1 \Rightarrow t2(x) = 0,\ t3(x) = 1$$

$$x = 1 \Rightarrow \alpha^1 = 1 \cdot \alpha^2 + \beta \Rightarrow t2(x) = 1,\ t3(x) = \beta$$

$$x = 2 \Rightarrow \alpha^2 = 1 \cdot \alpha^2 + 0 \Rightarrow t2(x) = 1,\ t3(x) = 0$$

$$x = 3 \Rightarrow \alpha^3 = (\beta + 1)\alpha^2 + \beta + 1 \Rightarrow t2(x) = \beta + 1,\ t3(x) = \beta + 1$$

$$x = 4 \Rightarrow \alpha^4 = 1 \cdot \alpha^2 + \beta + 1 \Rightarrow t2(x) = 1,\ t3(x) = \beta + 1$$

Таблица 4 $t2(x)$

Аргумент	Функция
0	0
1	1
2	1
3	β +1
4	1

Таблица 5 $t3(x)$

Аргумент	Функция
0	1
1	β
2	0
3	β +1
4	β +1

Пусть задан элемент поля $b = \alpha^9$.

Шаг1. $i = 4 + 1 \cdot 5 \Rightarrow j_1 = 4,\ j_0 = 1$

Шаг2. $d = \beta$

Шаг3. $c = \beta \cdot 1 \cdot \alpha^2 + \beta \cdot (\beta + 1) = \beta\alpha^2 + 1$

Правильность вычислений подтверждает таблица 1.

Для вычисления логарифма и антилогарифма необходимы преобразования по таблицам $t1(x)$,$t2(x)$ и $t3(x)$ небольшого объема и умножение в подполе, что требует существенно меньшего объема памяти, чем вычисления в расширении поля.

Понятно, что описанное в работе табличное логарифмирование существенно упрощает выполнение арифметических операций над расширениями конечных полей. Операции сложения и вычитания проще выполнять при представлении элементов поля в виде разложения в подполях, а операции умножения и деления будут проще при индексном представлении поля.

Заключение

Предложено табличное вычисление логарифмов и антилогарифмов над полем Галуа $GF(p^{2m})$ на основе разложения элементов поля через элементы подполя $GF(p^m)$. Показано, что требуемый объем таблиц для логарифмирования элементов поля имеет порядок $O(3 \cdot p^m)$, а для антилогарифмирования – $O(4 \cdot p^m)$, что существенно меньше, чем при традиционном подходе с использованием таблиц индексов и антииндексов, объем которых оценивается величиной $O(p^{2m})$. Преимуществом предложенного способа вычисления логарифмов над полем Галуа $GF(p^{2m})$ является существенное сокращение объема таблиц. Это позволяет уменьшить сложность многих важных приложений полей Галуа $GF(p^{2m})$.

Литература

1. Мак-Вильямс, Ф. Дж., Слоэн Н. Дж. А. Теория кодов, исправляющих ошибки. Пер. с англ. – М.: Связь. – 1979. – 744 с.
2. C. Paar, A new architecture for a parallel Finite Fields Multiplier with low
3. complexity based on composite fields . IEEE Trans. Computers , vol.45, no, 7. Pp.856-861, July. 1996.
4. S. Shahabi, Low Complexity Finite Field Multiplier for a New Class of Fields. Electronic Theses and Dissertations. 2009. P.141. http://scholar.uwindsor.ca/etd
5. Квашенников В.В. Способ вычисления арифметических операций над полями Галуа $GF(2^{2m})$. //Телекоммуникации. – №12. – 2016. – с.28-33.
6. Квашенников В.В. Способ вычисления арифметических операций над полями Галуа $GF(p^{2m})$, $p \neq 2$. //Телекоммуникации. – №5. – 2017. – с.2-6.

References

1. MacWilliams, F. J., Sloane N. J. A. The theory of the codes correcting errors. – 1979. – p. 744.
2. C. Paar, A new architecture for a parallel Finite Fields Multiplier with low
3. complexity based on composite fields . IEEE Trans. Computers , vol.45, no, 7. Pp.856-861, July. 1996.
4. S. Shahabi, Low Complexity Finite Field Multiplier for a New Class of Fields. Electronic Theses and Dissertations. 2009. P.141. http://scholar.uwindsor.ca/etd
5. Kvashennikov V.V. Way of calculation of arithmetic operations over fields Calois $GF(2^{2m})$. //Telecommunications. – №12. – 2016. – p.28-33.
6. Kvashennikov V.V. Way of calculation of arithmetic operations over fields Calois $GF(p^{2m})$, $p \neq 2$. //Telecommunications. – №5. – 2017. – p.2-6.

СПОСОБ ПЕРЕЗАПИСИ БИНАРНОЙ ИНФОРМАЦИИ В ИЗМЕРИТЕЛЬНО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ

Е.В. Крехов[1,2], В.Е. Крехов[3], И.В. Крехов[3]

[1]ООО «Алмаз-Антей управленческое консультирование», Москва, Россия
[2]МТУ, институт комплексной безопасности и специального приборостроения (МИРЭА), Москва, Россия
[3]Филиал Военной академии ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого (ФВА РВСН), Серпухов, Россия

Аннотация. Описана логика перезаписи бинарной информации памяти триггеров. Реализация логики позволяет однозначно перезаписывать бинарную информацию суперпозиций кубитов и равновероятных двухуровневых битов путём измерения их состояния, компарировать бинарные сигналы, выделять и сличать их частотно-временные параметры с более высокой эффективностью и производительностью чем в существующих измерительно-вычислительных системах с традиционной логикой их построения.

Ключевые слова: память; триггер; счётчик; унитарный код; целостность; эффективность; производительность.

METHOD FOR RECORDING BINARY INFORMATION IN MEASURING AND COMPUTING SYSTEMS

E.V. Krekhov[1,2], V.E. Krekhov[3], I.V. Krekhov[3]

[1]LLC Almaz-Anthey Management Consulting , Moscow, Russia
[2]MTU, Institute of Complex Security and Special Instrument Making, Moscow, Russia
[3]Branch of the Military Academy of Strategic Missile Forces named after Peter the Great, Serpukhov, Russia

Abstract. The logic of rewriting the binary information of the memory of triggers is described. The implementation of logic allows you to uniquely rewrite binary information of superpositions of qubits and equiprobable two-level bits by measuring their state, comparing binary signals, isolating and comparing their time-frequency parameters with higher efficiency and performance than in existing measurement-computing systems with the traditional logic of their construction.

Keywords: memory; trigger; counter; unitary code; integrity; efficiency; performance.

1. Введение

Разработка перспективных измерительно-вычислительных систем (ИВС), как средств измерений и вычислений, предъявляет компромиссные требования к безопасности, эффективности и производительности обработки бинарной информации, особенно в условиях помех [1, 2 С.109]. Обработка бинарной информации связана с первичным её преобразованием от датчиков. Как правило, первичное преобразование представляется унитарным кодом. Вычисления существующими процессорными средствами проводятся после вторичного преобразования информации, которое представляется кодами с существенным снижением кодовой избыточности. Цифровая процессорная обработка информации, которая основана на принстонском, гарвардском или ином принципе командного двоичного управления, безысбыточна. При такой обработке первичный унитарный код преобразуется в двоичный код, а хранение информации осуществляется в регистровой памяти программ и данных. Возникающий

при этом компромисс метрологических и вычислительных требований к объёму, быстродействию, точности обработки информации нуждается в разрешении некоторых противоречий, которые связаны с логикой перезаписи бинарной информации памяти триггеров.

2. Сущность противоречий и актуальность их преодоления

Противоречия возникают между потребностью в целостности результатов запомненной измерительной информации и необходимостью снижения энергопотребления получения этих результатов при высокой производительности вычислителя [2 С.110]. На целостность информации при её преобразовании и представлении в ИВС влияет логика перезаписи триггерной памяти разрядов соответствующих регистров. Логика преобразования информации в процессе синхронизации и управления компонентами ИВС определяет качество преобразованной информации, её целостность, экономичность и производительность. В измерительных и вычислительных компонентах (ИВК) ИВС наиболее часто используют бинарные триггеры на основе логических элементов. Бинарный триггер является однобитовой ячейкой памяти, которая представляет разряд двоичного или недвоичного, например, унитарного кода. Существующие промышленные триггеры синхронного, асинхронного или комбинированного типа функционируют недостаточно корректно и могут находиться в метастабильном состоянии. Метастабильность является причиной ошибок генерируемого кода. При попадании триггера в запрещённое состояние, например при включении питания без принятия специальных мер, он может занять положение, не соответствующее требуемому коду. В таких состояниях триггер не обеспечивает правильность преобразования бинарной информации, что приводит к изменению результатов и потере её целостности. При потере целостности информации нарушаются метрологические показатели ИВК ИВС, а также характеристики, касающиеся производительности вычислений. Обеспечение целостности информации при перезаписи памяти триггеров – актуальная задача, над которой трудится множество исследователей. Под целостностью информации в соответствии с ГОСТ понимается её полнота и достоверность. Под достоверностью в данном случае понимают сохранение достигнутых точности измерений и быстродействия, определяемого междециальными интервалами импульсов тактования. Достоверность можно повысить дополнительными мерами восстановления памяти триггеров после сбоев, вызванных недостаточной их помехозащищённостью. Специалисты в данной области исследуют различные виды и уровни помех, многообразные способы внешней защиты от них. Принимаются меры для предупреждения метастабильности триггеров, но логика известных классических промышленных синхронных, асинхронных и комбинированных триггеров усложнена количеством логических переходов и внутренних взаимодействий, вызывает чрезвычайно высокое энергопотребление интегральных схем и не обеспечивает целостность информации из-за высокой вероятности сбоев их памяти. Однако новым принципам логического проектирования триггеров, надёжности их функционирования при решении задачи повышения целостности информации ИВК со снижением

количества логических переходов и соответствующим снижением энергопотребления, обеспечивающих их эффективность, уделяется недостаточно внимания [3 С.10].

В ранее проведенных исследованиях [4, 5] показано, как возникает задача синхронизации компонентов ИВС и показано почему логика существующей синхронизации триггеров не способствует дальнейшему повышению производительности и целостности бинарной информации. Показан кризис существующих интегральных схем из-за нерешённых технических противоречий. Низкая эффективность интегральных схем определяется необходимостью повышения их тактовой частоты. С ростом частоты синхронизации повышается вероятность попадания триггеров в метастабильное состояние и их сбоев от действия помех [3 С.11]. Высокую помехозащищённость синхронных триггеров ограничивает необходимость ожидания окончания всех междециальных интервалов импульса тактования, что снижает производительность такой памяти. Асинхронные триггеры более производительны, но возникают сложности, которые объясняются отсутствием тактового генератора и связаны с введением избыточности для борьбы с состязаниями и риском. Появившаяся в последние годы схемотехника самосинхронизации Маллера-Варшавского, которая использует логику индикации и фиксирует моменты окончания в памяти переходных процессов после входного воздействия, тоже оказывается проблемной. Из технической литературы по самосинхронизации схем по Варшавскому известно, что проблемы самосинхронности заключаются в сложности проектирования и тестирования интегральных схем особенно высокой степени интеграции, а также организации межмодульных связей. Проблемы возникают при увеличении параллелизма обмена сигналами, а задержки проводов замедляют работу синхронизатора из-за необходимости компенсации перекоса задержек синхросигналов в проводах. Следовательно, вопрос о логике взаимодействия синхросигналов и уровней информации, ввиду повышенной сложности проектов особенно на уровне большой степени интеграции элементов микросхем, надо ставить по-новому [3 С.11]. Внимание должно уделяться обеспечению не только необходимости логической корректности по синтаксису и семантике, но и достаточности по логике запрета. Поскольку, по признанию Варшавского, чистой самосинхронности не существует, то логика самосинхронизации схем нерациональна. В логическом схемотехническом синтезе автоматов классические подходы в настоящее время считаются исчерпанными, а принципы Маллера-Варшавского труднореализуемы, так как предельные значения задержек неизвестны. Но по-прежнему теоретической базой остаётся теория автоматов, поэтому нельзя полностью отказаться от традиционной логики обработки бинарной информации. Однако формы классической логики интегральных схем, использование её преимуществ исследованы недостаточно глубоко, особенно недоисследованы преобразования формул асинхронной логики и триггерные функции, их возможности ещё не исчерпаны [3 С.12]. Проблема изучена не полностью, особенно на уровне целостности информации. Поэтому возникает необходимость не только в создании эффективных средств борьбы с помехами и повышения производительности, например на основе кубитов, но и применении новых качественных подходов собственно к логике

обработки бинарной информации обеспечивающей целостность и эффективность перезаписи памяти любой физической природы. Основное противоречие, как утверждает теория информации, заключается в зависимостях предельной скорости перезаписи информации от отношения сигнал–шум и вероятностей возникновения ошибок. Следовательно, при бинарной обработке информации возникают две взаимоисключающие цели: необходимость минимизации времени перезаписи информации и обеспечение её высокой целостности, то есть полноты и достоверности. Необходим такой логический подход к перезаписи информации памяти триггеров ИВК, который бы протекал в наиболее эффективной форме логического взаимодействия синхросигнала и бинарной информации.

3. Сущность и задача исследования

Сущность предложенного логического подхода к эффективности перезаписи бинарной информации памяти триггеров и соответствующая задача состоят в том, что необходимо исследовать логику функционирования последовательностных узлов с логикой перезаписи бинарной информации на основе заданного первичного словаря переходов ячейки памяти разрядного триггера в зависимости от условий взаимодействия их логических уровней и синхросигнала. Исследование проводится средствами натурного синтеза узлов из комбинированных промышленных триггеров, которые введены в неиспользуемый режим путём компьютерных моделирующих программ. На функционально-логическом уровне триггеры рассматривают как релаксаторы, а на программном – описывают как системы, состоящие из логических элементов. Задача сводится к использованию триггера с заданным в таблице 1 первичным словарём переходов его ячейки памяти, обладающей так называемой императивно-нативной (командно-естественной) логикой [2 С.112, 3 С.14].

Таблица 1. Первичный словарь переходов ячейки памяти

F	C	D
0	×	0
1	×	1
Δ	1	1
∇	×	0

В таблице 1 введены следующие обозначения: F – функция переходов памяти; C – переменная синхронизации; D – информационная переменная; Δ – переход F из состояния «0» в «1»; ∇ – переход F из состояния «1» в «0»; × – безразличное состояние переменной [5]. Кодирование информации по таблице 1 служит для выявления потенциальных возможностей логики запрета используемых логических переменных триггера. Необходимо, на примере кольцевого счётчика, исследовать возможности обеспечения его эффективности и производительности при использовании разрядных триггеров с представленной в таблице 1 логикой переходов и сделать вывод о целостности обработанной информации.

4. Решение поставленной задачи

Повышение целостности информации, производительности и экономичности триггеров и последовательностных узлов на их основе, авторы связывают с достаточностью использования запрета. Внимание исследователей обращается на объективно существующие, но слабо используемые на практике, зависимости результатов перезаписи информации от величины измеренных уровней битов, кубитов или иных единиц информации. Характеристической особенностью формирования в кольцевом счётчике уровней измерения остаётся их представление в виде набора импульсов, кодируемых унитарным кодом логических значений в бинарном представлении нулей и единиц [1]. Унитарный код обладает наивысшей избыточностью, поэтому имеет наибольшую достоверность и является универсальным измерителем любых единиц информации. Использование унитарного кода служит основой для обеспечения целостности информации битов, как и унитарная матрица, обеспечивающая измерительный процесс кубитов. Ошибка появления единицы или нуля по таблице 1 блокируется уровнем сигнала по дополнительным обратным связям, а обеспечение целостности информации определяется полнотой информации и её достоверностью по равновероятностным отношениям Э. Хартли. Ошибка же появления единицы или нуля по существующей традиционной логике не блокируется, а выявляется введением минимальной избыточности для последующей коррекции. При традиционном подходе ошибки не предупреждаются, неизбежно возникают, информация теряется, если она не восстанавливается, а её неполнота усугубляется урезанными вероятностями по К. Шеннону для упаковки неполной, малодостоверной информации в канал [2 С.13]. Ниже представлено описание функционирования кольцевого счётчика реализующего логику переходов каждого из разрядных триггеров в их неоптимальном существующем промышленном представлении по таблице 1 и показаны преимущества представленного счётчика по сравнению со всеми известными к настоящему времени счётчиками [1].

Кольцевой счётчик обеспечивает переходы его разрядных триггеров по логике таблицы 1 и представлен на рисунке 1.

Кольцевой счётчик содержит входную шину 1, входы сброса 2, узлы совпадений 3-1-1, 3-1-2, 3-2-1, 3-2-2, 3-3-1, 3-3-2, выполненные элементами И, триггеры 4-1-1, 4-1-2, 4-2-1,4-2-2, 4-3-1, 4-3-2 разрядов сдвига, каждый на синхронном *D*-триггере с входом асинхронной установки $\overline{R}$, дешифраторы единиц 5-1, 5-2, 5-3 регистров сдвига для определения их исходного состояния, дешифратор единиц 6 группы для определения исходного состояния группы, который для одногруппового кольцевого счётчика является одновременно дешифратором единиц всего кольцевого счётчика, а для определения его исходного состояния, все дешифраторы единиц 5-1, 5-2, 5-3 и 6 выполнены элементами И.

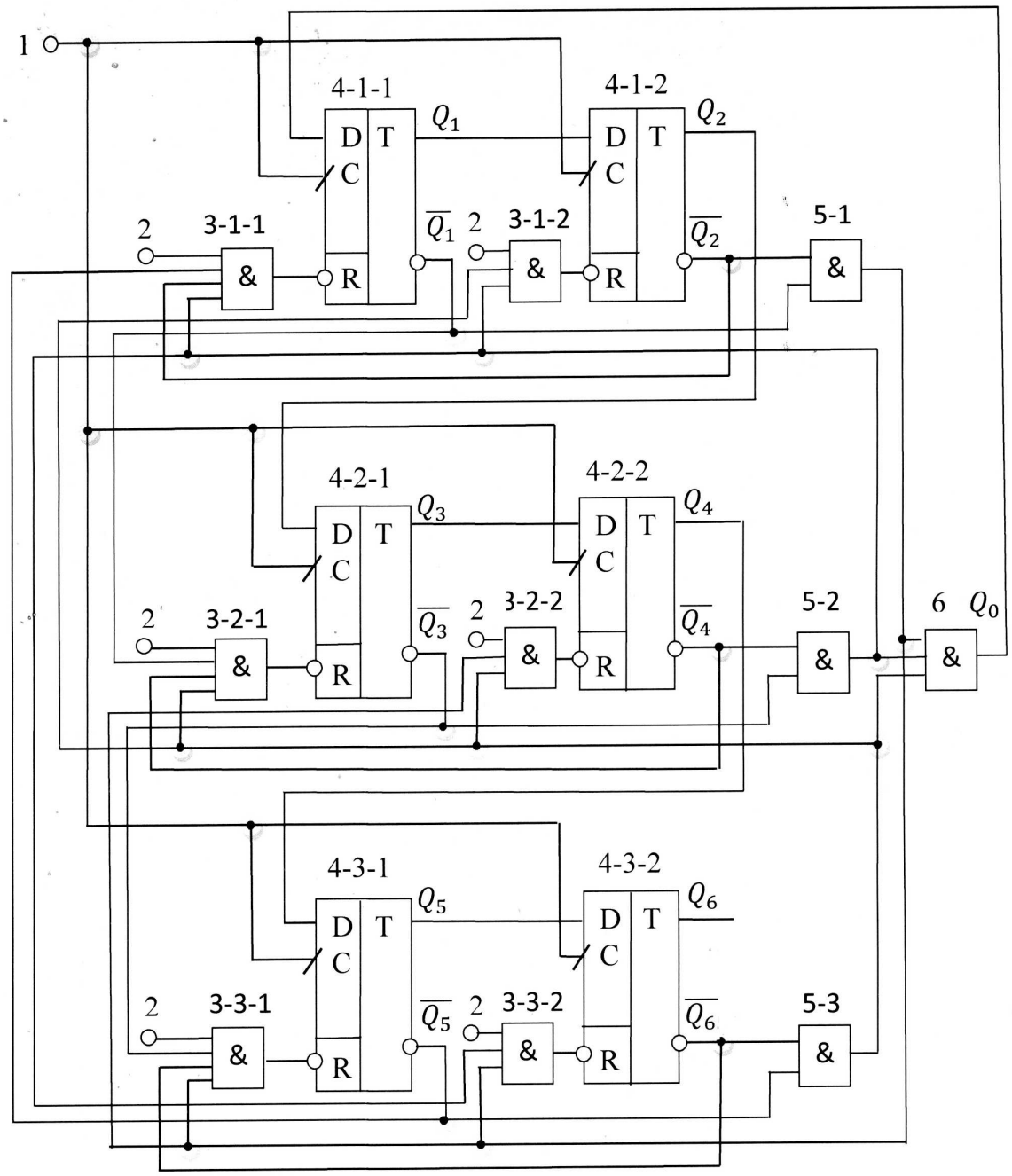


Рис. 1. Кольцевой счётчик.

Счётчик работает следующим образом. Исходное состояние счётчика образуется, при отсутствии на входной шине 1 тактовых импульсов, путём подачи кратковременного потенциала нуля на вход сброса 2, воздействие которого на входы $\overline{R}$ триггеров от 4-1-1 до 4-3-2 через их узлы совпадения от 3-1-1 до 3-3-2 приводит к образованию нулевых потенциалов на прямых выходах Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6 соответствующих триггеров. Следовательно, на инверсных выходах триггеров от 4-1-1 до 4-3-2 образованы единичные потенциалы, которые соответственно приводят к образованию на выходах дешифраторов единиц 5-1, 5-2, 5-3 и 6 потенциала единицы, то есть Q_0=1. Таким образом, при отсутствии на входной шине 1 тактовых импульсов,

устанавливается унитарный одинарный код 1000000, который определяет исходное состояние счётчика. Только при единичном потенциале на входе сброса 2 счётчик разблокирован и готов к подсчёту импульсов с входной шины 1.

По переднему фронту первого входного импульса на шине 1, поскольку на входе 2 единичный потенциал, срабатывает триггер 4-1-1 первого разряда и на его выходе образуется потенциал единицы Q_1=1, подготавливая триггер 4-1-2 второго разряда к срабатыванию в следующем такте работы. На инверсном выходе триггера 4-1-1 первого разряда образуется нулевой потенциал, который через дешифраторы единиц 5-1 и 6 подготавливает этот триггер к переходу в нулевое состоянии, так как Q_0=0. Кроме того, нулевой потенциал инверсного выхода триггера 4-1-1 через узел совпадения 3-2-1 блокирует триггер 4-2-1 в нулевом состоянии, а через дешифратор единиц 5-1 и узлы совпадения 3-2-2, 3-3-1 и 3-3-2 по входам $\overline{R}$ блокированы в нулевом состоянии соответственно триггеры 4-2-2, 4-3-1 и 4-3-2. Таким образом, образован унитарный одинарный код 0100000, а все триггеры счётчика надёжно блокированы кроме триггеров 4-1-1 и 4-1-2, которые должны сработать в следующем такте.

По переднему фронту второго входного импульса на шине 1, от нулевого потенциала Q_0=0 на выходе дешифратора единиц 6 срабатывает триггер 4-1-1 первого разряда, который работает в режиме задержки по входу *D*, а на прямом выходе триггера 4-1-1 образуется потенциал нуля Q1=0, Поскольку на входе *D* триггера 4-1-2 действовал потенциал единицы, то по переднему фронту второго входного импульса с шины 1 на выходе триггера 4-1-2 образуется потенциал единицы Q_2=1., а на его инверсном выходе образуется потенциал нуля. Нулевой потенциал инверсного выхода триггера 4-1-2, через узел совпадения 3-1-1, дешифратор единиц 5-1 и узлы совпадения 3-2-2, 3-3-1 и 3-3-2 по входам $\overline{R}$ триггеров 4-1-1, 4-2-2, 4-3-1 и 4-3-2 блокирует эти триггеры в нулевом состоянии так, что подтверждается их состояние Q_1=0, Q_4=0, Q_5=0 и Q_6=0. Триггеры 4-1-2 и 4-2-1 от высокого потенциала выходов узлов совпадения 3-1-2, 3-2-1 разблокированы и готовы к срабатыванию от действия тактового импульса. Таким образом, на выходах Q_0, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6 образован унитарный код 0010000, а все триггеры счётчика надёжно блокированы кроме триггеров 4-1-2 и 4-2-1, которые должны сработать в следующем такте.

По переднему фронту третьего входного импульса на шине 1 триггер 4-1-2 переходит в нулевое состояние, т.е. Q_2=0, а прямой выход Q_3 триггера 4-2-1 от его входа D=Q_2=1 с задержкой занимает единичное состояние Q_3=1 так, что на его инверсном выходе образуется нулевой потенциал, который, через узел совпадения 3-3-1 дешифратор единиц 5-2, узлы совпадения 3-3-2, 3-1-1 и 3-1-2 по входам $\overline{R}$ триггеров 4-3-1, 4-3-2, 4-1-1 и 4-1-2, блокирует эти триггеры в нулевом состоянии, подтверждая их состояние Q_5=0, Q_6=0, Q_1=0 и Q_2=0. В результате на выходах узла совпадения 3-2-1, дешифратора единиц 5-1 и узла совпадения 3-2-2 образуются единичные потенциалы, которые, по входам $\overline{R}$ триггеров 4-2-1 и 4-2-2 разблокируют их для обеспечения их последующего срабатывания от действия тактовых импульсов в соответствии с алгоритмом унитарного кодирования. Таким образом, на выходах Q_0, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5,

Q_6 образован унитарный код 0001000, а все триггеры счётчика надёжно блокированы кроме триггеров 4-2-1 и 4-2-2, которые должны сработать в следующем такте.

Поскольку на входе D триггера 4-2-1 действует потенциал нуля, а на входе D триггера 4-2-2 действует потенциал единицы, то по переднему фронту четвёртого входного импульса с шины 1 на выходе триггера 4-2-1 образуется потенциал нуля Q_3=0, а на выходе триггера 4-2-2 образуется потенциал единицы Q_4=1. С инверсного выхода триггера 4-2-2, потенциал которого равен нулю, через узел совпадения 3-2-1 блокируется нулевое состояние триггера 4-2-1, т.е. подтверждается Q_3=0, а через узел совпадения 3-3-2, дешифратор единиц 5-2 и узлы совпадения 3-1-1 и 3-1-2, по входам $\overline{R}$ триггеров 4-3-2, 4-1-1 и 4-1-2 блокированы эти триггеры в нулевом состоянии так, что подтверждается их состояние Q_6=0, Q_1=0 и Q_2=0. В результате на выходах узла совпадения 3-3-1, дешифратора единиц 5-1 и узла совпадения 3-2-2 образуются единичные потенциалы, которые, по входам $\overline{R}$ триггеров 4-2-2 и 4-3-1 разблокируют их для обеспечения их последующего срабатывания от действия тактовых импульсов. Таким образом, на выходах Q_0, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6 образован унитарный код 0000100, а все триггеры счётчика надёжно блокированы кроме триггеров 4-2-2 и 4-3-1, которые должны сработать в следующем такте.

По переднему фронту пятого входного импульса на шине 1 триггер 4-2-2 переходит в нулевое состояние, т.е. Q_4=0, а прямой выход Q_5 триггера 4-3-1 от его входа D=Q_4=1 с задержкой занимает единичное состояние Q_5=1 так, что на его инверсном выходе образуется нулевой потенциал. Образованный нулевой потенциал через узел совпадения 3-1-1, дешифратор единиц 5-3 и узлы совпадения 3-1-2, 3-2-1 и 3-2-2, по входам $\overline{R}$ триггеров 4-1-1, 4-1-2, 4-2-1 и 4-2-2 блокирует эти триггеры в нулевом состоянии и подтверждает эти состояния Q_2=0, Q_3=0 и Q_4=0, В результате на выходе, дешифратора единиц 5-1, узлах совпадения 3-3-1 и 3-3-2, действует единичный потенциал, который, разблокирует триггеры 4-3-1 и 4-3-2 по входам $\overline{R}$ для обеспечения их последующего срабатывания от действия тактовых импульсов. Таким образом, на выходах Q_0, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6 образован унитарный код 0000010, а все триггеры счётчика надёжно блокированы кроме триггеров 4-3-1 и 4-3-2, которые должны сработать в следующем такте.

Поскольку на входе D триггера 4-3-1 действовал потенциал нуля, а на входе D триггера 4-3-2 действовал потенциал единицы, то по переднему фронту шестого входного импульса с шины 1 на выходе триггера 4-3-1 образуется потенциал нуля, а на выходе триггера 4-3-2 образуется потенциал единицы Q_6=1. С инверсного выхода триггера 4-3-2, потенциал которого равен нулю, через узел совпадения 3-3-1, блокируется нулевое состояние триггера 4-3-1, т.е. Q_5=0, а через дешифратор единиц 5-3 и узлы совпадения 3-1-2, 3-2-1 и 3-2-2 блокируются в нулевом состоянии триггеры 4-1-2, 4-2-1 и 4-2-2. Таким образом, на выходах Q_0, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6 образован унитарный код 0000001, а все триггеры счётчика надёжно блокированы кроме триггеров 4-3-2 и 4-1-1, которые могут сработать в следующем такте.

По переднему фронту седьмого входного импульса на шине 1 триггер 4-1-1 остаётся н нулевом состоянии, а триггер 4-3-2 переходит в нулевое состояние, т. е. Q_6=0. Поскольку на инверсном выходе триггера 4-3-2 образуется единичный потенциал, то в результате на выходах дешифраторов единиц 5-1, 5-2 и 5-3 единичные потенциалы, которые, через соответствующие входы дешифратора единиц 6, образуют на его выходе единичный потенциал так, что Q_0=1. Таким образом, на выходах Q_0, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6 образован исходный унитарный код 1000000, а счётчик готов к новому циклу работы.

Цикл работы триггеров от 4-1-1 до 4-3-2 счётчика повторяется от действия импульсов на входной шине 1, если на входе сброса 2 действует потенциал единицы. В этом случае шестиразрядный счётчик работает в режиме кольцевого счёта с модулем счёта равном семи, а образование двух и более единиц на выходах разрядов исключается. Разряды счётчика блокируются в нулевом состоянии на выходах Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6 соответствующих триггеров. В случае необходимости расширения модуля счёта более 7 и построения из групп новых колец счёта при условии не более трёх групп в кольце, вход сброса 2 используются для блокировки-разблокировки соответствующих групп. В случае необходимости дальнейшего расширения модуля счёта из трёхгрупповых колец, количество свободных входов узлов совпадения от 3-1-1 до 3-3-2 увеличивается ещё на один вход на каждом из указанных элементов, а также соответственно увеличивается количество необходимых входов сброса и требуется введение новых дешифраторов единиц образуемых колец. В этом случае количество образованных входов на узле совпадения 3-1-2, как и на узлах совпадения 3-2-2, 3-3-2 элементах И, должно равняться количеству образованных дешифраторов единиц в каждом кольце, а количество входов на каждом из узлов совпадения 3-1-1, 3-2-1, 3-3-1 на один вход больше.

В предлагаемом счётчике достигается исключение перерождения унитарного кода в любом случае воздействия помех. Исключение счётного режима работы первого разряда счётчика и перевод его в режим сдвига позволил повысить чёткость работы разряда, что обеспечивает надёжность, а снижение разрядности в группах до двух повышает соответственно быстродействие самовосстановления кода. Введённые связи работают на принципе блокировки, что исключает переход двух триггеров одновременно в единичное состояние, поэтому надёжность сохранения унитарного кода, исключающая его перерождение в другой код, выше, а время перехода при возможном сбое сокращено по сравнению с известными счётчиками.

Поскольку три двухразрядных счётных группы образуют самостоятельное счётное кольцо, то дешифратор единиц 6 и входы сброса 2 дают возможность синтезировать помехоустойчивые счётчики с самовосстановлением унитарного кода в более крупные счётные кольца. Последняя счётная группа в последнем из счётных колец должна быть не более двух разрядов для обеспечения необходимого модуля счёта. В связи с этим может быть построен счётчик с коэффициентом пересчёта 1 из N+1, где N – разрядность счётчика унитарного кода. Причём, в этом случае на вход D триггера 4-1-1 первого разряда первой группы первого кольца необходимо подавать сигнал с выхода дешифратора единиц всех колец или их более крупных колец, а на входы сброса

предыдущего из колец необходимо подавать сигнал с дешифратора единиц кольца или более крупного кольца, выход которого в данном такте счёта должен блокировать триггеры этого предыдущего кольца. Модуль счёта кольцевого счётчика можно не только увеличивать за счёт увеличения крупности колец, но и в сторону уменьшения его коэффициента пересчёта.

В предлагаемом счётчике, благодаря совокупности групп из двух триггеров с обратными связями по цепям их установки в “0” достигается логика перезаписи каждого триггера в соответствии с таблицей1, что исключает перерождения унитарного одинарного кода в любом случае воздействия помех. Кроме того, повышение чёткости работы первого разряда счётчика обеспечивает надёжность, а снижение разрядности в группах до двух повышает соответственно быстродействие самовосстановления его разрядов. Введённые связи исключают переход двух триггеров одновременно в единичное состояние, поэтому надёжность сохранения унитарного единичного кода, исключающая его перерождение в другой код выше, а время перехода при возможном сбое сокращено по сравнению с известными счётчиками.

При синтезе счётчика его разрядность технологически практически не ограничена. Работоспособность вариантов счётчика с различными модулями счёта проверена программой моделирования “Proteus 7 ProfessioNal” на моделях синхронных *D*-триггеров типа 7474.IEC с входами асинхронной установки $\overline{R}$ в начальное состояние. Для обеспечения соединений и защищающих воздействий на разрядные триггеры использовались наборы моделей элементов И типа 7411.IEC. Блокирующие обратные связи внутри двухразрядных групп и между группами восстанавливают унитарный одинарный код за минимальное время, обеспечивают помехозащищённость кольцевого счётчика. Решение технической задачи повышения надёжности помехозащищённого кольцевого счётчика и доведения быстродействия самовосстановления генерируемого унитарного одинарного кода до исключения его перерождения обеспечивают технико-экономические преимущества предлагаемого счётчика, демонстрируют эффективность предложенной логики перезаписи бинарной информации не только в триггеры, но и в последовательностные узлы, использующие такую логику.

Результативность логики перезаписи бинарной информации по предложенной таблицей 1 проверена не только схемотехническим синтезом кольцевых счётчиков на основе триггеров известных промышленности, но и была проверена путём программирования более оптимальных по логической структуре триггеров с новой логикой их функционирования. Результаты использования логики перезаписи бинарной информации по таблице 1 с применением избыточной структуры промышленных триггеров и синтезированных безысбыточных триггеров нового класса совпадают, а также подтверждаются путём программирования предложенной логики исполняемым файлом и представлены в таблице 2.

В таблице 2 обозначено:

Q_t – состояние памяти до логического взаимодействия переменных *D* и *C*;

Q_{t+1} – состояние памяти после логического взаимодействия переменных *D* и *C*.

Таблица 2. Результаты использования логики синтезированных триггеров

D	C	Q_t	Q_{t+1}
0	0	0	0
0	1	0	0
1	0	0	0
1	1	0	1
0	0	1	0
0	1	1	1
1	0	1	1
1	1	1	1

Таким образом, результаты работы предлагаемой логики перезаписи бинарной информации полностью имитируют заданный словарь переходов триггера нового класса, который может быть синтезирован по таблице 1. Представленный способ организации памяти характерен как для триггеров, так и может быть применим для синтеза последовательностных узлов и устройств, которые построены на триггерах, и которые условно можно назвать императивно-нативными. В этих случаях время перезаписи кодовой информации зависит от уровня информации и может быть меньше времени полного цикла. При этом в триггерах наблюдается повышение быстродействия и исключение запрещённых состояний. На основе предложенного способа можно проектировать разнообразные компоненты ИВС: счётчики и регистры, обладающие свойством самовосстановления за 1 такт, узлы синхронизации, триггерные компараторы, узлы сравнения и прочие разнообразные компоненты всей номенклатуры электронной техники повышенной экономичности и производительности [1, 4, 5]. Работоспособность выявленной логики проверяется симулятором путём сравнения результатов теоретического и физического моделирования. Программа симулятора может моделировать логику переходов бинарных триггеров нового (императивно-нативного) класса и решает следующие задачи:

1) служит для проверки и тестирования теоретически синтезированных триггеров с целью установления правильности их функционирования;

2) изменяет сложившиеся представления в области логики перезаписи бинарной информации памяти цифровых автоматов и объясняет научный факт логических противоречий, которые ранее не находили своего научного объяснения;

3) служит доступным экспериментальным доказательством эффективности новой логики при синтезе узлов и устройств ИВС;

4) может использоваться для изучения закономерностей синтеза триггеров и последовательностных узлов в учебном процессе.

Технико-экономические преимущества предлагаемой логики состоят в том, что введённые блокировки позволяют предотвратить ошибки и обеспечить целостность информации за один такт путём самовосстановления кода. Предложенный принцип перезаписи бинарной информации и блокирующие логические связи обеспечивают быстродействие, самоконтроль и самокоррекцию возникающих ошибок кодирования измерительной информации в соответствии с избыточностью унитарного кодирования.

5. Заключение

Способ перезаписи бинарной информации апробирован на компьютере и позволяет решать компромиссы использования триггеров и более сложных последовательностных узлов и устройств ИВС. Исследованный предложенным способом кольцевой счётчик может быть полезен при управлении процессоров с жёсткой логикой для выработки сигналов операций и адресов с минимальным временем перезаписи информации без излишних вторичных преобразований. Проектирование узлов и устройств по условиям поставленной задачи легко автоматизируется программными средствами по сравнению с логикой Варшавского. В базисе логики переходов рассмотренный способ позволяет на 15–20% снизить количество логических переходов в триггерах по сравнению с избыточностью логики триггеров выпускаемых промышленностью. Количественные показатели и потенциальные характеристики синтезированных узлов и устройств позволяют без дополнительных усложнений обеспечить самокоррекцию ошибок, эффективность и производительность ИВК, которые недостижимы у существующих аналогов. Способ позволяет блокировать память триггеров, предупреждая её ложное срабатывание в зависимости от измеренного логического уровня, обеспечивает полноту информации за счёт полной корреляции разрядов с достоверностью унитарного кодирования по Хартли. Экспериментальное и теоретическое научно-методическое обоснование состоит в новом императивно-нативном принципе управления бинарной памятью и не требует нахождения кодовых расстояний для коррекции ошибок узлов и устройств ИВС по сравнению с их экстремальными, комбинированными и самосинхронными вариантами [1–5].

Литература

1. Крехов Е.В., Крехов И.В., Крехов В.Е. Кольцевой счётчик. РФ № 184013 H03K23/54, заяв. 22.05.2018, опубл. 11.10.2018.
2. Крехов В.Е., Крехов И.В., Крехов Е.В. Самовосстановление унитарного кода счётчиков коммутаторов и распределителей измерительных и вычислительных систем / Сб. науч. тр. V Международная НПК - "Академические Жуковские чтения", Воронеж, 2017. С.109-115.
3. Крехов В.Е., Крехов И.В., Крехов Е.В. Схемотехническое обеспечение достоверности функционирования недвоичных счётчиков измерительных систем // Метрология, 2017, №1. С.9–19.
4. Крехов Е.В., Крехов И.В. Оптимизация счётчиков // Измерительная техника, 2004, №1. С.59–61.
5. Крехов И.В., Крехов Е.В. Оптимизация регистров // Измерительная техника, 2004, №4. С.54–57.

References

1. Krekhov E.V., Krekhov I.V., Krekhov V.E. Ring counter, RU No 184013 H03K23/54, stated. 22.05.2018, publ. 11.10.2018.
2. Krekhov V.E., Krekhov I.V., Krekhov E.V. Self-healing unitary code counters switches and distributors measuring and computing systems / Сб. науч. тр. V International NPC - "Academic Zhukov Readings", Voronezh, 2017. - Pp. 109-115
3. Krekhov V.E., Krekhov I.V., Krekhov E.V. / Circuit design of the reliability of non-binary counters of measuring systems / Метрология, 2017. No. 1. Pp. 9–19.
4. Krekhov E.V., Krekhov I.V. Counter optimization // Measuring equipment. 2004. No. 1. Pp. 59–61.
5. Krekhov I.V., Krekhov E.V. Register optimization // Measuring equipment. 2004.No. 4. Pp. 54–57.

СПОСОБ ФОРМИРОВАНИЯ ШИФРКЛЮЧЕЙ ДЛЯ СКЗИ СЕТЕЙ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

А.В. Бесков[1]

[1]Военная академия связи им. С.М. Буденного (ВАС им. С.М. Буденного), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Перспективным направлением развития сетей связи является применение беспроводных сетей. Широкое применение беспроводных локальных сетей обусловлено предоставлением большого спектра услуг, высокого качества, пользователям, таких как передача голоса, видео, данных и т.д.

Ключевые слова: Средства криптографической защиты информации, шифрключ, открытый канал связи, фазированная антенная решетка.

THE METHOD OF FORMING ENCRYPTION KEYS FOR SKZI SPECIAL-PURPOSE COMMUNICATION NETWORKS

A. V. Beskov[1]

[1]Military Academy of Communications named after S.M. Budyonny, St-Petersburg, Russia

Abstract. A promising direction of development of communication networks is the use of wireless networks. The widespread use of wireless LAN is due to the provision of a wide range of high-quality services to users, such as voice, video, data, etc.

Keywords: means of cryptographic protection of information, cipher key, open communication channel, phased antenna array.

1. Введение

Беспроводные технологии являются эффективным и удобным инструментом передачи информации в локальных сетях. Однако открытость среды передачи требует применения специальных мер защиты информации, в том числе шифрования для осуществления которых широкое применение находят различные средства криптографической защиты информации. Одним из важнейших направлений обеспечения информационной безопасности беспроводных сетей связи специального назначения с применением средств криптографической защиты информации, является эффективное решение задачи формирования, распределения и доставки ключей пользователям.

В настоящее время доставка ШК пользователям, и их ввод в средства криптографической защиты информации, занимает значительное время, так как осуществляется вручную, и в некоторых случаях может быть крайне затруднена, что приводит к снижению оперативности доведения различной информации в криптографически защищенном виде.

Отсюда можно выявить противоречие между перспективными технологиями беспроводного обмена информацией и традиционного ручного способа снабжения СКЗИ ШК.

Одним из направлений решения задачи оперативного снабжения шифрключами средств криптографической защиты информации используемых в сетях связи специального назначения является формирование шифрключей с использованием открытых каналов связи.

Использованию открытых каналов связи с шумом для формирования ключа посвящены работы многих авторов, как зарубежных, так и отечественных [1,2].

Общий алгоритм формирования ключа включает в себя три фазы [2]:

Инициализация. В данной фазе между законными пользователями происходит обмен начальными данными по открытым каналам и у каждого из них формируются последовательности бит требуемой длины;

Согласование. С целью устранения ошибок, в полученных последовательностях, они подвергаются процедуре согласования, например, с применением помехоустойчивого кодирования.

Выработка ключа. Корреспонденты вырабатывают ключ из согласованных последовательностей на основе процедур усиления секретности (хэширования).

В работе рассматривается, способ формирования шифрключей, в котором ключи у пользователей *A* и *B* создаются на основе искусственно случайно изменяемого коэффициента передачи канала между ними с использованием антенн с интеллектуальным управлением диаграммой направленности (фазированная антенная решетка и ESPAR и др.) (Рис 1.).

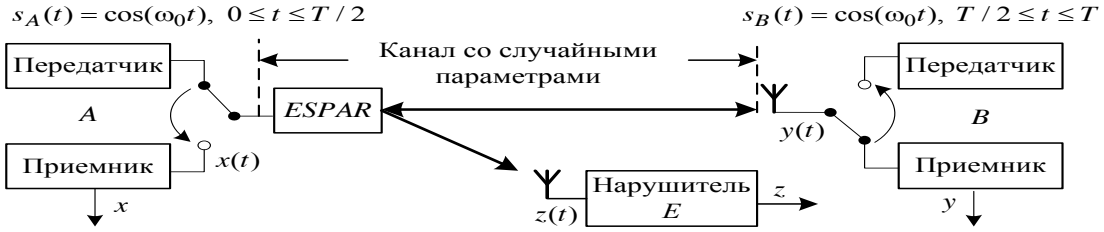


Рис. 1. Формирование случайных последовательностей
с использованием антенны со случайным возбуждением

Корреспондент *A* формирует последовательность тестовых сигналов $S_i(t) = \cos \omega_0 t$, $0 \le t \le T$, $i = 1,2,\dots,N$. Тест-сигнал с выхода передатчика поступает в антенну с управляемой диаграммой направленности. Управление ФАР осуществляется дискретным по времени случайным процессом. Во время передачи тест-сигнала параметры антенны не изменяются, однако при передаче очередного тестового сигнала они изменяются случайным образом.

Корреспондент *B*, используя всенаправленную антенну, принимает сигнал $y_j(t) = \sum_{i=1}^{k} \upsilon_{ij} \mu_i \cos(\omega_0 t + \theta_i)$, где υ_{ij} – коэффициент передачи антенны в *i* – м луче на *j* – м интервале передачи, $j = 1,2,...,N$; μ_i – коэффициент передачи канала в *i* – м луче; θ_i – фазовый сдвиг в *i* – м луче; *k* – количество лучей. Далее корреспондент *B* находит оценку какого-либо параметра *c* принятого сигнала (*c* может быть амплитудой или фазой) и сравнивает ее с порогом Δ. Если $c \ge \Delta$, то выносится решение $y_j = 1$, если $c \le -\Delta$, то $y_j = 0$, при $-\Delta < c < \Delta$ решение не принимается.

После обработки тестового сигнала корреспондент *B* сразу посылает корреспонденту *A* точно такой же сигнал. В силу принципа взаимности корреспондент *A* принимает сигнал $x(t) \approx y(t)$ находит оценку параметра *c,* сравнивает ее с порогом Δ. В итоге он формирует двоичный символ $x_j \in 0,1$.

После формирования первого символа, ФАР перестраивается случайным образом и передается второй тест-сигнал и т.д. В итоге корреспонденты *A* и *B* формируют случайные последовательности $X = x_1, x_2, \dots, x_N$ и $Y = y_1, y_2, \dots, y_N$ соответственно, которые

после корректировки несовпадающих бит и применения процедуры усиления секретности [2] могут быть использованы как ключи.

Нарушитель *E* принимает сигнал $z_j(t) = \sum_{i=1}^{k} \upsilon'_{ij}\mu'_i \cos(\omega_0 t + \theta_i)$, выполняет оценку параметра *c* и формирует символ $z_j \in 0,1$. Поскольку коэффициенты передачи антенны υ_{ij} и υ'_{ij} в силу различия местоположения корреспондентов *B* и *E* и многолучевости распространения сигнала будут отличаются, то и формируемые биты x_i и z_i также будут отличаться. Степень этого отличия будет определяться не коррелированностью коэффициентов передачи υ_{ij} и υ'_{ij} антенны по разным направлениям.

Для проверки свойств, сформированной моделированием последовательности разности фаз проверено несколькими графическими методами:

1. Распределение на плоскости.

Данный тест предназначен для определения зависимостей между элементами исследуемой последовательности.

Построение распределения на плоскости осуществляется следующим образом. На поле размера (2^R-1)x(2^R-1) (*R* – разрядность чисел исследуемой последовательности) наносятся точки с координатами (x_i, x_{i+1}) где x_i – элементы исследуемой последовательности *X*, *i*=1,2,…,*N*. *N* – длина последовательности. Далее анализируется полученная картина. Если между элементами последовательности отсутствуют зависимости, то точки на поле расположены хаотично.

Если на поле присутствуют зависимости, наблюдаются «узоры» - последовательность не является случайной. Для последовательностей большой длины хорошим результатом является абсолютно черное поле. На рис 3 показано распределение на плоскости значений коэффициента корреляции разности фаз, полученные моделированием. Количество испытаний равно 10000.

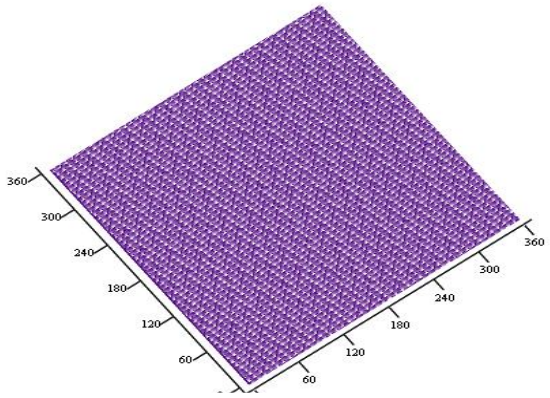


Рис. 2. Распределение на плоскости значений формируемой последовательности

Из рисунка видим, что значения расположены хаотично, и между ними отсутствуют какие-либо зависимости, т.е. тест на случайность показал положительный результат.

2. Проверка серий.

Данный тест позволяет оценить равномерность распределения символов в исследуемой последовательности на основе анализа частоты появления нулей и единиц и серий, состоящих их *k* бит.

Построение осуществляется следующим образом. Подсчитывается, сколько раз встречаются нули, единицы, серии двоек (00, 01, 10, 11) и т.д. в битовом представлении исследуемой последовательности *X*. Полученные результаты представляются в графическом виде.

У последовательностей, чьи статистические свойства близки к свойствам истинно случайной последовательности, разбросы между числом появлений нулей и единиц, между числом появлений серий пар каждого вида стремиться к нулю. В противном случае последовательность не является случайной.

На рисунке 3 представлено распределение нулей, единиц и серии двоек для полученной моделированием последовательности.

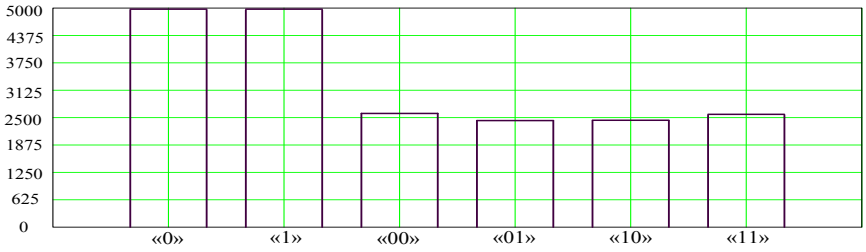


Рис. 3. Проверка серий для формируемой последовательности

Из рисунка видим, что разность между количеством нулей и единиц, а также разность между числом появления двоек каждого вида стремиться к нулю. Отсюда делаем вывод, что последовательность значений коэффициента корреляции разности фаз, удовлетворяет условию случайности

3. Автокорреляционная функция (АКФ).

Данный тест предназначен для оценки корреляции между сдвинутыми копиями исследуемой последовательности. Может обнаруживать зависимость между последовательностями анализируемой последовательности.

Рассмотрим битовую АКФ. Построение битовой АКФ производится следующим образом. Сначала исследуемая последовательность *X* представляется в битовом виде, а затем нормируется (1→1, 0→-1). Если a_0, a_1,…, a_{N-1} – двоичная запись исследуемой последовательности, то нормированная последовательность b_0, b_1,…,b_{N-1} получается следующим образом: $b_i = (-1)^{1-a_i}$, i=1,2,…,N-1. после этого вычисляются всплески корреляции:

$$c_j = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} b_i b_{(i+j) \bmod N}}{\sum_{i=0}^{N-1} b_i^2}, \qquad (1)$$

где N – длина нормированной битовой последовательности, j=1,2,…,N.

Для последовательности, чьи свойства близки к свойствам случайной последовательности, значения всплесков корреляции должны стремиться к нулю. Присутствие значительных всплесков корреляции свидетельствует о наличии зависимости между элементами последовательности.

На рис. 4 представлены значения битовой автокорреляционной функции, для полученной экспериментально последовательности, вычисленные согласно (1). Из рисунка видно, что в полученной экспериментально последовательности отсутствуют зависимости между элементами, а значит, она является случайной.

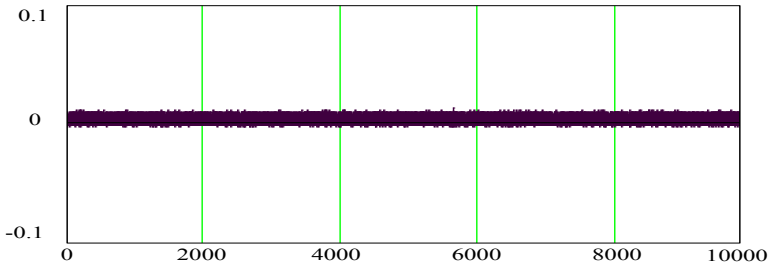


Рис. 4. Значения автокорреляционной функции
для формируемой последовательности

2. Заключение

Проведенные исследования показали [2], что сформированные данным способом биты последовательности являются равновероятными и взаимонезависимыми между собой, т. е. выполняются требования, предъявляемые к формированию шифрключей. Тем самым рассмотренный выше способ имеет возможность практической реализации для задачи распределения ключей по открытым каналам.

Литература

1. T. Aono, K. Higuchi, T., Ohira, B. Komiyama, H.Sasaoka Wireless Key generation Exploiting Reactance-Domain Scalar Response of Miltipath Fading Chhannels.
2. В. А. Яковлев, В. И. Коржик, Ю. В. Ковайкин, Распределения ключей в беспроводных локальных сетях на основе использования антенн с изменяемой диаграммой направленности в условиях многолучевого распространения радиоволн. Проблемы информационной безопасности. Компьютерные системы. - СПб.: СПбГТУ, № 4. 2011.
3. Коцыняк М.А., Муртазин И.Р. Кибернетическая устойчивость MESH сетей. В книге: Нейрокомпьютеры и их применение XVI Всероссийская научная конференция: тезисы докладов. 2018г. С. 102-103.
4. Гудков М.А., Муртазин И.Р., Гагарин Ю.А., Крибель А.М., Соловьев Д.В. Применение методов захвата и анализа пакетов, передаваемых по информационно-телекоммуникационным сетям, для аудита сетевой безопасности сетей. В сборнике Современные информационные технологии. Теория и практика Материалы IV Всероссийская научно-практическая конференция. Отв. ред. Т.О. Петрова 2018. С 184-188.

References

1. T. Aono, K. Higuchi, T., Ohira, B. Komiyama, H.Sasaoka Wireless Key generation Exploiting Reactance-Domain Scalar Response of Miltipath Fading Chhannels.
2. V. A. Yakovlev, V. I. Korzhik, Yu. Kopeikin, key Distribution in wireless LANs based on the use of antenna with variable diagram under conditions of multipath propagation of radio waves. Problems of information security. Computer system. - SPb.: SPbSTU, № 4. Two thousand eleven
3. Kocinac M. A., Murtazin I. R.: Cybernetic stability MESH networks. In the book: Neurocomputers and their application XVI all-Russian scientific conference: abstracts. 2018g. P. 102-103.
4. Gudkov M. A., I. R. Murtazin, Y.A. Gagarin, Crivelli A. M., Soloviev D. V. Application of methods of capture and analysis of packets transmitted through information and telecommunication networks, network security audit networks. The collection of Modern information technology. Theory and practice Materials IV all-Russian scientific-practical conference. OTV. ed. T. O. Petrov 2018. From 184-188.

СПОСОБЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ЦАР

В. И. Парфенов[1], Н. А. Кунаева[1]

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Рассмотрены различные способы формирования решающей статистики при цифровой обработке сигналов в антенной решетке. На основе теории Compressive Sensing разработаны алгоритмы оценки угла прихода сигнала. Посредством компьютерного моделирования определены характеристики эффективности оценки угла прихода, а также временные затраты для каждого алгоритма.

Ключевые слова: цифровая обработка сигналов; антенная решетка; решающая статистика; оценка угла прихода сигнала; рассеяние оценки; сжатые измерения.

METHODS OF THE PROCESSING SIGNALS IN DIGITAL ANTENNA ARRAYS

V. I. Parfenov[1], N. A. Kunaeva[1]

[1]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russian Federation

Abstract. Different methods for generating decision statistics for digital signal processing in the antenna array are considered. Based on the theory of Compressive Sensing, algorithms for estimating the angle of arrival of a signal have been developed. By means of computer simulation, performance of direction-of-arrival estimation of a signal were determined, as well as the time spent for each algorithm.

Keywords: digital signal processing; antenna array; decision statistics; direction-of-arrival estimation of a signal; variance of estimate; compressive sensing.

1. Введение

Цифровая обработка сигналов является одной из наиболее быстро развивающихся областей техники, обеспечивающих общий прогресс радиосвязи, радиолокации, радиоастрономии. Переход к реконфигурируемым многолучевым антенным системам и многофункциональным РЛС [1] диктует повышенные требования к многорежимности и универсальности используемых устройств обработки сигналов (УОС). В подобных системах УОС обеспечивает их прием и обработку в реальном масштабе времени. Обычно антенные системы строятся на базе технологии фазированных антенных решеток (ФАР). Успехи современной микроэлектроники, обеспечивающие создание быстродействующей цифровой элементной базы, позволяют строить антенные решетки (АР), в которых, в отличие от традиционных ФАР, диаграммообразование осуществляется цифровым способом. Такие решетки, называемые цифровыми, обеспечивают воспроизводимость своих характеристик при массовом производстве, а также большую гибкость в управлении и улучшении показателей функционирования по сравнению с ФАР с аналоговым диаграммообразованием. Цифровое диаграммообразование обеспечивает точную селекцию сигналов по направлениям прихода, что позволяет увеличить число каналов связи и емкость сети. В цифровых антенных решетках (ЦАР) диаграммообразование фактически сводится к взвешенному суммированию цифровых отсчетов. Наиболее предпочтительным типом устройства

цифровой обработки для реализации такого диаграммообразователя являются программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС).

Подобные ЦАР начинают успешно внедряться в радиолокационную технику [2], в GPS/ГЛОНАСС-приемники [3,4], в спутниковые системы мобильной связи [5], и пр. Кроме перечисленных ранее, подобные цифровые системы обладают также следующими достоинствами. Во-первых, в таких системах воспринимается практически вся информация, содержащаяся в структуре пространственно-временных полей в раскрыве решетки, и практически без потерь она трансформируется в данные о наличии и параметрах объектов. Во-вторых, при таком подходе можно выполнить глубокую компенсацию широкополосных помеховых сигналов, что в сочетании с расширением динамического диапазона при накоплении в процессе пространственно-временной обработки обеспечивает повышенную помехозащищенность. В-третьих, можно успешно осуществить и интеграцию, и модернизацию систем радиолокации, радио- и спутниковой навигации, радиотехнической разведки, радиосвязи, радиопротиводействия в рамках одной системы. Подобные преимущества можно перечислять и далее.

В настоящее время главным сдерживающим фактором применения цифровой обработки в АР является недостаточное быстродействие существующих УОС, что заставляет искать новые методы обработки сигналов с уменьшенным количеством вычислений. Именно этой цели посвящена данная работа.

2. Способы формирования решающей статистики

Рассмотрим задачу оценки угла прихода сигнала от одного источника (цели) с помощью разреженной антенной решетки. Обобщение на несколько источников очевидно. Предположим, что в приемных элементах решетки наблюдается аддитивная смесь *x(t)* пространственно-когерентного узкополосного сигнала *s(t,l)* с неизвестным параметром l и помехи *n(t)*, представляющей собой гауссовский пространственно-временной белый шум [6]: $x(t) = s(t,l) + n(t)$. Тогда для синтеза оптимальной системы приема подобных сигналов может быть применен метод максимального правдоподобия. В таких приемных системах на основе наблюдаемых данных вырабатываются сигналы, непрерывно или дискретно воспроизводящие значение функционала отношения правдоподобия на интервале возможных значений измеряемого параметра. При этом оценка (измерение) этого параметра осуществляется путем определения положения абсолютного (наибольшего) максимума этого функционала. В рассматриваемых условиях, с учетом того, что угол прихода – неэнергетический параметр, необходимо формировать решающую статистику

$$M(l) = \frac{2}{N_0} \int_0^T \sum_{i=1}^{N_{AP}} x_i(t) \cdot s_i(t,l) dt \,, \qquad (1)$$

для всех l и находить то значение $\hat{l}$, при котором эта функция достигает максимального значения. В формуле (1) $N_0 / 2$ – двусторонняя спектральная плотность мощности шума на входе любого из элементов АР; N_{AP} – количество элементов в АР; в дальнейшем

предполагается, что все элементы расположены в АР эквидистантно, причем расстояние d между соседними элементами одинаково и равно $\lambda/2$, где λ – длина волны; T – длительность интервала наблюдения $(0;T)$; $x_i(t)$ – i-я реализация смеси сигнала и шума, наблюдаемая на выходе приемных элементов решетки $(i=\overline{1,N_{AP}})$; $s_i(t,l)$ – обрабатываемый полезный сигнал в i-ом приемном элементе АР вида $s_i(t,l)=A_0 cos(\omega_0 t+l(i-1)+\varphi_0)$, где $l=(2\pi d/\lambda)sin\theta$ – неизвестный параметр, характеризующий угол прихода сигнала. Учитывая, что $d/\lambda=1/2$, имеем $l=\pi sin\theta\in[L_{min};L_{max}]$ – априорный интервал возможных значений этого параметра.

Реализация приемного устройства на основе (1) предполагает аналоговый способ обработки сигналов во времени. При полностью цифровой обработке наблюдаемых данных, то есть в случае размещения АЦП непосредственно на выходе каждого из элементов АР, необходимо модифицировать алгоритм оценки угла прихода сигнала (1). В данной работе предлагается несколько способов формирования решающей статистики $M(l)$, поэтому для перехода к цифровому представлению введем в рассмотрение вектор-строку размера $(N_t \cdot N_{AP})\times 1$

$$\boldsymbol{x}^T=\left(\underbrace{\left(x_1(t_1),\dots x_1(t_{N_t})\right)}_{\boldsymbol{x}_1^T}\quad\dots\quad\underbrace{\left(x_{N_{AP}}(t_1),\dots x_{N_{AP}}(t_{N_t})\right)}_{\boldsymbol{x}_{N_{AP}}^T}\right)=\left(\boldsymbol{x}_1^T,\quad\dots\quad\boldsymbol{x}_{N_{AP}}^T\right),$$

содержащую N_{AP} векторов $\boldsymbol{x}_i$ размера $N_t\times 1$. Кроме того, введем в рассмотрение матрицу $\boldsymbol{V}$ размера $N_l\times(N_t\cdot N_{AP})$:

$$\boldsymbol{V}=\left(\begin{pmatrix} v_1(t_1,l_1),\dots v_1(t_{N_t},l_1)\\ \dots\\ v_1(t_1,l_{N_l}),\dots v_1(t_{N_t},l_{N_l})\end{pmatrix},\quad\dots\quad\begin{pmatrix} v_{N_{AP}}(t_1,l_1),\dots v_{N_{AP}}(t_{N_t},l_1)\\ \dots\\ v_{N_{AP}}(t_{N_t},l_{N_l}),\dots v_{N_{AP}}(t_{N_t},l_{N_l})\end{pmatrix}\right)=\begin{pmatrix}V_1 & V_2 & \dots & V_{N_{AP}}\end{pmatrix},$$

где N_l+1 – количество интервалов, на которые разбивается априорный интервал возможных значений параметра l, N_t – количество отсчетов реализаций наблюдаемых данных во времени; $\boldsymbol{V}_i$ – матрица размера $N_l\times N_t$, с элементами $v_i(t_j,l)=(2/N_0)\cdot s_i(t_j,l)$, где $i=\overline{1,N_{AP}}$, $j=\overline{1,N_t}$. Тогда решающую статистику $M(l)$ представим в виде вектора-строки $\boldsymbol{M}^T=\left(M(l_1),\dots M(l_{N_l})\right)$ размера $N_l\times 1$. Оценка параметра $\boldsymbol{l}$ требует нахождения номера максимального элемента этого вектора $\boldsymbol{M}$. В результате использования вышеописанного векторного представления, можно выделить следующие способы формирования решающей статистики $\boldsymbol{M}$:

1) При полностью цифровой обработке в такой решетке представим вектор $\boldsymbol{M}$ в виде

$$\boldsymbol{M}=\boldsymbol{V}\cdot\boldsymbol{x}. \qquad (2)$$

Для реализации линейного алгоритма (2) требуется выполнение лишь операций умножения и сложения. Причем количество операций умножения: $N_l\cdot N_t\cdot N_{AP}$ и операций сложения: $N_l\times(N_t\cdot N_{AP}-1)$.

2) Если вначале выполняется временная обработка, а затем пространственная, то $\boldsymbol{M}$, вместо (2), можно записать как

$$\boldsymbol{M} = \sum_{i=1}^{N_{AP}} \boldsymbol{V}_i \cdot \boldsymbol{x}_i \ . \qquad (3)$$

Здесь $\boldsymbol{V}_i = \begin{pmatrix} v_i(t_1, l_1), \ldots v_i(t_{N_t}, l_1) \\ \ldots \\ v_i(t_1, l_{N_l}), \ldots v_i(t_{N_t}, l_{N_l}) \end{pmatrix}$ – матрица размера $N_l \times N_t$.

Практическая реализация алгоритма (3) требует $N_l \cdot N_t \cdot N_{AP}$ операций умножения и $N_l \times (N_t + N_{AP} - 1)$ операций сложения.

3) Согласно этому способу сначала выполняется пространственная обработка, а затем временная, при этом

$$\boldsymbol{M} = \sum_{j=1}^{N_t} \boldsymbol{W}_j \cdot \boldsymbol{x}_j \ , \qquad (4)$$

где $\boldsymbol{x}_j^T = \left(x_1(t_j), \quad \ldots \quad x_{N_{AP}}(t_j) \right)$ размера $1 \times N_{AP}$, $\boldsymbol{W}_j = \begin{pmatrix} w_1(t_j, l_1), \ldots w_{N_{AP}}(t_j, l_1) \\ \ldots \\ w_1(t_j, l_{N_l}), \ldots w_{N_{AP}}(t_j, l_{N_l}) \end{pmatrix}$ размера $N_l \times N_t$.

При этом для (4) требуемое количество операций умножения и сложения как и в предыдущем способе – $N_l \cdot N_t \cdot N_{AP}$ и $N_l \times (N_t + N_{AP} - 1)$ соответственно.

4) Представим $M(l)$ (1) в виде

$$M(l) = \sum_{i=1}^{N_{AP}} y_i(l) \, , \qquad (5)$$

где $y_i(l) = \frac{2}{N_0} \int_0^T x_i(t) \cdot s_i(t, l) dt$. Будем предполагать, что величина $y_i(l)$ может быть получена с помощью аналоговых устройств. Следовательно, временная обработка не требует затрат процессорного времени: все затраты приходятся на пространственную обработку. Для того, чтобы конкретизировать вид этой обработки, представим полезный сигнал в виде

$$s_i(t, l) = A_0 cos\left(\omega_0 t - l(\underbrace{\frac{N_{AP}+1}{2} - i}_{\alpha_i}) + \varphi_0 \right) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cdot \cos(l\alpha_i) + A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \cdot \sin(l\alpha_i).$$

Тогда

$$y_i(l) = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^T x_i(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt \cdot \cos(l\alpha_i) + \frac{2A_0}{N_0} \int_0^T x_i(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) dt \cdot \sin(l\alpha_i) =$$

$$= X_i^{(c)} \cos(l\alpha_i) + X_i^{(s)} \sin(l\alpha_i),$$

где

$$\left. \begin{matrix} X_i^{(c)} \\ X_i^{(s)} \end{matrix} \right\} = \frac{2A_0}{N_0} \int_0^T x_i(t) \cdot \left\{ \begin{matrix} \cos \\ \sin \end{matrix} \right\} (\omega_0 t + \varphi_0) dt \, .$$

Квадратуры $X_i^{(c)}$ и $X_i^{(s)}$ формируются в аналоговой области, остальные – в цифровой, т.е. $M(l)=\sum_{i=1}^{N_{AP}}\left\{F_i^{(c)}(l)+F_i^{(s)}(l)\right\}$, где $\begin{matrix}F_i^{(c)}(l)\\F_i^{(s)}(l)\end{matrix}\Big\}=\begin{matrix}X_i^{(c)}\\X_i^{(s)}\end{matrix}\Big\}\cdot\begin{Bmatrix}\cos\\\sin\end{Bmatrix}(l\alpha_i)$. Тогда ***M****(l)* имеет вид

$$\underset{N_l\times 1}{\boldsymbol{M}(l)}=\sum_{i=1}^{N_{AP}}\left\{\underset{N_l\times 1}{\boldsymbol{F}_i^{(c)}}+\underset{N_l\times 1}{\boldsymbol{F}_i^{(s)}}\right\}, \qquad (6)$$

где $\boldsymbol{F}_i^{(c)}=\left(F_{i_1}^{(c)},\ \ldots\ F_{i_{N_l}}^{(c)}\right)$, $F_{i_k}^{(c)}=X_i^{(c)}\cos(l_k\alpha_i)$ и $\boldsymbol{F}_i^{(s)}=\left(F_{i_1}^{(s)},\ \ldots\ F_{i_{N_l}}^{(s)}\right)$, $F_{i_k}^{(s)}=X_i^{(s)}\sin(l_k\alpha_i)$ при $k=\overline{1,N_l}$.

Итак, в этом случае требуется $2N_l{\cdot}N_{AP}$ операций умножения (косинус и синус вычисляются заранее) и $N_l{\cdot}N_{AP}$ операций сложения.

Таким образом, наибольшими трудозатратами обладает 1-й способ, наименьшими – 4-й, а 2-й и 3-й – средними (см. Табл.1). Отметим, что количество алгебраических операций, выполняемых при формировании (2) — (6) может быть весьма большим и превышать вычислительные возможности используемого процессора.

3. Обработка разреженных сигналов на основе методологии CS

Можно сократить количество этих операций при некотором снижении точности оценки параметров. Для этого можно применить теорию сжатых измерений (Compressive Sensing – CS) [7-10], согласно которой решается следующая задача. Пусть вектор наблюдения $\boldsymbol{y}$ представлен в виде $\boldsymbol{y}=\boldsymbol{\Phi}\cdot\boldsymbol{x}$, где $\boldsymbol{\Phi}\in\mathbb{R}^{M\times N}$, $\boldsymbol{x}\in\mathbb{R}^{N}$, $\boldsymbol{y}\in\mathbb{R}^{M}$ и $M<N$. Необходимо восстановить вектор $\boldsymbol{x}$. Задача решается в предположении, что вектор наблюдения $\boldsymbol{y}$ известен, матрица измерений $\boldsymbol{\Phi}$ случайна и удовлетворяет некоторым условиям [11], а восстанавливаемый вектор $\boldsymbol{x}$ является разреженным или по крайней мере сжимаемым [12]. Норма ℓ_0 сигнала $\boldsymbol{x}$ определяет число k его ненулевых компонент из N возможных, тогда условие $\|\boldsymbol{x}\|_0\le k$ определяет разреженность сигнала. О методах восстановления сигнала $\boldsymbol{x}$ см. далее.

Применим принципы CS к представленным в предыдущем пункте вариантам обработки, учитывая, что решающая статистика $\boldsymbol{M}$ может быть описана с использованием модели сжимаемого вектора. Действительно, представим $\boldsymbol{M}$ (1) в виде $\boldsymbol{M}=\boldsymbol{S}+\boldsymbol{N}$, где $\boldsymbol{S}=<\boldsymbol{M}>$ – сигнальный вектор, а $\boldsymbol{N}=\boldsymbol{M}-\boldsymbol{S}$ – шумовой вектор. Анализ показывает, что сигнальный вектор достаточно хорошо описывается моделью сжимаемого вектора, особенно при условии, что априорный интервал возможных значений неизвестного параметра $L_{max}-L_{min}$ велик по сравнению с шириной сигнальной функции $S(l,l_0)=<\boldsymbol{M}(l)>$. Элементы этой функции имеют вид $S(l,l_0)=z^2\cdot\mathrm{sinc}\left(\frac{N_{AP}}{2}(l-l_0)\right)/\mathrm{sinc}\left(\frac{1}{2}(l-l_0)\right)$, где $z^2=\frac{A_0^2T}{N_0}\cdot N_{AP}=q^2\cdot N_{AP}$ – отношение сигнал/шум (ОСШ) всей АР, q^2 – ОСШ на выходе одного элемента АР; l_0 – истинное значение параметра l.

1) Предположим, что вместо $\boldsymbol{M}$ (2) мы наблюдаем вектор $\boldsymbol{L}$ размера $M_l \times 1$ вида

$$\boldsymbol{L} \equiv \boldsymbol{\Phi} \cdot \boldsymbol{M} = \underbrace{\boldsymbol{\Phi} \cdot \boldsymbol{V}}_{\boldsymbol{\Psi}} \cdot \boldsymbol{x} = \boldsymbol{\Psi} \cdot \boldsymbol{x} \,. \tag{7}$$

При этом матрица $\boldsymbol{\Psi}$ размера $M_l \times (N_t \cdot N_{AP})$ может быть вычислена заранее. Тогда для формирования (7) требуемое количество операций умножения будет описано формулой $M_l \cdot N_t \cdot N_{AP}$, а операций сложения – $M_l \times (N_t \cdot N_{AP} - 1)$.

2) Если решающая статистика описывается формулой (3), то

$$\boldsymbol{L} \equiv \boldsymbol{\Phi} \cdot \boldsymbol{M} = \sum\nolimits_{i=1}^{N_{AP}} \boldsymbol{\Psi}_i \cdot \boldsymbol{x}_i \,, \tag{8}$$

где $\boldsymbol{\Psi}_i$ – матрица размера $M_l \times N_t$, $\boldsymbol{x}_i$ – $N_t \times 1$. Количество операций умножения $M_l \cdot N_t \cdot N_{AP}$, а операций сложения – $M_l \times (N_t + N_{AP} - 1)$.

3) Если использовать формулу (4), то

$$\boldsymbol{L} \equiv \boldsymbol{\Phi} \cdot \boldsymbol{M} = \sum_{j=1}^{N_t} \underbrace{\boldsymbol{\Phi} \cdot \boldsymbol{W}_j}_{\mathbf{P}_j} \cdot \boldsymbol{x}_j = \sum_{j=1}^{N_t} \mathbf{P}_j \cdot \boldsymbol{x}_j \,, \tag{9}$$

где $\mathbf{P}_j$ – матрица размера $M_l \times N_{AP}$, $\boldsymbol{x}_i$ – $N_{AP} \times 1$. Количество требуемых для формирования (9) арифметических операций такое же, как и при формировании (8).

4) Рассмотрим теперь выражение для решающей статистики вида (6). Обозначим

$$\boldsymbol{F}_i^{(c)} = X_i^{(c)} \left(\cos(l_1 \alpha_i) \cdot \ldots \cos(l_{N_l} \alpha_i) \right) \equiv X_i^{(c)} \cdot \boldsymbol{CO}_i \,; \boldsymbol{F}_i^{(s)} = X_i^{(s)} \left(\sin(l_1 \alpha_i) \cdot \ldots \sin(l_{N_l} \alpha_i) \right) \equiv X_i^{(s)} \cdot \boldsymbol{SI}_i \,.$$

Тогда

$$\boldsymbol{L} \equiv \boldsymbol{\Phi} \cdot \boldsymbol{M} = \sum_{i=1}^{N_{AP}} \left(\underbrace{\boldsymbol{\Phi} \cdot \boldsymbol{CO}_i}_{\boldsymbol{Q}_i^{(c)}} \cdot X_i^{(c)} + \underbrace{\boldsymbol{\Phi} \cdot \boldsymbol{SI}_i}_{\boldsymbol{Q}_i^{(s)}} \cdot X_i^{(s)} \right) = \sum_{i=1}^{N_{AP}} \left(\boldsymbol{Q}_i^{(c)} \cdot X_i^{(c)} + \boldsymbol{Q}_i^{(s)} \cdot X_i^{(s)} \right). \tag{10}$$

Количество операций умножения в этом случае: $2M_l \cdot N_{AP}$, операций сложения – $M_l \cdot N_{AP}$.

Таким образом, формирование вектора $\boldsymbol{L}$ (7) — (10) вместо вектора $\boldsymbol{M}$ (2) — (6) позволяет существенно снизить число арифметических операций при $M_l < N_l$. Отличие можно видеть из таблицы 1, где $N_l = 360$, $N_t = 1000$, $N_{AP} = 15$; коэффициент сжатия $\gamma = M_l / N_l$ (для CS) положен равным 0,5.

Таблица 1. Количество арифметических операций

Общее число арифметических операций для разных методов формирования $\overrightarrow{M}$				
№ метода	Классический алгоритм		Упрощенный алгоритм	
	формула	Σ	формула	Σ
1	$N_l \cdot N_t \cdot N_{AP} + N_l \cdot (N_t \cdot N_{AP} - 1)$	10 799 640	$M_l \cdot N_t \cdot N_{AP} + M_l \cdot (N_t \cdot N_{AP} - 1)$	5 399 820
2	$N_l \cdot N_t \cdot N_{AP} + N_l \cdot (N_t + N_{AP} - 1)$	5 765 040	$M_l \cdot N_t \cdot N_{AP} + M_l \cdot (N_t + N_{AP} - 1)$	2 882 520
3	$N_l \cdot N_t \cdot N_{AP} + N_l \cdot (N_t + N_{AP} - 1)$	5 765 040	$M_l \cdot N_t \cdot N_{AP} + M_l \cdot (N_t + N_{AP} - 1)$	2 882 520
4	$2N_l \cdot N_{AP} + N_l \cdot N_{AP}$	25 800	$2M_l \cdot N_{AP} + M_l \cdot N_{AP}$	8 100

4. Способы восстановления разреженного сигнала различными методами

Выше мы рассмотрели лишь количество операций, требуемых для формирования вектора $\boldsymbol{L}$ (7) — (10). Однако далее по этому вектору необходимо восстановить вектор

большей размерности $\boldsymbol{M}$ и определить положение его максимального элемента. Для решения этой задачи были разработаны различные методы, отличающиеся быстродействием и точностью восстановления.

Рассмотрим некоторые алгоритмы, позволяющие восстановить разреженный сигнал. В данном разделе описаны алгоритмы «OMP» (Orthogonal Matching Pursuit), «Block-OMP», «Bayess», «Block-Bayess» [13-16], которые используют методологию CS и также предлагается алгоритм «D», основанный на определенной предварительной обработке.

Стандартная для CS задача заключается в том, что по наблюдениям вида

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{\Phi} \cdot \boldsymbol{x}, \tag{11}$$

необходимо восстановить вектор $\boldsymbol{x}$ при $\boldsymbol{\Phi} \in \mathbb{R}^{M \times N}$, $\boldsymbol{x} \in \mathbb{R}^{N}$, $\boldsymbol{y} \in \mathbb{R}^{M}$ и $M<N$. В общем виде решение может быть найдено методами линейного программирования [9], тогда восстанавливаемый сигнал будет найден из выражения

$$\hat{\boldsymbol{x}} = \arg\min_{x} \| \boldsymbol{x} \|_1 \tag{12}$$

при условии $\boldsymbol{\Phi} \cdot \boldsymbol{x} = \boldsymbol{y}$, где $\| \ \|_1$ – ℓ_1 норма [7].

а. Алгоритм «OMP»

Алгоритм OMP является итерационным. На каждом шаге итерации выбирается такой столбец матрицы $\boldsymbol{\Phi}$, который максимально коррелирован с выбранным остатком (residual). Индекс этого столбца добавляется в список, затем остальные столбцы в этом списке исключаются из рассмотрения, в результате генерируется новый остаток, используемый на следующей итерации.

б. Алгоритм «Block-OMP»

Для решения задачи (11) может быть использован алгоритм B-OMP, согласно которому сигнал имеет блочное представление. Пусть вектор $\boldsymbol{x}^T = \left(\boldsymbol{x}^T[1], \ldots \ \boldsymbol{x}^T[n]\right)$ представляет собой конкатенацию n блоков, каждый из которых имеет d элементов (длина блока), тогда $N_l = n \cdot d$ – общее число элементов в векторе $\boldsymbol{x}$, при этом $\boldsymbol{x}_i \in C^{d \times 1}$, $i = \overline{1, N_l}$. Соответственно, матрица $\boldsymbol{\Phi}$ является конкатенацией n матриц размера $M_l \times d$: $\boldsymbol{\Phi} = \left(\boldsymbol{\Phi}[1], \ldots \ \boldsymbol{\Phi}[n]\right)$, т.е. $\boldsymbol{\Phi}[i] \in C^{M_l \times d}$. Тогда x_i обозначает i-й элемент $\boldsymbol{x}$, а ϕ_i – i-й столбец $\boldsymbol{\Phi}$.

На k-м шаге алгоритма B-OMP выбирается блок, который наилучшим образом соответствует текущему остатку r согласно $i_k = \arg\max_i \| \boldsymbol{\Phi}_i^H \cdot r_{k-1} \|_2$, где ”H” – операция эрмитового сопряжения, $\| \ \|_2$ – евклидова норма, а r – остаток.

в. Алгоритм «D»

Для большего уменьшения количества операций, требуемых для формирования решающей статистики (2) — (6), предлагается алгоритм, где вводится в рассмотрение матрица $\boldsymbol{D}$ размера $L \times N_l$ вида

$$\boldsymbol{D}=\begin{pmatrix} 11111 & 00000 & \dots & 00000 \\ 00000 & 11111 & \dots & 00000 \\ & & \dots & \\ 00000 & 00000 & \dots & 11111 \end{pmatrix}.$$

В каждой строке матрицы всего L_1 единиц, остальные – нули; $L=[N_l/L_1]$ – число строк в матрице. Параметр L_1 выбирается согласно числу ненулевых отсчетов, соответствующих главному лепестку сигнальной функции $\boldsymbol{S}$. Подействовав матрицей $\boldsymbol{D}$ на $\boldsymbol{S}$, формируется новый вектор $\boldsymbol{g}=\boldsymbol{D}\cdot\boldsymbol{S}$ размера $L\times 1$, причем $\boldsymbol{S}=\boldsymbol{D}^{\dagger}\boldsymbol{g}$, где $\boldsymbol{D}^{\dagger}=\boldsymbol{D}^{H}(\boldsymbol{D}\boldsymbol{D}^{H})^{-1}$ – операция псевдообращения, "Н" – операция эрмитового сопряжения. Вектор $\boldsymbol{M}_1$ получается путем

$$\boldsymbol{M}_1=\boldsymbol{A}\boldsymbol{M}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{S}+\boldsymbol{A}\boldsymbol{N}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{D}^{\dagger}\boldsymbol{g}+\boldsymbol{A}\boldsymbol{N}=\boldsymbol{F}\boldsymbol{g}+\boldsymbol{N}', \qquad (13)$$

где $\boldsymbol{F}=\boldsymbol{A}\cdot\boldsymbol{D}^{\dagger}$ – матрица размера $M_l\times L$, элементы которой могут быть рассчитаны заранее, $\boldsymbol{N}'=\boldsymbol{A}\cdot\boldsymbol{N}$ – шумовой вектор, $\boldsymbol{A}$ − случайная матрица размера $M_l\times N_l$ $(M_l<N_l)$. При наличии шумового вектора решение (13) может быть найдено на основе метода наименьших квадратов:

$$\hat{\boldsymbol{g}}=\boldsymbol{F}^{\dagger}\boldsymbol{M}_1=\boldsymbol{B}\cdot\boldsymbol{x}, \qquad (14)$$

где $\boldsymbol{B}=\boldsymbol{F}^{H}(\boldsymbol{F}\boldsymbol{F}^{H})^{-1}\boldsymbol{A}\cdot\boldsymbol{V}$ – матрица размера $L\times N_l$, элементы которой могут быть вычислены заранее.

Для формирования решающей статистики (13) необходимое количество арифметических операций: $L\cdot N_t\cdot N_{AP}$. При L=75 и условиях при табл.1, общее число операций равно 1 125 000.

г. Алгоритм «Bayess»

Вначале предполагается, что элементы разреженного вектора $\boldsymbol{x}\in\mathbb{R}^{1\times n}$ описываются нормальным распределением с нулевыми математическими ожиданиями и дисперсиями, определяемыми некоторыми гиперпараметрами α_n. Далее предполагается, что эти гиперпараметры сами являются случайными величинами с гамма-распределением и параметром γ. Эти параметры (α_n и γ) находятся, например, с помощью алгоритма EM (expectation-maximization) [16].

д. Алгоритм «Block-Bayess»

Разреженный вектор $\boldsymbol{x}$ представляется в блочной форме, причем размеры всех блоков выбираются одинаковыми, и лишь небольшое число этих блоков ненулевые. Далее предполагается, что элементы каждого блока описываются нормальным законом распределения с некоторыми параметрами. Все дальнейшие усилия направлены на нахождение оценок этих параметров. Для этого может быть использована, например, процедура максимального правдоподобия II типа [17].

С учетом алгоритмической сложности методов, описанных в пунктах **а.** — **д.** (Σ), число операций для формирования решающей статистики (7) — (10) приведено в таблице 2, при восстановлении одного отсчета (K = 1).

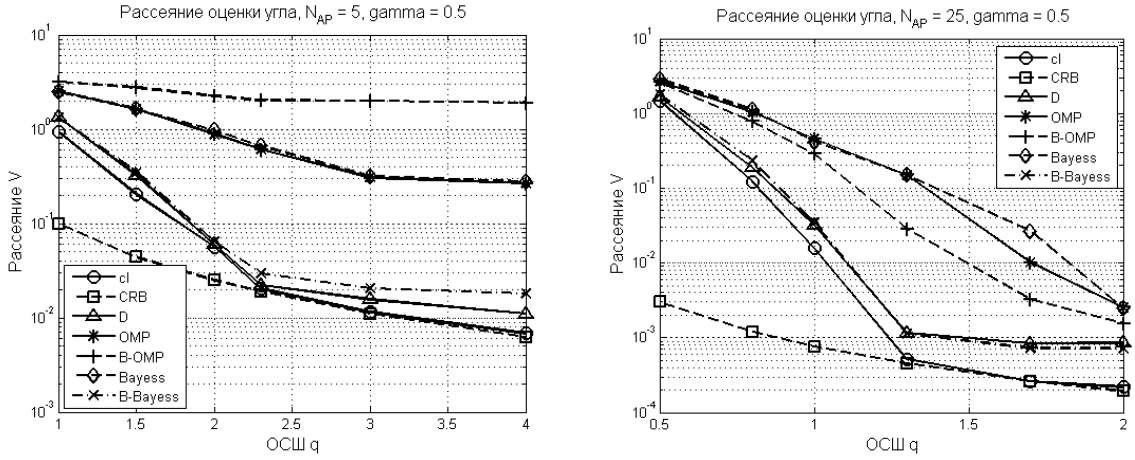
Таблица 2. Общее количество арифметических операций

№	формула	OMP	B-OMP	Bayess	B-Bayess
		$\Sigma + 2M_l \cdot N_l \cdot K$ (flops)	$\Sigma + 2M_l \cdot N_l \cdot K/d$ (flops)	$\Sigma + M_l^3$ (flops)	$\Sigma + N_l^3/K^2 + M_l \cdot N_l$ (flops)
1	(7)	5 529 420	5 408 460	11 231 820	34 559 820
2	(8)	3 012 120	2 891 160	8 714 520	32 042 520
3	(9)	3 012 120	2 891 160	8 714 520	32 042 520
4	(10)	137 700	16 740	5 840 100	29 168 100

5. Сравнительный анализ эффективности обработки сигналов в ЦАР различными алгоритмами

а. Рассеяние оценки в зависимости от ОСШ

Задача оценки угла решается посредством компьютерного моделирования. Рассмотрим характеристики эффективности оценки угла прихода сигнала – рассеяние оценки в зависимости от ОСШ q для одного элемента АР для всех алгоритмов: классического, *D, OMP, Block-OMP, Bayess* и *Block-Bayess*. Положим коэффициент сжатия $\gamma = M_l/N_l = 0{,}5$. Результаты моделирования приведены на рис.1. На этих рисунках также приведена нижняя граница рассеяния оценки – граница Крамера-Рао (CRB).



а) $N_{AP} = 5$ б) $N_{AP} = 25$

Рис. 1. Рассеяние оценки в зависимости от ОСШ q при $\gamma = 0{,}5$.

Из анализа этого рисунка следует, что при ОСШ $q > 2$ для $N_{AP} = 5$ и $q > 1$ для $N_{AP} = 25$, эффективность классического, *D* и *B-Bayess* алгоритмов отличаются незначительно, в то время как эффективность классического алгоритма по сравнению с алгоритмами *OMP, B-OMP* и *Bayess* отличается на порядок и более.

б. Рассеяние оценки в зависимости от количества антенных элементов

Рассмотрим теперь влияние количества антенных элементов на рассеяние оценки угла при фиксированном коэффициенте сжатия $\gamma = 0{,}5$. На рис.2 приведена зависимость рассеяния оценки от числа антенных элементов N_{AP}. Отметим, что при этом расстояние

между элементами остается постоянным, следовательно, база с ростом количества элементов возрастает.

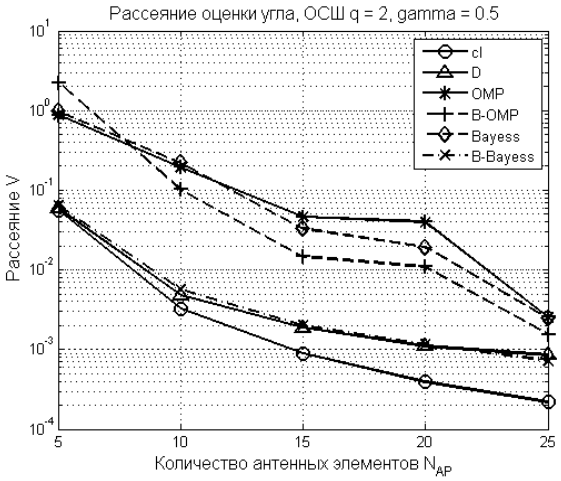
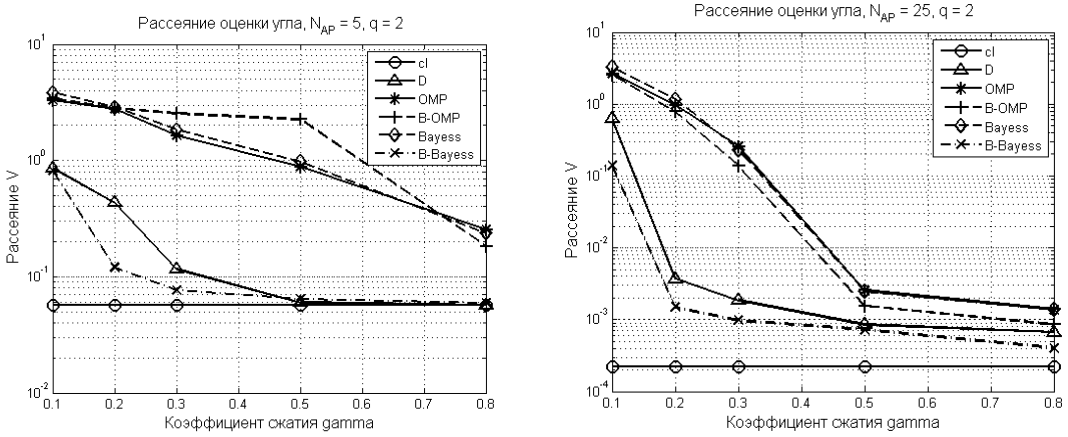


Рис. 2. Рассеяние оценки в зависимости от N_{AP}, q = 2, γ = 0,5.

Из анализа этого рисунка следуют, что при увеличении числа антенных элементов величина рассеяния оценки уменьшается, как и следует из теории. Эффективность классического, *D* и *B-Bayess* алгоритмов отличаются незначительно.

в. Рассеяние оценки в зависимости от коэффициента сжатия

Рассмотрим влияние коэффициента сжатия на характеристики оценки угла при фиксированном числе антенных элементов N_{AP} = 5 и N_{AP} = 25. Зависимости рассеяния оценки параметра *l* от параметра γ приведены на рис.3.



а) N_{AP} = 5 б) N_{AP} = 25

Рис. 3. Рассеяние оценки в зависимости от коэффициента сжатия γ при ОСШ q = 2.

Алгоритмы *B-Bayess* и *D* способны с хорошей точностью, по сравнению с алгоритмами *OMP, B-OMP* и *Bayess*, восстановить сжатый сигнал, что видно из рис.3. Например, на рис.3,а) при коэффициенте сжатия γ = 0,3 характеристики эффективности первых двух перечисленных алгоритмов вместе с классическим отличаются от остальных на полтора порядка, а при большем числе антенных элементов эта разница увеличивается.

Таким образом, алгоритмы *B-Bayess* и *D* близки по точности к классическому алгоритму, не использующему сжатия. Однако время работы данных алгоритмов

заметно отличается, это показано в таблице 3.

Таблица 3. Временные затраты алгоритмов

Алгоритм	cl	D	BOMP	OMP	Bayess	BBayess
Время t [c]	0.0002	0.0003	0.0053	0.0098	0.3268	2.0776

6. Заключение

Для решения задачи оценки угла прихода сигнала на антенную решетку была использована теория сжатых измерений (Compressive Sensing), позволяющая уменьшить количество выполняемых операций при формировании решающей статистики. Предполагалось, что в области анализа присутствует всего один сигнал. На основе алгоритмов «D», «OMP», «Block-OMP», «Bayess» и «Block-Bayess» были синтезированы упрощенные методы измерения угла прихода этого сигнала. С помощью компьютерного моделирования были определены характеристики эффективности оценки – безусловные рассеяния, которые были сравнены с соответствующими характеристиками классического алгоритма, не использующего сжатия. Показано, как величина проигрыша в точности оценки синтезированных алгоритмов зависит от различных параметров: ОСШ q, N_{AP}, γ, а также определено время работы каждого алгоритма. Исходя из вышесказанного, при использовании данных алгоритмов необходимо находить компромисс между их временем работы и точностью ожидаемых результатов.

Литература

1. Зайцев Г.В., Литвинов Д.М. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных радиолокаторах / Под ред. Г.В. Зайцева. – М.: Радиотехника, 2015. – С. 12-15, 270.
2. Слюсар В.. Цифровые антенные решетки – будущее радиолокации // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2001. – №3. – С. 42-47.
3. Слюсар В.. Цифровые антенные решетки. Решение задач GPS // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2009. – №1. – С. 74-78.
4. ВНИИР-Прогресс. Помехоустойчивая навигационная аппаратура серии «Комета» на основе технологии цифровых антенных решеток. http://www.vniir-progress.ru/upload/gnss06-2018.pdf, 02.2019.
5. Слюсар. В. Цифровые антенные решетки в мобильной спутниковой связи // Первая миля. – 2008. – №4. – С. 10-15.
6. Кремер И.Я., Кремер А.И., Петров В.М. и др. Пространственно-временная обработка сигналов / Под ред. И.Я. Кремера. – М.: Радио и связь, 1984. – 224с.
7. Donoho D. Compressed sensing // IEEE Transaction on Information Theory. 2006. V. 52. No. 4. P. 1289 – 1306.Smith J. Radiolocation technique. New York: Radio physics, 2002. – 253 p.
8. Eldar C., Kutyniok G. Compressed sensing: theory and applications. Cambridge University Press, 2012. 555 p.
9. Foucart S., Rauhut H. A mathematical introduction to compressive sensing. Springer, 2013. 625 p.
10. Парфенов В.И., Голованов Д.Ю. Принципы построения и анализ эффективности функционирования беспроводных сенсорных сетей на основе теории Compressive Sensing // Цифровая обработка сигналов. 2016. №2. С. 14
11. Candes E., Wakin M. An introduction to compressive sampling. // IEEE Signal Processing Magazine, 2008, vol. 25, no. 2, pp. 21–30.

12. Baraniuk R. Compressive sensing. // IEEE Signal Processing Magazine, 2007, vol. 24, no. 4, pp. 118-124.
13. Tony Cai T., Wang Lie. Orthogonal Matching Pursuit for Sparse Signal Recovery With Noise. // IEEE Transactions on Information Theory, 2011, vol. 57, no. 7, pp. 4680-4688.
14. Anmin Huang, Gui Guan, Qun Wan and Abolfazl Mehbodniya. A Block Orthogonal Matching Pursuit Algorithm Based on Sensing Dictionary. // International Journal of the Physical Sciences, Vol. 6(5), 2011, pp. 992-999.
15. Fuwei Li, Jun Fang, Huiping Duan, Zhi Chen, and Hongbin Li. Computationally Efficient Sparse Bayesian Learning via Generalized Approximate Message Passing. // IEEE, 2015, pp. 1-5.
16. Zhilin Zhang, Bhaskar D. Rao. Extension of SBL Algorithms for the Recovery of Block Sparse Signals with Intra-Block Correlation. // IEEE Signal Processing Magazine, 2013, vol. 61, no. 8, pp. 2009-2015.
17. Zhilin Zhang. Sparse Signal Recovery Exploiting Spatiotemporal Correlation. University of California: eScholarship, 2012, 239 p.

REFERENCES

1. Zajcev G.V., Litvinov D.M. Cifrovaya obrabotka signalov v mnogofunkcional'nyh radiolokatorah / Pod red. G.V. Zajceva. – M.: Radiotekhnika, 2015. – S. 12-15, 270.
2. Slyusar V.. Cifrovye antennye reshetki – budushchee radiolokacii // Elektronika: Nauka, Tekhnologiya, Biznes. – 2001. – №3. – S. 42-47.
3. Slyusar V.. Cifrovye antennye reshetki. Reshenie zadach GPS // Elektronika: Nauka, Tekhnologiya, Biznes. – 2009. – №1. – S. 74-78.
4. VNIIR-Progress. Pomekhoustojchivaya navigacionnaya apparatura serii «Kometa» na osnove tekhnologii cifrovyh antennyh reshetok. http://www.vniir-progress.ru/upload/gnss06-2018.pdf, 02.2019.
5. Slyusar. V. Cifrovye antennye reshetki v mobil'noj sputnikovoj svyazi // Pervaya milya. – 2008. – №4. – S. 10-15.
6. Kremer I.YA., Kremer A.I., Petrov V.M. i dr. Prostranstvenno-vremennaya obrabotka signalov / Pod red. I.YA. Kremera. – M.: Radio i svyaz', 1984. – 224s.
7. Donoho D. Compressed sensing // IEEE Transaction on Information Theory. 2006. V. 52. No. 4. P. 1289 – 1306.Smith J. Radiolocation technique. New York: Radio physics, 2002. – 253 p.
8. Eldar C., Kutyniok G. Compressed sensing: theory and applications. Cambridge University Press, 2012. 555 p.
9. Foucart S., Rauhut H. A mathematical introduction to compressive sensing. Springer, 2013. 625 p.
10. Parfenov V.I., Golovanov D.YU. Principy postroeniya i analiz ehffektivnosti funkcionirovaniya besprovodnyh sensornyh setej na osnove teorii Compressive Sensing // Cifrovaya obrabotka signalov. 2016. №2. S. 14.
11. Candes E., Wakin M. An introduction to compressive sampling. // IEEE Signal Processing Magazine, 2008, vol. 25, no. 2, pp. 21–30.
12. Baraniuk R. Compressive sensing. // IEEE Signal Processing Magazine, 2007, vol. 24, no. 4, pp. 118-124.
13. Tony Cai T., Wang Lie. Orthogonal Matching Pursuit for Sparse Signal Recovery With Noise. // IEEE Transactions on Information Theory, 2011, vol. 57, no. 7, pp. 4680-4688.
14. Anmin Huang, Gui Guan, Qun Wan and Abolfazl Mehbodniya. A Block Orthogonal Matching Pursuit Algorithm Based on Sensing Dictionary. // International Journal of the Physical Sciences, Vol. 6(5), 2011, pp. 992-999.
15. Fuwei Li, Jun Fang, Huiping Duan, Zhi Chen, and Hongbin Li. Computationally Efficient Sparse Bayesian Learning via Generalized Approximate Message Passing. // IEEE, 2015, pp. 1-5.
16. Zhilin Zhang, Bhaskar D. Rao. Extension of SBL Algorithms for the Recovery of Block Sparse Signals with Intra-Block Correlation. // IEEE Signal Processing Magazine, 2013, vol. 61, no. 8, pp. 2009-2015.
17. Zhilin Zhang. Sparse Signal Recovery Exploiting Spatiotemporal Correlation. University of California: eScholarship, 2012, 239 p.

СРАВНЕНИЕ СОЗВЕЗДИЙ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ ВИДОВ ЛИНЕЙНОЙ МОДУЛЯЦИИ ПО ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБКИ НА СИМВОЛ И НА БИТ

Ю. В. Алышев[1], М. Б. Мещерякова[1], Б. И. Николаев[1]

[1]ПГУТИ, Самара, Россия

Аннотация. Сравнение помехоустойчивости многопозиционных видов линейной модуляции производится на примере некоторых вариантов созвездий КАМ8 и КАМ16 с помощью теоретического расчёта вероятности ошибки когерентных демодуляторов на основе универсальной базовой функции от двух аргументов, которая определяет вероятность попадания принимаемого сигнала в гауссовском канале в заданную область пространства.

Ключевые слова: созвездия сигналов; линейная модуляция; вероятность ошибки; когерентная демодуляция; гауссовский канал.

COMPARE CONSTELLATIONS OF MULTI-POSITION LINEAR MODULATION TYPES FOR THE PROBABILITY OF ERROR PER SYMBOL AND PER BIT

Yu. V. Alyshev[1], M. B. Meshcheryakova[1], B. I. Nikolaev[1]

[1]Povolzhskiy state univercity of telecommunications and informatics (PSUTI), Samara, Russia

Abstract. In the article, a comparison of the noise immunity of multi-position linear modulation types is performed on some examples of the QAM-8 and QAM-16 constellations using the theoretical calculation of the error probability of coherent demodulators that based on the universal base function from two arguments, which determines the probability that the received signal in the Gaussian channel will fall into a given region of space.

Keywords: constellation diagram; linear modulation; probability of error; coherent demodulator; Gaussian channel.

1. Введение

В системах связи широкое применение находят многопозиционные сигналы. В [1] приводится описание базовой функции от двух аргументов, которая определяет вероятность попадания принимаемого сигнала в гауссовском канале в заданную область пространства. На основе этой функции в [2] приводится пример теоретического расчёта вероятности ошибки на символ и на бит когерентных демодуляторов для одного из созвездий КАМ-8, которое рассматривается и оценочно анализируется в [3]. На основе предложенного метода выполнены расчёты вероятности ошибки на символ и на бит для некоторых созвездий КАМ-8 и КАМ-16.

2. Сравнение некоторых созвездий КАМ-8 по вероятности ошибки на символ и на бит

Для сравнения выбраны два созвездия КАМ-8 (рис. 1). Созвездие КАМ-8 (рис. 1,а) взято из [3], а расчётные формулы для него из [2]. Созвездие КАМ-8 (рис. 1,б), предложенное авторами, имеет одну (из восьми) сигнальную позицию, представленную

пассивной паузой. Условно обозначено: КАМ-8 на рис. 1,а как КАМ-8(4-4), а на рис. 1,б – КАМ-8(1-7)

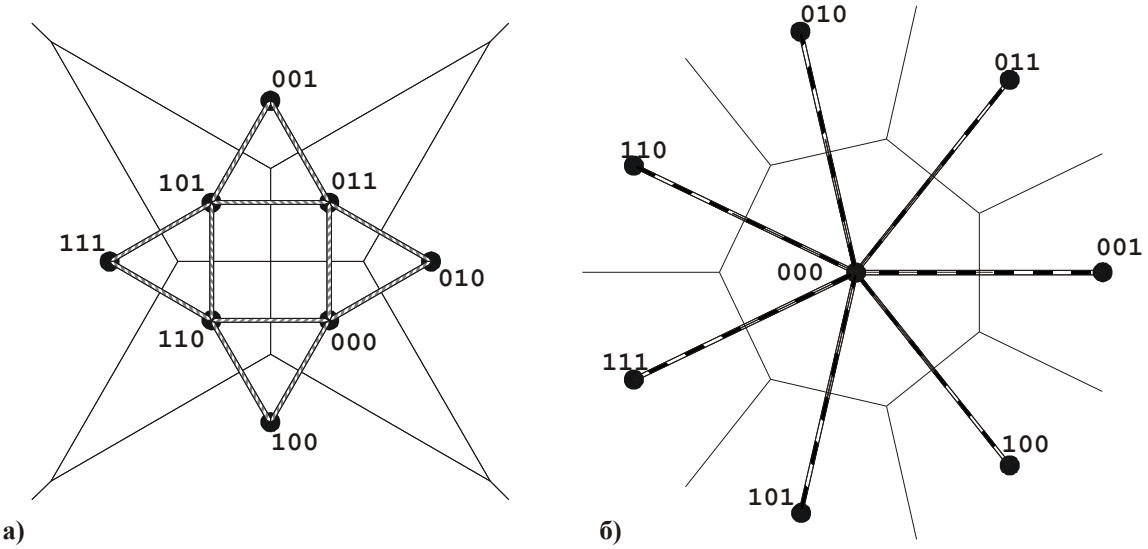


Рис. 1. Созвездия: а) КАМ-8(4-4); б) КАМ-8(1-7) с наилучшим расположением трибит

На рисунке сигнальные позиции соединены утолщёнными линиями, которые представляют варианты шаблонного отрезка единичной длины. Эти соединения поясняют относительное пространственное расположение сигнальных позиций и масштабируются при нормировке средней мощности. На рис. 1,б семь сигнальных позиций расположены по окружности равномерно.

Тонкими линиями показаны границы областей принятия решения для каждой сигнальной позиции (диаграмма Вороного).

Относительные координаты точек созвездий и наилучшее расположение трибит при минимизации вероятности ошибки на символ и на бит приведены в таблице 1.

Таблица 1. Относительные координаты точек созвездий КАМ-8

Трибит	**I КАМ-8(4-4)**	**Q КАМ-8(4-4)**	I КАМ-8(1-7)	Q КАМ-8(1-7)
000	–1	–1	0	0
001	1	–1	1	0
010	1	1	$\cos(2\pi/7)$	$\sin(2\pi/7)$
011	–1	1	$\cos(4\pi/7)$	$\sin(4\pi/7)$
100	0	$1+\sqrt{3}$	$\cos(6\pi/7)$	$\sin(6\pi/7)$
101	$1+\sqrt{3}$	0	$\cos(6\pi/7)$	$-\sin(6\pi/7)$
110	0	$-1-\sqrt{3}$	$\cos(4\pi/7)$	$-\sin(4\pi/7)$
111	$-1-\sqrt{3}$	0	$\cos(2\pi/7)$	$-\sin(2\pi/7)$

Для созвездия КАМ-8(4-4) коэффициент нормировки: $K_{\text{н}} = 1/\sqrt{3+\sqrt{3}}$, а для созвездия КАМ-8(1-7): $K_{\text{н}} = \sqrt{8/7}$.

Область, в которую попадает сигнал из центра рассматриваемой сигнальной позиции, принадлежит другой сигнальной позиции. Условно такое попадание авторы назвали «переходом» из одной сигнальной позиции в другую. Это условное название упрощает запись для большого количества таких случайных событий. Если сигнальное созвездие имеет N позиций, то всего таких переходов будет $N(N-1)$.Можно составить таблицу этих переходов, в которой отразить «эквивалентные» переходы, то есть те, вероятности которых одинаковы. Эквивалентные переходы возможны из-за симметричной структуры сигнального созвездия.

На рис.2 приводятся уникальные переходы для предложенных созвездий.

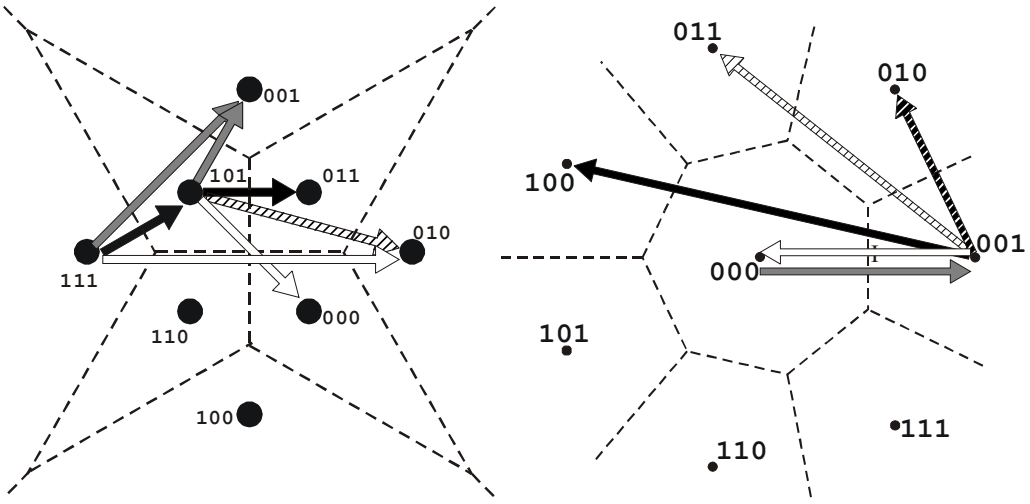


Рис. 2. Уникальные переходы для созвездий КАМ-8

Для созвездия КАМ-8(4-4) группы уникальных переходов и количество битовых ошибок для каждой группы приведены в таблице 2. Количество битовых ошибок используется при выводе формулы вероятности ошибки на бит.

Таблица 2. Группы уникальных переходов и количество битовых ошибок для каждой группы

101→001	101→011	101→010	101→000	111→001	111→101	111→011	111→010
101→111	101→110	101→100	011→110	111→100	111→110	111→000	001→100
011→001	011→101	011→111	000→101	001→111	001→101	001→110	010→111
011→010	011→000	011→100	110→011	001→010	001→011	001→000	100→001
000→010	000→011	000→001		010→001	010→011	010→101	
000→100	000→110	000→111		010→100	010→000	010→110	
110→100	110→000	110→010		100→010	100→000	100→011	
110→111	110→101	110→001		100→111	100→110	100→101	
8	16	24	8	16	8	8	8

Вероятность ошибки на символ КАМ-8(4-4)

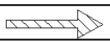
$$p_{\mathrm{s}}(h^2) = p_{101\to001}(h^2) + p_{101\to011}(h^2) + p_{101\to010}(h^2) + 8p_{111\to001}(h^2) + \\ +8p_{111\to101}(h^2) + 8p_{111\to011}(h^2) + \frac{p_{101\to000}(h^2) + p_{111\to010}(h^2)}{2}$$

Вероятность ошибки на бит КАМ-8(4-4) при наилучшем расположении трибит на созвездии

$$p_{\mathrm{b}}(h^2) = \frac{1}{3}p_{101\to001}(h^2) + \frac{2}{3}p_{101\to011}(h^2) + p_{101\to010}(h^2) + \frac{1}{3}p_{101\to000}(h^2) + \\ + \frac{2}{3}p_{111\to001}(h^2) + \frac{1}{3}p_{111\to101}(h^2) + \frac{1}{3}p_{111\to011}(h^2) + \frac{1}{3}p_{111\to010}(h^2)$$

Для созвездия КАМ-8(1-7) группы уникальных переходов и количество битовых ошибок для каждой группы приведены в таблице 3.

Таблица 3. Группы уникальных переходов и количество битовых ошибок для каждой группы

				
000→001	001→100	001→011	001→010	001→000
000→010	001→101	001→110	001→111	010→000
000→011	010→101	010→100	010→011	011→000
000→100	010→110	010→111	010→001	100→000
000→101	011→110	011→101	011→100	101→000
000→110	011→111	011→001	011→010	110→000
000→111	100→111	100→110	100→101	111→000
	100→001	100→010	100→011	
	101→001	101→111	101→110	
	101→010	101→011	101→100	
	110→010	110→001	110→111	
	110→011	110→100	110→101	
	111→011	111→010	111→001	
	111→100	111→101	111→110	
12	24	24	24	12

Вероятность ошибки на символ КАМ-8(1-7)

$$P_{\mathrm{s}}(h^2) = \frac{7P_{000\to001}(h^2) + 14P_{001\to100}(h^2) + 14P_{001\to011}(h^2) + 14P_{001\to010}(h^2) + 7P_{001\to000}(h^2)}{8}.$$

Вероятность ошибки на бит КАМ-8(1-7) при наилучшем расположении трибит на созвездии

$$P_{\mathrm{b}}(h^2) = \frac{12P_{000\to001}(h^2) + 24P_{001\to100}(h^2) + 24P_{001\to011}(h^2) + 24P_{001\to010}(h^2) + 12P_{001\to000}(h^2)}{8\cdot3}.$$

По результатам расчёта на рис. 3 построены графики помехоустойчивости. На графиках каждая зависимость имеет верхнюю (hi) и нижнюю (low) границы численного интегрирования [1].

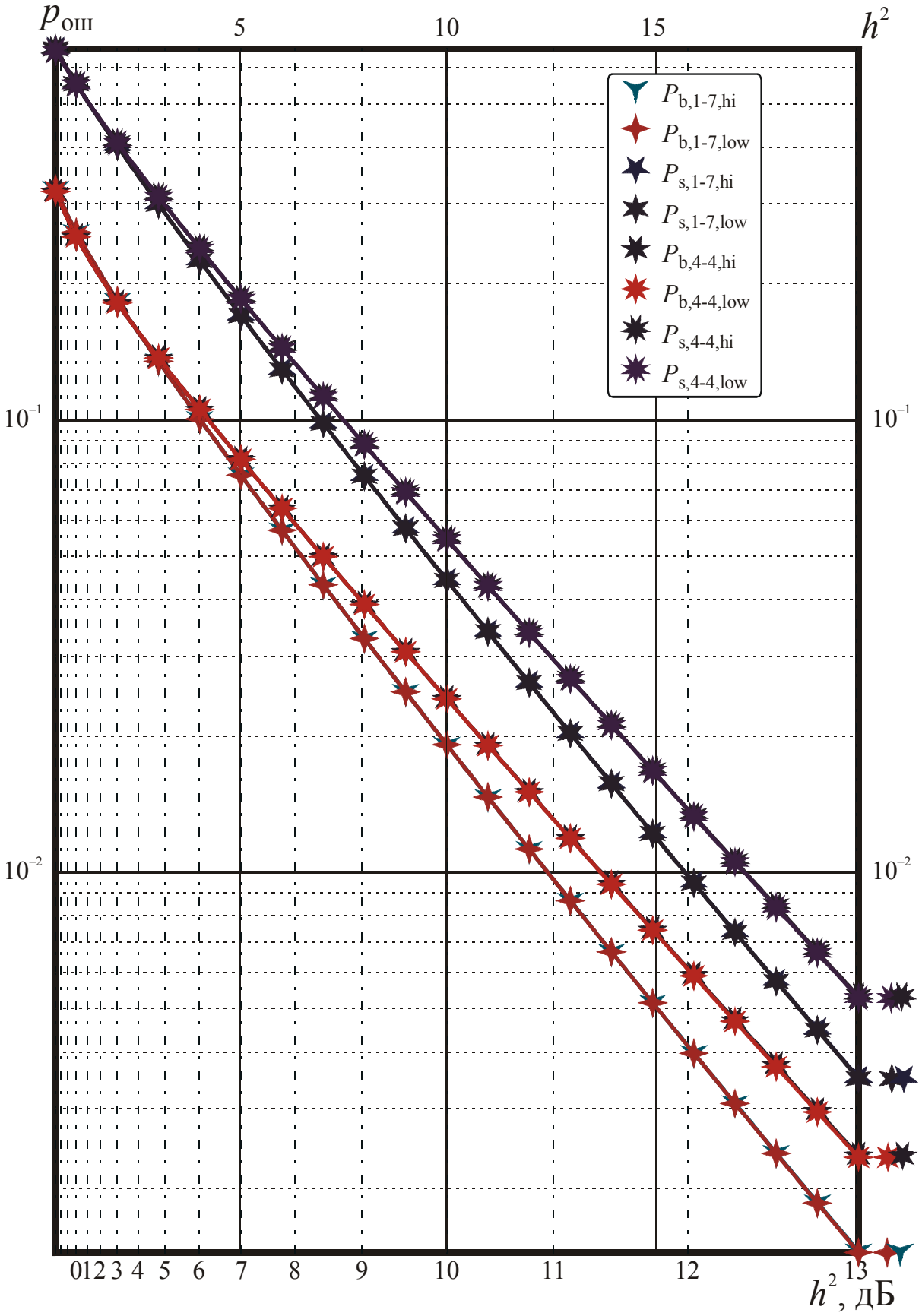


Рис. 3. Графики помехоустойчивости КАМ-8

3. Сравнение некоторых созвездий КАМ-16 по вероятности ошибки на символ и на бит

Для сравнения КАМ-16 выбраны два вида созвездия: квадратное (рис. 2а) и созвездие (рис. 2б), имеющее одну (из шестнадцати) сигнальную позицию в виде пассивной паузы. При этом, в квадратном созвездии битовое содержание сигнальных позиций выполнено согласно последовательности Грея так, что соседние четырёхбитовые комбинации (тетрады) различаются только в одном бите. В случае второго созвездия приводятся два варианта расположения тетрад. Верхние тетрады получены при условии минимизации вероятности ошибки на бит для отношения сигнал/шум при $h^2 = 0{,}5$, а нижние – при $h^2 = 5$.

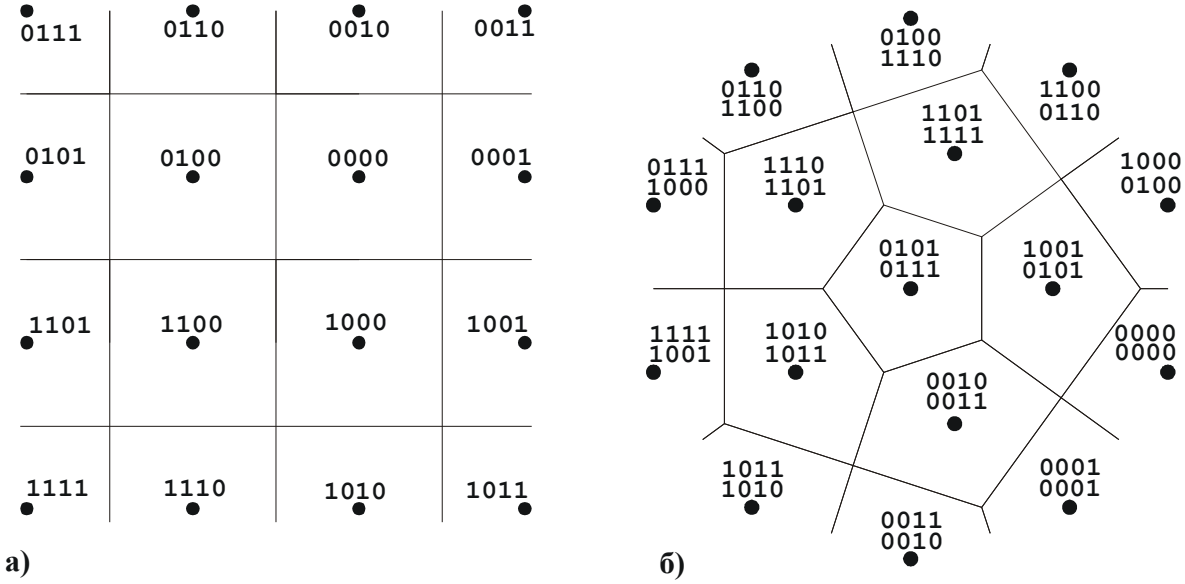


Рис. 4. Созвездия: а) КАМ-16(rect); б) КАМ-16(min0,5/min5);

Условно обозначено: КАМ-16 на рис. 4а как КАМ-16(rect), а на рис. 4б, вариант верхнего распределения тетрад: КАМ-16(min0,5), а нижнего: КАМ-16(min5).

Для созвездия КАМ-16(rect) коэффициент нормировки: $K_{\text{n}} = 1/\sqrt{10}$, а для созвездия КАМ-16(min0,5/min5): $K_{\text{n}} = 4/\sqrt{13 + 8\cos(\pi/5) + 24\cos^2(\pi/10)}$.

Таблица 4. Относительные координаты точек созвездий , приведённых на рис. 4

Тетрада	**I КАМ-16(rect)**	**Q КАМ-16(rect)**	I КАМ-16(min0,5/min5)	Q КАМ-16(min0,5/min5)
0000	1	1	$1+\cos(\pi/5)$	$-\sin(\pi/5)$
0001	3	1	$2\cos(\pi/10)\cos(3\pi/10)$	$-2\cos(\pi/10)\sin(3\pi/10)$
0010	1	3	$\cos(2\pi/5)$	$-\sin(2\pi/5)$
0011	3	3	0	$-2\cos(\pi/10)$
0100	–1	1	0	$2\cos(\pi/10)$
0101	–3	1	0	0
0110	–1	3	$2\cos(\pi/10)\cos(7\pi/10)$	$2\cos(\pi/10)\sin(7\pi/10)$
0111	–3	3	$-1-\cos(\pi/5)$	$\sin(\pi/5)$
1000	1	–1	$1+\cos(\pi/5)$	$\sin(\pi/5)$
1001	3	–1	1	0
1010	1	–3	$\cos(4\pi/5)$	$-\sin(4\pi/5)$
1011	3	–3	$2\cos(\pi/10)\cos(7\pi/10)$	$-2\cos(\pi/10)\sin(7\pi/10)$
1100	–1	–1	$2\cos(\pi/10)\cos(3\pi/10)$	$2\cos(\pi/10)\sin(3\pi/10)$
1101	–3	–1	$\cos(2\pi/5)$	$\sin(2\pi/5)$
1110	–1	–3	$\cos(4\pi/5)$	$\sin(4\pi/5)$
1111	–3	–3	$-1-\cos(\pi/5)$	$-\sin(\pi/5)$

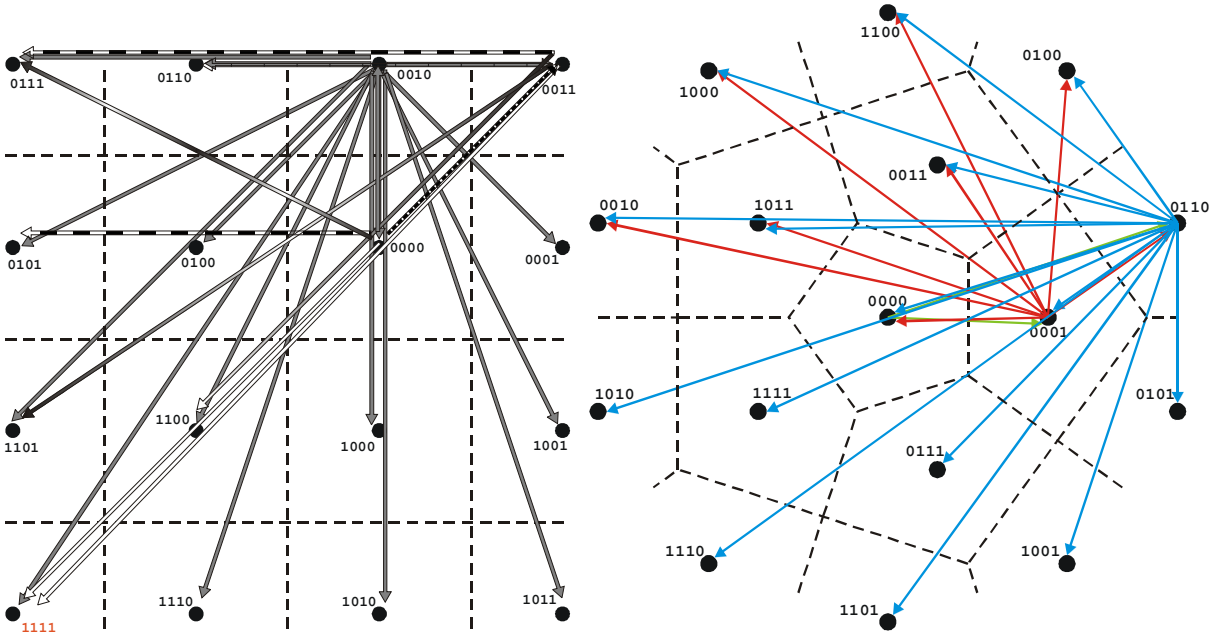


Рис. 5. Уникальные переходы для созвездий КАМ-16

Вероятность ошибки на символ КАМ-16(rect)

$$P_s(h^2)=\frac{\left(\begin{array}{l}4\left(P_{0000\to0011}(h^2)+P_{0000\to1111}(h^2)+P_{0011\to1100}(h^2)+P_{0011\to1111}(h^2)\right)+\\+8\left(\begin{array}{l}P_{0000\to0010}(h^2)+P_{0000\to0101}(h^2)+P_{0000\to0111}(h^2)+P_{0010\to0011}(h^2)+\\+P_{0010\to0111}(h^2)+P_{0010\to1000}(h^2)+P_{0010\to1001}(h^2)+P_{0010\to1010}(h^2)+\\+P_{0010\to1011}(h^2)+P_{0010\to1101}(h^2)+P_{0010\to1111}(h^2)+P_{0011\to0111}(h^2)+\\+P_{0011\to0110}(h^2)+P_{0011\to1101}(h^2)\end{array}\right)+\\+16\left(\begin{array}{l}P_{0000\to0100}(h^2)+P_{0000\to0110}(h^2)+P_{0000\to1101}(h^2)+P_{0011\to0000}(h^2)+\\+P_{0011\to0010}(h^2)+P_{0011\to0100}(h^2)+P_{0011\to0101}(h^2)\end{array}\right)\end{array}\right)}{16}$$

Вероятность ошибки на бит КАМ-16(rect)

$$P_b(h^2)=\frac{\left(\begin{array}{l}8\left(\begin{array}{l}P_{0000\to0010}(h^2)+P_{0000\to0011}(h^2)+P_{0010\to0011}(h^2)+\\+P_{0010\to1010}(h^2)+P_{0011\to0111}(h^2)+P_{0011\to1111}(h^2)\end{array}\right)+\\+16\left(\begin{array}{l}P_{0000\to0100}(h^2)+P_{0000\to0101}(h^2)+P_{0000\to1111}(h^2)+\\+P_{0010\to0111}(h^2)+P_{0010\to1000}(h^2)+P_{0010\to1011}(h^2)+\\+P_{0011\to0010}(h^2)+P_{0011\to0110}(h^2)+P_{0011\to1100}(h^2)\end{array}\right)+\\+24\left(P_{0000\to0111}(h^2)+P_{0010\to1001}(h^2)+P_{0010\to1111}(h^2)+P_{0011\to1101}(h^2)\right)+\\+32\left(P_{0000\to0110}(h^2)+P_{0010\to1101}(h^2)+P_{0011\to0000}(h^2)+P_{0011\to0101}(h^2)\right)\\+48\left(P_{0000\to1101}(h^2)+P_{0011\to0100}(h^2)\right)\end{array}\right)}{16\cdot4}$$

Вероятность ошибки на символ КАМ-16(min0,5/min5)

$$P_s(h^2)=\frac{\left(\begin{array}{l}P_{0000\to0001}(h^2)/2+P_{0001\to0000}(h^2)/2+\\+P_{0000\to0110}(h^2)+P_{0001\to0010}(h^2)+P_{0001\to0011}(h^2)+\\+P_{0001\to0110}(h^2)+P_{0001\to0111}(h^2)+P_{0001\to1000}(h^2)+\\+P_{0001\to1001}(h^2)+P_{0001\to1010}(h^2)+P_{0110\to0000}(h^2)+\\+P_{0110\to0001}(h^2)+P_{0110\to0010}(h^2)+P_{0110\to0011}(h^2)+\\+P_{0110\to0100}(h^2)+P_{0110\to0101}(h^2)+P_{0110\to0111}(h^2)+\\+P_{0110\to1000}(h^2)+P_{0110\to1001}(h^2)+P_{0110\to1010}(h^2)+\\+P_{0110\to1011}(h^2)+P_{0110\to1100}(h^2)+P_{0110\to1101}(h^2)+\\+P_{0110\to1110}(h^2)+P_{0110\to1111}(h^2)\end{array}\right)}{16}$$

Вероятность ошибки на бит КАМ-16(min0,5)

$$P_b(h^2)=\frac{\left(\begin{array}{l}13P_{0101\to1001}(h^2)+19P_{0101\to1000}(h^2)+15P_{1001\to1000}(h^2)+19P_{1001\to1100}(h^2)+\\+23P_{1001\to0100}(h^2)+16P_{1001\to1101}(h^2)+23P_{1001\to0110}(h^2)+23P_{1001\to0111}(h^2)+\\+28P_{1001\to1110}(h^2)+13P_{1001\to0101}(h^2)+10P_{1000\to1100}(h^2)+20P_{1000\to0100}(h^2)+\\+26P_{1000\to0110}(h^2)+19P_{1000\to1101}(h^2)+28P_{1000\to0111}(h^2)+23P_{1000\to1110}(h^2)+\\+19P_{1000\to0101}(h^2)+30P_{1000\to1111}(h^2)+23P_{1000\to1010}(h^2)+15P_{1000\to1001}(h^2)+\\+28P_{1000\to1011}(h^2)+23P_{1000\to0010}(h^2)+26P_{1000\to0011}(h^2)+20P_{1000\to0001}(h^2)+\\+10P_{1000\to0000}(h^2)\end{array}\right)}{16\cdot4}$$

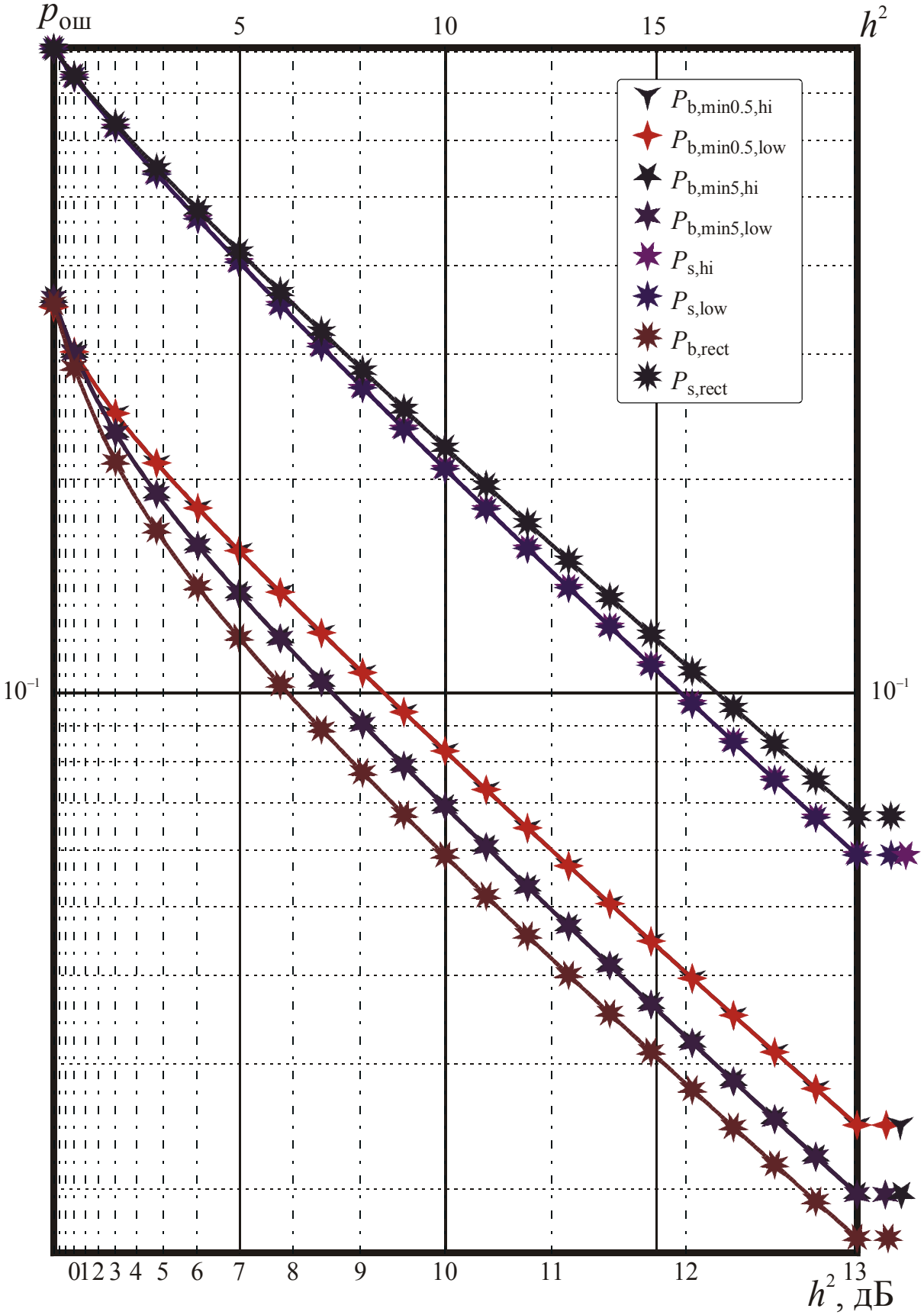


Рис. 6. Графики помехоустойчивости КАМ-16

Вероятность ошибки на бит КАМ-16(min5)

$$P_{\text{b}}(h^2)=\frac{\left(\begin{array}{l}7P_{0111\to0101}(h^2)+25P_{0111\to0100}(h^2)+13P_{0101\to0100}(h^2)+19P_{0101\to0110}(h^2)+\\+29P_{0101\to1110}(h^2)+16P_{0101\to1111}(h^2)+27P_{0101\to1100}(h^2)+29P_{0101\to1000}(h^2)+\\+20P_{0101\to1101}(h^2)+7P_{0101\to0111}(h^2)+10P_{0100\to0110}(h^2)+20P_{0100\to1110}(h^2)+\\+22P_{0100\to1100}(h^2)+19P_{0100\to1111}(h^2)+24P_{0100\to1000}(h^2)+27P_{0100\to1101}(h^2)+\\+25P_{0100\to0111}(h^2)+22P_{0100\to1001}(h^2)+29P_{0100\to1011}(h^2)+13P_{0100\to0101}(h^2)+\\+24P_{0100\to1010}(h^2)+29P_{0100\to0011}(h^2)+22P_{0100\to0010}(h^2)+20P_{0100\to0001}(h^2)+\\+14P_{0100\to0000}(h^2)\end{array}\right)}{16\cdot4}$$

По результатам расчёта на рис. 6 построены графики помехоустойчивости. Каждая зависимость имеет верхнюю (hi) и нижнюю (low) границы численного интегрирования [1]. Для КАМ-16(rect) при расчёте использовалась функция $Q(x)$, поэтому для неё отсутствуют верхняя и нижняя границы интегрирования.

4. Заключение

В результате сравнения выясняется, что многопозиционные созвездия, имеющие одну из сигнальных позиций в виде пассивной паузы, могут быть наилучшими по вероятности ошибки на бит и на символ (КАМ-8) или иметь одну из характеристик наилучшей или частично наилучшей. Для КАМ-16 один из приведённых вариантов имеет наилучшую помехоустойчивость при $h^2=0{,}5$ как по вероятности ошибки на символ, так и на бит, однако в области больших h^2 выигрыш только по вероятности ошибки на символ.

Литература

1. Николаев Б. И., Алышев Ю. В., Мещерякова М. Б. Численный метод расчёта вероятности попадания принимаемого сигнала в гауссовском канале в заданную область пространства. // Электросвязь, 2019, № 2. – С. 64-69.
2. Алышев Ю. В., Борисенков А. В., Брайнина И. С. и др. Оптимальные методы обработки сигналов в системах радиотехники и связи. – Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2018. – 342 с.
3. Прокис Дж. Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь. 2000. – 800 с.: ил.

References

1. Nikolaev, B.I. A numerical method for estimation the probability of occurrence a received signal in a given domain of space of Gaussian channel / Nikolaev B. I., Alyshev Yu. V., Meshcheryakova M. B. // Elektrosvyaz, 2019, Vol. 2. - Pp. 64-69.
2. Alyshev, Yu .V., Borisenkov, A. V., Braynina, I. S. Optimal methods of signal processing in radio engineering and communication systems. Samara: SamNTS RAN, 2018. – 342p.
3. Proakis J.G. Digital communications. Mc Graw-Hill Book Company, 1995. – 936 p.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ПЕРВОГО И ВТОРОГО ПОРЯДКОВ ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ ГЛУБОКИХ ИНС

А. Б. Муравник[1]

[1]АО «Концерн «Созвездие» (АО «Концерн «Созвездие»), Воронеж, Россия

Аннотация. Для задач обучения глубоких искусственных нейронных сетей сравниваются два класса алгоритмов поиска экстремума: методы первого порядка и методы первого порядка.

Ключевые слова: глубокие ИНС; задачи обучения; методы поиска экстремума.

COMPARATIVE ANALYSIS OF FIRST-ORDER AND SECOND-ORDER ALGORITHMS FOR THE TRAINING OF ANN

A. B. Muravnik[1]

[1]JSC “Concern “Sozvezdie” (JSC “Concern “Sozvezdie”), Voronezh, Russia

Abstract. For problems to train deep artificial neural networks, the following two classes of search algorithms for extremums are compared: first-order methods and second-order methods.

Keywords: deep ANN; training problems; search methods for extremums.

1. Введение

Задача обучения ИНС относится к классу задач оптимизации (для определенности считаем, что минимизации), т.е. нахождения экстремума (для определенности, в дальнейшем – минимума) функции вещественной переменной (в целях единства терминологии считаем функции нескольких переменных функциями *многомерной* вещественной переменной). Методы оптимизации первого порядка используют информацию лишь о первых производных целевой (минимизируемой) функции. Методы оптимизации второго порядка используют и вторые ее производные. Этим и обусловлена принципиальная разница в применимости этих методов к тем или иным задачам, равно как и к результатам такого применения.

2. Методы первого порядка (градиентные методы): преимущества и недостатки

Если целевая функция ограничена снизу и дифференцируема, то алгоритм поиска точки ее минимума можно построить, используя информацию о ее градиенте. Поэтому указанные методы называются *градиентными*. Такие методы являются методами *линейной* аппроксимации на каждом шаге, поскольку целевая функция на каждом шаге заменяется гиперплоскостью (в случае одной независимой переменной – прямой), касательной к ее графику в текущей точке. Применяя любой из методов первого порядка, мы предполагаем непрерывность самой целевой функции f и ее градиента, а каждый из этих методов основан на итерационной процедуре, определяемой формулой $x^{(k+1)} = x^{(k)}+\alpha_k S^{(k)}$, где k – номер шага (итерации), α_k – величина шага, а $S^{(k)}$ – вектор в направлении $x^{(k+1)} - x^{(k)}$.

Методы первого порядка отличаются друг от друга лишь способом задания шага α_k, в то время как $S^{(k)}$ определяется путем решения задачи оптимизации целевой функции в направлении $S^{(k)}$, а это направление зависит от того, каким именно образом аппроксимируется целевая функция. Выбором указанного направления определяется каждый конкретный метод первого порядка.

2.1. Метод Коши (наискорейшего спуска)

В этом методе в качестве направления $S^{(k)}$ (направление поиска) выбирается *антиградиент* целевой функции, т.е. направление, противоположное направлению наибольшего возрастания ее значения.

2.2. Методы сопряженных градиентов (направлений)

В этом методе направление $S^{(k)}$, выбираемое согласно методу Коши, модифицируется следующим образом: к нему добавляется линейная комбинация направлений, используемых на предыдущих итерациях. В зависимости от правил выбора коэффициентов указанной линейной комбинации различают, в частности, такие модификации, как алгоритм Флетчера–Ривза (когда эти коэффициенты выбираются таким образом, чтобы новое направление $S^{(k)}$ было сопряжено этому направлению на каждой из предшествующих итераций) или алгоритм Поллака–Райбера.

2.3. Особенности градиентных методов

Преимущество градиентных методов состоит в том, что они обеспечивают монотонность процедуры – на каждой последующей итерации полученное значение целевой функции не превосходит ее значения на предшествующей итерации. Однако эта надежность метода порождает и его недостаток, заключающийся в том, что, вообще говоря, сходимость метода может быть очень медленной – если гиперпространство поиска сильно вытянуто (т.н. «овраг»), то антиградиент направлен почти ортогонально дну «оврага», т. е. наилучшему направлению достижения минимума.

Другим недостатком этого методов первого порядка является то, что они сходятся к *любой* стационарной точке, в том числе и седловой, которая не может быть решением.

3. Методы второго порядка (Ньютоновские методы): преимущества и недостатки

Методы второго порядка (Ньютоновские методы) используют информацию не только о градиенте целевой функции, но и о ее матрице Гессе (разумеется, в предположении о двукратной дифференцируемости целевой функции). В отличие от методов первого порядка, использующих *линейную* аппроксимацию целевой функции для выбора направления поиска (на каждой итерации), Ньютоновские методы используют для этого ее *квадратичную* аппроксимацию, получаемую Тейлоровским разложением вплоть до членов второго порядка. Если минимум целевой функции существует, то он достигается там же, где и минимум квадратичной формы $\varphi(x)$, порождаемой указанным разложением. Если матрица Гессе $H(x^{(k)})$ целевой функции, вычисленная в точке $x^{(k)}$, является положительно определенной, то точка $x^{(k+1)}$ минимума

функции $\varphi(x)$, а значит, и искомого минимума целевой функции, единственна и может быть найдена из условия, что ее градиент равен нулевому вектору, что дает следующую формулу для ее вычисления: $x^{(k+1)} = x^{(k)} - H^{-1}(x^{(k)})\nabla f(x^{(k)})$. Таким образом, направление поиска принимает вид $- H^{-1}(x^{(k)})\nabla f(x^{(k)})$, что, вообще говоря, составляет тупой угол с вектором градиента (т.н. *Ньютоновское направление*).

Описанный выше метод является *классическим методом Ньютона*, и основным его преимуществом является то, что независимо от выбора начальной точки он находит минимум любой квадратичной функции (либо функции, обладающей симметрией) всего лишь за одну итерацию (если наложенные выше условия соблюдены). Наложенные выше условия составляют и главный недостаток этого метода – он применим только в том случае, когда матрица Гессе положительно определена и хорошо обусловлена (это означает, что ее определитель существенно больше нуля, т.е. отношение наибольшего и наименьшего собственных значений близко к единице).

Однако в реальных задачах матрица Гессе может быть вырожденной и даже необратимой. Тем не менее, и такие задачи могут решаться методами второго порядка, однако классический метод Ньютона должен для этого модифицироваться соответствующим образом.

3.1. Модификации классического метода Ньютона

Все модификации метода Ньютона основаны на следующем общем принципе: там, где возможно использовать Ньютоновское направление, используется оно, а отклонения от него используются только тогда, когда его использовать невозможно. На каждой итерации сначала строится некоторая «связанная» с матрицей Гессе положительно определенная матрица H_k (а если сама матрица Гессе положительно определена, то она и берется в качестве H_k), а затем направление спуска $S^{(k)}$ определяется из следующего условия: $H_k S^{(k)} = -\nabla f(x^{(k)})$ либо, что эквивалентно, $S^{(k)} = (\beta_k I - H(x^{(k-1)}))^{-1}\nabla f(x^{(k-1)})$, где I – единичная матрица порядка n, а β_k – параметр, выбираемый так, чтобы в точке $x^{(k-1)}$ матрица $H_k = \beta_k I - H(x^{(k-1)})$ была положительно определена. Так как H_k положительно определена, то направление $S^{(k)}$ обязательно будет направлением спуска.

Все методы второго порядка различаются только тем, каким именно образом модифицируется классический метода Ньютона, точнее, процедурой построения матрицы H_k. Эти процедуры строятся на основе некоторых матричных разложений.

3.2. Особенности Ньютоновских методов

Основное преимущество методов второго порядка заключается в значительно более высокой, сравнительно с градиентными методами, скоростью сходимости (и, чем ближе целевая функция к квадратичной, тем быстрее сходится процедура) – эта скорость квадратична, и она не зависит от выбора начального приближения.

Основной недостаток методов второго порядка – значительный, сравнительно с градиентными методами, рост вычислительных затрат (а это не только расходует машинное время, но и приводит к значительным вычислительным погрешностям). Даже в тех случаях, когда решение находится всего за одну итерацию, для этой итерации

требуется вычислить n частных производных первого порядка и n(n+1)/2 производных второго порядка. Если же требуется еще и обратимость матрицы Гессе, то количество необходимых вычислительных операций достигает (по порядку) n3, что на два порядка больше, чем для методов сопряженных направлений.

Это обстоятельство обусловливает интерес к разнообразным комбинациям методов первого и второго порядка.

4. Метод Левенбрга–Марквардта

Данный метод является комбинацией методов Ньютона (второго порядка) и Коши (первого порядка), суть которой заключается в следующем: вдали от точки минимума направление поиска определяется методом Коши, а в окрестности точки минимума – методом Ньютона. Чтобы найти направление поиска, решается система линейных уравнений $(J(x^{(k)})^T J(x^{(k)})+\lambda_k I)S^{(k)} = -J(x^{(k)}) F(x^{(k)})$, где F – невязка, J – якобиан, а скалярная величина λ_k определяет как величину, так и направление векторного параметра $S^{(k)}$. Когда $\lambda_k = 0$, направление $S^{(k)}$ совпадает с этим же направлением из метода Ньютона–Гаусса. Если $\lambda_k \rightarrow \infty$, то $S^{(k)}$ стремится к вектору с нулевыми компонентами и направлению наискорейшего спуска.

Применяя указанный метод, мы устраняем проблему медленной сходимости вблизи точки минимума, но не перегружаем процедуры излишними вычислениями там, где это не требуется (а именно – вдали от точки минимума), сохраняя при этом убывание целевой функции и быструю сходимость как вдали от точки оптимума, так и вблизи нее, но избегая поиска вдоль прямой. Это и делает метод Левенбрга–Марквардта наиболее эффективным для целевых функций вида суммы квадратов (см., напр., [4]).

5. Приложение к нейросетям

Задача об обучении ИНС (в том числе – глубокой, т.е. имеющей более одного скрытого слоя), трактуемая в рамках теории оптимизации и экстремальных задач, есть задача с целевой функцией вида суммы квадратов (поскольку задача обучения ИНС – минимизировать ошибку обучения, представляющую собой сумму квадратов отклонений значений ИНС от заданных значений обучающей выборки). Таким образом, исходя из вышеизложенного, есть основания ожидать наибольшей эффективности указанного метода в задачах обучения глубоких ИНС (см., напр., [3,5]).

Это полностью подтверждается обучением глубоких (19-13-12, 30-40-12, 40-15-12, 35-15-12 и 25-12-12) ИНС в задаче классификации, выполненным в [2] (ср. [1]): сравнительно с алгоритмом сопряженных градиентов (метод первого порядка), скорость обучения ИНС при помощи алгоритма Левенберга–Марквардта (метод второго порядка) возросла на порядок. Более того, обучить некоторые глубокие ИНС с архитектурой, обладающей хорошими обобщающими способностями (100% правильных решений задач классификации) методом сопряженных градиентов вообще невозможно, а применение алгоритма Левенберга–Марквардта эту задачу решает.

6. Заключение

Сравнительный анализ методов первого и второго порядков поиска экстремума приводит к следующим выводам относительно их применимости в задачах обучения глубоких искусственных нейронных сетей:

алгоритмы второго порядка обладают существенным преимуществом по скорости аппроксимации (и, как следствие, по скорости обучения);

для задач обучения ИНС (являющихся, с точки зрения теории экстремальных задач, задачами минимизации квадратичных функций) методы второго порядка дают решение за одну итерацию;

у некоторых глубоких (многослойных) ИНС, наиболее подходящих для задач классификации, архитектура настолько сложна, что они не поддаются обучению методами первого порядка (но поддаются обучению методами второго порядка);

при переходе от методов первого порядка к методам второго порядка вычислительные затраты возрастают лавинообразно, что составляет существенный недостаток методов второго порядка;

применительно к задачам обучения глубоких ИНС, вызывают наибольший интерес (и демонстрируют наибольшую эффективность) алгоритмы, объединяющие преимущества методов первого и второго порядка следующим образом: вдали от точки минимума направление поиска определяется методом первого порядка, а в окрестности точки минимума – методом второго порядка.

Литература

1. Данильченко М.Н., Пядухова К.В., Голубинский А.Н. Нейросетевая модель управления связью и радиоэлектронным подавлением в интегрированной системе // XXIV международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь». – Т. 5. – Воронеж: ООО «Вэлборн». 2018. – С. 361– 368.
2. Данильченко М.Н., Рябков Н.М., Пядухова К.В., Голубинский А.Н. Классификация уровня формирования с использованием искусственных нейронных сетей // XXV международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (в печати).
3. Захарова Е.М. Обзор методов многомерной оптимизации / Захарова Е.М., Минашина И.К. // Информационные процессы, 2014, Т. 4, №3. – С. 256–274
4. Ловецкий К.П., Севастьянов Л.А., Паукшто М.В., Бикеев О.Н. Математический синтез оптических наноструктур. М.: Российский университет дружбы народов, 2008. - 123 с.
5. Bakhteev O.Yu., Strijov V.V. Deep learning model selection of suboptimal complexity. // Automation and remote control, 2018, Vol. 79, No. 8. - P. 1474–1488.

References

1. Danilchenko, M.N., Pyaduhova, K.V., Golubinsky, A.N. Neyrosetevaya model upravleniya sviazyu i radioelektronnim podavleniem v integrirovannoy sisteme // XXIV Mezhdunarodnaya nauchno-technichescaya conferenciya “Radiolocaciya, navigaciya, svyaz”. – Vol. 5. – Voronezh: LLC “Velborn”. 2018. P. 361–368.
2. Danilchenko, M.N., Ryabkov N.M., Pyaduhova, K.V., Golubinsky, A.N. Classification of the level formation using of artificial neural networks // XXV Mezhdunarodnaya nauchno-technichescaya conferenciya “Radiolocaciya, navigaciya, svyaz” (to appear).
3. Minashina, I.K. Review of multidimensional optimization techniques / Minashina I.K., Zakharova E.M. // Information processes, 2014, Vol. 4, No. 3. – P 256–274.

4. Lovetskii K.P., Sevastyanov L.A., Paukshto M.V., Bikeev O.N. mathematical synthesis of optical nanostructures. Moscow: RUDN, 2008. – 123 p.
5. Bakhteev O.Yu., Strijov V.V. Deep learning model selection of suboptimal complexity. // Automation and remote control, 2018, Vol. 79, No. 8. - P. 1474–1488.

УЯЗВИМЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ КОРПОРАТИВНЫХ СЕТЕЙ В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО КОНФЛИКТА

А.В. Веденеев

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В данной работе рассматриваются классификации различных угроз информационной безопасности в корпоративных сетях, для любой корпоративной сети защита от информационных угроз является индивидуальной и универсальных подходов защиты на данный момент не существует.

Ключевые слова: уязвимые элементы, корпоративная сеть, взаимодействие, системы, информационные технологии.

VULNERABLE ELEMENTS OF CORPORATE NETWORKS IN THE CONDI-TIONS OF INFORMATION CONFLICT

A.V. Vedeneev

Concern “Constellation” JSC, Voronezh, Russian Federation

Abstract. In this paper, classifications of various threats to information security in corporate networks are considered. For any corporate network, protection against information threats is an individual one and there is currently no universal protection approach.

Keywords: vulnerable elements, corporate network, interaction, systems, information technologies.

1. Введение

Для работы в системах народнохозяйственного назначения, обычно предусматривается организационные и технические (мероприятия) меры по защите конфиденциальной информации с целью предотвращения нанесения возможного экономического и морального ущерба организации со стороны юридических и физических лиц, вызванного их неправомерными или неосторожными действиями путем присвоения или разглашения конфиденциальной информации. Целью данной работы является рассмотрение уязвимых элементов корпоративной сети в условиях информационного конфликта.

2. Уровни конфликтов. Формы и угрозы

Информационные конфликты, возникающие в корпоративных сетях, сводится к конфликтному взаимодействию элементов некоторой информационно-коммуникационной системы с двумя или более частично разделенными группами элементов. Все элементы противоборствующих инфокоммуникационных систем представляются тогда в виде непрерывного ряда разнородных элементов с различной интенсивностью связей и своим весовым коэффициентом управления в отношении каждого другого элемента [1].

Угрозы информационной безопасности могут быть классифицированы по различным признакам:

•По аспекту информационной безопасности, на который направлены угрозы.

•Угрозы конфиденциальности (неправомерный доступ к информации). Угроза нарушения конфиденциальности заключается в том, что информация становится известной тому, кто не располагает полномочиями доступа к ней. Она имеет место, когда получен доступ к некоторой информации ограниченного доступа, хранящейся в вычислительной системе или передаваемой от одной системы к другой. В связи с угрозой нарушения конфиденциальности, используется термин «утечка». Подобные угрозы могут возникать вследствие «человеческого фактора» (например, случайное делегирование тому или иному пользователю привилегий другого пользователя), сбоев в работе программных и аппаратных средств [2].

•Угрозы целостности (неправомерное изменение данных). Угрозы нарушения целостности – это угрозы, связанные с вероятностью модификации той или иной информации, хранящейся в информационной системе. Нарушение целостности может быть вызвано различными факторами – от умышленных действий персонала до выхода из строя оборудования.

•Угрозы доступности (осуществление действий, делающих невозможным или затрудняющих доступ к ресурсам информационной системы). Нарушение доступности представляет собой создание таких условий, при которых доступ к услуге или информации будет либо заблокирован, либо возможен за время, которое не обеспечит выполнение тех или иных бизнес целей.

•По расположению источника угроз:

•Внутренние (источники угроз располагаются внутри системы);

•Внешние (источники угроз находятся вне системы).

•По размерам наносимого ущерба:

•Общие (нанесение ущерба объекту безопасности в целом, причинение значительного ущерба);

•Локальные (причинение вреда отдельным частям объекта безопасности);

•Частные (причинение вреда отдельным свойствам элементов объекта безопасности).

•По степени воздействия на информационную систему:

•Пассивные (структура и содержание системы не изменяются);

•Активные (структура и содержание системы подвергается изменениям).

•По природе возникновения:

•Естественные (объективные) — вызванные воздействием на информационную среду объективных физических процессов или стихийных природных явлений, не зависящих от воли человека;

•Искусственные (субъективные) — вызванные воздействием на информационную сферу человека. Среди искусственных угроз в свою очередь выделяют:

•Непреднамеренные (случайные) угрозы — ошибки программного обеспечения, персонала, сбои в работе систем, отказы вычислительной и коммуникационной техники;

•Преднамеренные (умышленные) угрозы — неправомерный доступ к информации, разработка специального программного обеспечения, используемого для осуществления неправомерного доступа, разработка и распространение вирусных программ и т.д.

Преднамеренные угрозы обусловлены действиями людей. Основные проблемы информационной безопасности связаны, прежде всего, с умышленными угрозами, так как они являются главной причиной преступлений и правонарушений.

3. Уязвимые Элементы корпоративной сети

Классифицировать источники угроз безопасности можно следующим образом. Носителями угроз безопасности информации являются источники угроз [2]. В качестве источников угроз могут выступать как субъекты (личность), так и объективные проявления, например, конкуренты, преступники, коррупционеры, административно-управленческие органы. Источники угроз преследуют при этом следующие цели: ознакомление с охраняемыми сведениями, их модификация в корыстных целях и уничтожение для нанесения прямого материального ущерба.

Все источники угроз информационной безопасности можно разделить на три основные группы:

•Обусловленные действиями субъекта (антропогенные источники) – субъекты, действия которых могут привести к нарушению безопасности информации, данные действия могут быть квалифицированы как умышленные или случайные преступления. Источники, действия которых могут привести к нарушению безопасности информации могут быть как внешними, так и внутренними. Данные источники можно спрогнозировать, и принять адекватные меры.

•Обусловленные техническими средствами (техногенные источники) – эти источники угроз менее прогнозируемы, напрямую зависят от свойств техники и поэтому требуют особого внимания. Данные источники угроз информационной безопасности, также могут быть как внутренними, так и внешними.

•Стихийные источники – данная группа объединяет обстоятельства, составляющие непреодолимую силу (стихийные бедствия или другие обстоятельства, которые невозможно предусмотреть или предотвратить, или возможно предусмотреть, но невозможно предотвратить), такие обстоятельства, которые носят объективный и абсолютный характер, распространяющийся на всех. Такие источники угроз совершенно не поддаются прогнозированию и, поэтому меры против них должны применяться всегда. Стихийные источники, как правило, являются внешними по отношению к защищаемому объекту и под ними, как правило, понимаются природные катаклизмы.

Уязвимыми элементами корпоративной среды считаются Ошибки в программном обеспечении — самое узкое место любой сети. Источниками ошибок в программном обеспечении являются специалисты — конкретные люди с их индивидуальными особенностями, квалификацией, талантом и опытом. Большинство ошибок не представляет никакой опасности, некоторые же могут привести к последствиям, таким, как получение контроля над сервером, неработоспособность сервера, несанкционированное использование ресурсов. Такие уязвимости устраняется с помощью пакетов обновлений, регулярно выпускаемых производителем ПО. Своевременная установка таких обновлений является необходимым условием безопасности сети.

Различные DoS- и DDoS-атаки. Denial Of Service (отказ в обслужива-нии) — особый тип атак, направленный на выведение сети или сервера из работоспособного состояния. При DoS-атаках могут использоваться ошибки в программном обеспечении или легитимные операции, но в больших масштабах (например, посылка огромного количества электронной почты). Новый тип атак DDoS (Distributed Denial Of Service) отличается от предыдущего наличием огромного количества компьютеров, расположенных в большой географической зоне. Такие атаки просто перегружают канал трафиком и мешают прохождению, а зачастую и полностью блокируют передачу по нему полезной информации. Защита от DoS — атак должна опираться на межсетевой экран. При этом важна правильная настройка работы всех компонентов, которая возможна лишь с участием квалифицированного специалиста области информационной безопасности. Проведение мониторинга и анализа трафика позволит своевременно обнаружить угрозы, принять необходимые меры. Более надежная защита от DDoS — атак достигается с помощью выделенного сервера. Безопасное дисковое пространство надежно хранит данные, которые находятся под контролем экспертов дата-центра. При этом предоставляется круглосуточный доступ к сети. Существует система очистки трафика как качественная защита DDoS-атак, которая построена на выявлении поддельных пакетов и их блокировке. Легитимные пользователи при этом не ограничиваются в доступе к ресурсам. Система анализирует нормальный входящий и исходящий трафик, строит графики и запоминает адекватную работу. При DDoS-атаке сразу можно заметить аномальные отклонения в построенных кривых. При первых симптомах атаки рекомендуется обратиться к профессиональным сервисам, предоставляющим услугу защиты от таких атак.

Компьютерные вирусы, черви, троянские кони. Компьютерный вирус — вид вредоносного программного обеспечения, способный создавать копии самого себя и внедрятся в код других программ, с целью нарушения работы программно-аппаратных комплексов.

В связи с активным применением сетевых технологий для передачи данных вирусы все более тесно интегрируются с троянскими компонентами и сетевыми червями. В настоящее время компьютерный вирус использует для своего распространения либо электронную почту, либо уязвимости в ПО. Методов борьбы достаточно много, одним из них является все та же своевременная установка обновлений, установка антивирусного ПО, осуществление контроля задач и сервисов, запускаемых в системе, установить персональный брандмауэр.

Анализаторы протоколов и прослушивающие программы («снифферы»). В эту группу входят средства перехвата передаваемых по сети данных. Обычно данные передаются по сети в открытом виде, что позволяет внутри локальной сети перехватить их. Некоторые протоколы работы с сетью (POP3, FTP) не используют шифрование паролей, что позволяет перехватить их и использовать самому. При передаче данных по глобальным сетям эта проблема встает наиболее остро. По возможности следует ограничить доступ к сети неавторизированным пользователям и случайным людям.

Технические средства съема информации. Сюда можно отнести такие средства, как клавиатурные жучки, различные мини-камеры, звукозаписывающие устройства и т. д, считыватели сигналов с медных кабелей. Данная группа используется в повседневной жизни намного реже вышеперечисленных, так как, кроме наличия спецтехники, требует доступа к сети и ее составляющим.

Уволенные и недовольные сотрудники. Данная группа людей наиболее опасна, так как многие из работающих сотрудников могут иметь разрешенный доступ к конфиденциальной информации. Особенную группу составляют системные администраторы, зачастую недовольные своим материальным положением или несогласные с увольнением, они оставляют «черные ходы» для последующей возможности злонамеренного использования ресурсов, похищения конфиденциальной информации и т. д. Защита от них может осуществляться на физическом уровне и с помощью нормативно-правовых мер.

Промышленный шпионаж — форма недобросовестной конкуренции, при которой осуществляется незаконное получение, использование, разглашение информации, составляющей коммерческую, служебную или иную охраняемую законом тайну с целью получения преимуществ при осуществлении предпринимательской деятельности, а равно получения материальной выгоды. Защититься от него достаточно сложно. В основном защита осуществляется с помощью охранной системы. Халатность — неисполнение или ненадлежащее исполнение должностным лицом своих обязанностей вследствие недобросовестного или небрежного отношения к работе. В результате ошибок из-за халатности, можно получить доступ в защищённую сеть. Борьба с халатностью ведётся на законодательном уровне. Существует множество нормативно-правовых актов, которые предусматривают меры наказания за подобное нарушение.

Низкая квалификация. Низкая грамотность сотрудников в работе локальных сетей может приводить к ряду ошибок. Такой сотрудник не может определить, какая информация является конфиденциальной, а какую можно разглашать. В крупных компаниях часто можно позвонить пользователю и, представившись администратором, узнать у него учетные данные для входа в сеть. Выход только один — обучение пользователей, создание соответствующих документов и повышение квалификации. Вышеперечисленные угрозы составляют неполный перечень угроз безопасности локальных сетей, и могут дополняться. Однако знание основных угроз и методов борьбы с ними позволит обезопасить локальную вычислительную сеть от нежелательных воздействий, а также принять все необходимые меры по их устранению.

Все классифицированные информационные воздействия в зависимости от характера искажения ими информационной среды можно условно разделить на шесть групп (пять уровней воздействия), а именно:

1.воздействия в полной мере реализующие принцип «безопасного» входа, когда не вноситься каких-либо изменений в информационную среду, а основная цель реализации конфликтного компонента заключается в перехвате и/или копировании данных (нулевой уровень воздействия);

2.воздействия, основанные на искажениях прикладных, тестовых и/или сервисных программ, которые обычно не используются при реализации целевой функции или используются крайне редко (первый уровень воздействия, уровень изолированных процессов);

3.воздействия, затрагивающие одну или ряд сервисных программ и/или функций поддержки операционной системы (второй уровень воздействия, уровень основных задач, процессов);

4.воздействия, корректирующие процесс функционирования отдельных сервисных функций и процедур операционной системы (третий уровень воздействия, драйверный уровень);

5.воздействия, приводящие к уничтожению информационной системы как таковой (четвертый уровень воздействия, деструктивный уровень);

6.воздействия, приводящие к полному захвату системы и постановке под контроль всех действий пользователя (пятый уровень воздействия, уровень удаленного администрирования).

Последние три типа воздействий, вероятно, будут основным видом оружия информационной борьбы в обозримом будущем [2]. Необходимо отметить, что в настоящее время появились два самостоятельных класса «сетевой червь» и «удаленное администрирование».

4. Заключение

Таким образом, система защиты в корпоративных сетях является индивидуальным элементом, так как структура, конфигурация, тип, параметры корпоративных сетей различны в зависимости от организации, на которой она применяется.

Литература

1. Толстых Н.Н. Программно-аппаратные средства обеспечения информационной безопасности – Воронеж: ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет», 2013. с. 167.
2. Соловьев А.В. Информационная война: Понятие, Содержание, Перспектива // Пространство и Время (Москва). –2010. – №2. – С.75-81.

References

1. 1. Thick N.N. Software and hardware tools of information security support – Voronezh: FGBOU VPO "Voronezh state technical university", 2013. page 167.
2. Soloviev A.V. Information warfare: Concept, Content, Perspective // Space and Time (Moscow). – 2010. - №2. - P.75-81.

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА ВОЗДЕЙСТВИЯ ЦЕЛЕВОЙ КОМПЬЮТЕРНОЙ АТАКИ

Т.В. Белякова[1], Н.В. Сидоров[1], М.А. Гудков[1]

Военная академия связи им. С.М.Буденного, г. Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье рассматривается комплекс мероприятий по изучению воздействия на элементы информационно-телекоммуникационной сети и проведение логико-вероятностный метода оценки опасности таргетированной кибернетической атаки, позволяющий выбрать вариант защиты элементов информационно-телекоммуникационной сети.

Ключевые слова: целевая компьютерная атака, воздействие, уязвимость, информационно-телекоммуникационная сеть, метод анализа иерархии.

FUNCTIONAL MODEL OF THE PROCESS OF EXPOSURE TO THE TARGET COMPUTER ATTACK

T.V. Belyakova[1], N.V. Sidorov[1], M.A. Gudkov[1]

Military Academy of Communications (MAC), St. Petersburg, Russia

Abstract. The article discusses a set of measures to study the impact on the elements of an information and telecommunications network and a logical-probabilistic method for assessing the danger of a targeted cybernetic attack, which allows you to choose the option to protect elements of an information and telecommunications network.

Keywords: target computer attack, impact, vulnerability, information and telecommunications network, hierarchy analysis method.

1. Введение

По мнению специалистов, в последнее время наблюдается смещение акцента с написания вредоносных программ на проведение целевых компьютерных атак (ЦКА). Атаки направленны на определенную организацию, и подготовка к ним занимает много времени. Противники тщательно изучают используемые у потенциальной жертвы средства защиты и находят нужные уязвимости, которые используются для проведения атаки. Сегодня известно о более чем ста проводящих целевых компьютерных атак. От из действий страдают государственные и коммерческие структуры в 85 странах. Такой широкое распространение объясняется оптимизацией средств взлома, что проводит к упрощению и удешевлению проведения вредоносных операций.

Высокая сложность их обнаружения и колоссальный урон от их действий, который не гарантированно может быть обнаружен спустя длительный срок. Целевая компьютерная атака (ЦКА) на элементы информационно-телекоммуникационной сети (ИТКС) реализуется в виде проведения комплекса мероприятий по изучению информационной системы и программного обеспечения.[1,2]

Результатом воздействия ЦКА является хищение информации и шпионаж, изменение данных, манипуляция и шантаж, уничтожение данных.

2. Основная часть.

Основными этапами воздействия ЦКА является:

1. поиска (сетевого сканирования);
2. создания стенда воздействия;
3. обхода стандартных средств защиты;
4. поиска (сетевого сканирования);
5. разработки набора инструментов;
6. закрепления внутри инфраструктуры;
7. распределения;
8. пополнения;
9. мониторинга и выбор метода достижения цели.[5]

При воздействии ЦКА на ИТКС затруднительно выбрать способы и средства защиты, так как ресурс ограничен. Одним из путей разрешения является дифференцированный подход к защите ИТКС и ее элементов, который заключается в выборе наиболее актуальных для сложившейся обстановки направлений защиты. Для обоснования направлений защиты ИТКС и ее элементов, ассиметричных возможностям ЦКА, необходимо разработать методику прогнозирования воздействия ЦКА противником на ИТКС и ее элементы. В настоящее время отсутствуют методики, предназначенные для этого. С целью прогнозирования предлагаетсяметодика прогнозирования воздействия ЦКА на ИТКС.

Целью методики является прогнозирование ЦКА с учётом места и роли элементов в ИТКС, определение очерёдности воздействия на элементы ИТКС и наиболее опасных ЦКА, что, в свою очередь, позволит формировать исходные данные для принятия мер защиты элементов и ИТКС в целом.

Методика предназначена для обоснования принятия решений по защите элементов ИТКС от ЦКА должностными лицами на этапах формирования, развёртывания и функционирования ИТКС.

Результатом прогнозированиявоздействия ЦКА на ИТКС будет матрица назначений ЦКА противника на элементы ИТКС, а также очерёдность воздействия на них.

В основу методики положено определение степени опасности ЦКА, для чего необходимо рассмотреть физические основы этапов ЦКА, особенности их воздействия, характер проявления на элементах ИТКС.

Оценка опасности ЦКА на ИТКС вызывает некоторое затруднение, связанное с недостаточной разработкой соответствующего методического аппарата. Для оценки опасности ЦКА предлагается использовать логико-вероятностные методы.

Одним из наиболее распространённых логико-вероятностных методов является метод анализа иерархий, который позволяет понятным и рациональным образом структурировать сложную проблему принятия решений в виде иерархии, сравнить и выполнить количественную оценку альтернативных вариантов решения.[3] Поэтому для оценки опасности ЦКА для ИТКС предлагается использовать метод анализа иерархий.

За степень опасности ЦКА относительно вскрытия элементов ИТКС примем:

- степень воздействия на линию связи;
- степень воздействия на маршрутизатор;
- степень воздействия на коммутатор;
- степень воздействия на персональные электронно-вычислительные машины;
- степень воздействия на сервер электронной почты;
- степень воздействия на сервер базы данных;
- степень воздействия на сервер web.

На основании результатов учитывая идею распределения разноэффективных этапов ЦКА по взаимозависимым, с различной степенью важности, элементам ИТКС, виды целевой функции и ограничений, в условия решения задачи, приемлемым методом решения является метод двух функций. Таким образом, разработана методика оценки комплексного информационного воздействия на основе распределения разнородного ресурса по взаимоувязанным элементам ИТКС, которая позволяет определить угрозы ИТКС и обосновать асимметричные им меры защиты.Данный метод позволяет оценить угрозы для элементов ИТКС по уровням эталонной модели взаимодействия открытых систем и на каждом уровне формировать постановку задачи на синтез системы защиты ИТКС в условия воздействия ЦКА.[4,5]

3. Заключение.

Выводы: анализ полученных результатов показал, что в первую очередь ЦКА будут направлены на линию связи и маршрутизатор, а наиболее часто используемой является ЦКА типа «Сканирование сети и ее уязвимостей». Полученные результаты позволяют обосновать дифференцированный подход при выборе варианта защиты элементов ИТКС.

Необходимо отметить, что рассматриваемую задачу, исходя из характера действий ИТКС и принципов планирования, нужно решать для временных «сечений» по этапам функционирования системы управления. В этом случае после каждой смены этапа функционирования необходимо производить уточнение структуры и варианта защиты элементов ИТКС.

Литература

1. Коцыняк М.А., Лаута О.С., Осадчий С.А. Вероятностно-временные характеристики компьютерной атаки типа «Анализ сетевого трафика» \\ Информация и космос. 2013. № 3-4. С. 25-27.
2. Васюков Д.Ю., Коцыняк М.А., Коцыняк М.М., Лаута О.С., Лаута А.С. Устройство обнаружения удаленных компьютерных атак. Патент на изобретение RUS 2540838 03.03.2014.
3. Елисеев А.И., Долгов А.А., Хорохорин М.А., Лаута О.С., Набатов К.А. Обеспечение живучести информационных систем (часть 3. Методы обеспечения и повышения живучести). Вестник Воронежского института ФСИН России. 2013. №1. С.91-94.
4. Коцыняк М.А., Иванов Д.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Методика оценки защищенности информационно-телекоммуникационной сети в условиях информационного противодействия.В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно- технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 83-89.

5. Коцыняк М.А., Иванов Д.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Модель таргетированной кибернетической атаки. В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно- технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 90-98.

REFERENCES

1. Kotsynyak M.A., Lauta O.S., Osadchiy S. A. Probabilistic-temporal characteristics of computer attacks of the type "network traffic Analysis" \\ Info and space. 2013. № 3-4. Pp. 25-27.
2. Vasyukov D. Y., Kotsynyak M.A., Kotsynyak M.M., Lauta O.S., Lauta A.S. Device discovery of remote computer attacks. Patent for invention RUS 2540838 03.03.2014.
3. Eliseev A. I., Dolgov A. A., Khorokhorin M. A., Lauta O. S., Nabatov K. A. Ensuring the survivability of information systems (part 3.Methods to ensure and improve survivability). Bulletin of Voronezh Institute of FSIN of Russia. 2013. No. 1. P. 91-94.
4. Kotsynyak M.A., Ivanov D. A., Lauta O.S., Nechepurenko, A. P. methods of assessing the protection of information and telecommunication network in the conditions of information opposition.In the collection: Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXIII International scientific and technical conference. In 3 volumes. 2017. P. 83-89.
5. Kotsynyak M.A., Ivanov D. A., Lauta O.S., Nechepurenko, A. P. a Model of targeted cyber attacks. In the collection: Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXIII International scientific and technical conference. In 3 volumes. 2017. P. 90-98.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНКИ ДЛИТЕЛЬНОСТИ РАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНЫМИ ФОРМОЙ ОГИБАЮЩЕЙ, АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

Ю. Э. Корчагин, М. В. Трифонов, К.С. Калашников

ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет» (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Синтезирован квазиправдоподобный алгоритм оценки длительности радиосигнала с неизвестными формой огибающей, амплитудой и начальной фазой. Найдены характеристики синтезированного алгоритма и исследовано влияние априорного незнания формы сигнала на точность оценки длительности.

Ключевые слова: длительность; амплитуда; начальная фаза; огибающая; уравнение Фоккера-Планка-Колмогорова.

CHARACTERISTICS ESTIMATION RADIOSIGNAL DURATION OF UNKNOWN WAVEFORM ENVELOPE WITH UNKNOWN AMPLITUDE AND PHASE

Yu.E. Korchagin, M.V. Trifonov, K.S. Kalashnikov

Voronezh state university (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. We synthesized a quasilikelihood algorithm for estimating the duration of a radio signal with unknown envelope shape, amplitude, and initial phase. We found the characteristics of the synthesized algorithm and investigated the effect of a priori ignorance of the waveform on the accuracy of the duration estimation.

Keywords: duration; amplitude; initial phase; waveform envelope; Fokker-Planck-Kolmogorov equation.

1. Введение

Для многих практических приложений теории связи, локации, навигации, управления актуальна задача оценки длительности сигнала, наблюдаемого на фоне шума. Алгоритмы оценки длительности прямоугольного видеоимпульса исследованы в работе [1], импульса произвольной формы — в [2], сигнала произвольной формы с неизвестной амплитудой — в [3]. Однако в ряде практических приложений используются сигналы с высокочастотным заполнением (радиосигналы). Поэтому целесообразно рассмотреть алгоритмы оценки длительности радиосигнала. Зачастую начальная фаза радиосигнала, а также его амплитуда в силу особенностей распространения оказываются неизвестными. Кроме того, форма огибающей принимаемого радиосигнала также может быть неизвестна на приёмной стороне. Поэтому возникает необходимость исследования алгоритмов оценки длительности радиосигналов с неизвестными амплитудой и начальной фазой. В данной работе выполнен синтез и анализ КП алгоритма оценки длительности радиосигнала неизвестными формой огибающей, амплитудой и начальной фазой.

Пусть на интервале времени $[0,T]$ доступна наблюдению реализация

$$\xi(t) = s(t,\tau_0,a_0,\varphi_0) + n(t) \quad (1)$$

аддитивной смеси полезного сигнала

$$s(t,\tau_0,a_0,\varphi_0)=\begin{cases}a_0 f(t)\cos(\omega t-\varphi_0), & 0\le t\le\tau_0,\\ 0, & t<0, t>\tau_0,\end{cases} \tag{2}$$

и гауссовского белого шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0. Здесь τ_0, a_0, φ_0 — неизвестные длительность, амплитуда и начальная фаза принимаемого сигнала соответственно, $f(t)$ — априори известная непрерывная ограниченная функция, описывающая форму огибающей узкополосного радиосигнала. Полагаем, что длительность сигнала принимает значения из априорного интервала

$$\tau_0\in[T_1,T_2]. \tag{3}$$

а амплитуда и начальная фаза являются неинформативными параметрами и не нуждаются в оценке. Располагая наблюдаемой реализацией $\xi(t)$, необходимо сформировать оценку длительности τ_0 полезного сигнала (2).

2. Когерентная квазиправдоподобная оценка длительности.

Для синтеза алгоритма оценки длительности воспользуемся методом максимального правдоподобия (МП) [1,4], согласно которому оценка длительности представляет собой положение абсолютного (наибольшего) максимума логарифма функционала отношения правдоподобия (ФОП). При неизвестных длительность, амплитуде и начальной фазе логарифм ФОП зависит от трёх неизвестных параметров [1,4,5]

$$L(\tau,a,\varphi)=\frac{2}{N_0}\int_0^T[\xi(t)-s(t,\tau,a,\varphi)/2]s(t,\tau,a,\varphi)dt\,. \tag{4}$$

Следовательно, имеется априорная параметрическая неопределённость относительно амплитуды и начальной фазы. Рассмотрим три способа преодоления этой неопределённости. Первый способ заключается в применении квазиправдоподобного (КП) алгоритма оценки, согласно которому вместо неизвестных амплитуды a и начальной фазы φ в выражении (4) используются их некоторые ожидаемые значения a^* и φ^* соответственно. Будем называть такой алгоритм оценки длительности квазикогерентным. Второй способ преодоления неопределённости заключается в применении некогерентного КП алгоритма оценки, согласно которому неизвестная начальная фаза заменяется в выражении (4) на её КП оценку, а вместо неизвестной амплитуды a по-прежнему используется некоторое ожидаемое значения a^*. Третий способ — применение адаптации КП алгоритма по амплитуде и начальной фазе. При этом в выражении (4) вместо неизвестных начальной фазы и амплитуды используются их оценки [4,5].

Рассмотрим вначале квазикогерентный КП алгоритм оценки длительности. КП приёмник формирует логарифм ФОП (4) для некоторых ожидаемых значений амплитуды a^* и фазы φ^* и всех возможных значений длительности (3)

$$L^*_{a\varphi}(\tau) = L\left(\tau, a^*, \varphi^*\right) = \frac{2}{N_0}\int_0^T \left[\xi(t) - s\left(t, \tau, a^*, \varphi^*\right)/2\right] s\left(t, \tau, a^*, \varphi^*\right) dt \qquad (5)$$

и находит КП оценку длительности как положение абсолютного (наибольшего) максимума решающей статистики (5)

$$\tau^*_{a\varphi} = \arg\sup L^*_{a\varphi}(\tau). \qquad (6)$$

Подставляя сигнал (2) в выражение (5), перепишем решающую статистику в виде

$$L^*_{a\varphi}(\tau) = \frac{2a^*}{N_0}\int_0^\tau \left[\xi(t) - a^* f(t)\cos\left(\omega t - \varphi^*\right)/2\right] f(t)\cos\left(\omega t - \varphi^*\right) dt. \qquad (7)$$

Рассмотрим случай, когда функция $f(t)$ априори неизвестна. Тогда в выражении (7) вместо неизвестной $f(t)$ будем использовать другую функцию $g(t)$, которая описывает форму ожидаемого сигнала. Таким образом, имеем

$$L^*_{Ga\varphi}(\tau) = \frac{2a^*}{N_0}\int_0^\tau \left[\xi(t) - a^* g(t)\cos\left(\omega t - \varphi^*\right)/2\right] g(t)\cos\left(\omega t - \varphi^*\right) dt \qquad (8)$$

Выражения (6), (8) определяют структуру приёмного устройства. Его блок-схема показана на рисунке 1, где И – интегратор, работающий на интервале времени $[0,t]$, $t \in [T_1, T_2]$, РУ — решающее устройство, осуществляющее поиск положения максимума входного сигнала на интервале времени $[T_1, T_2]$.

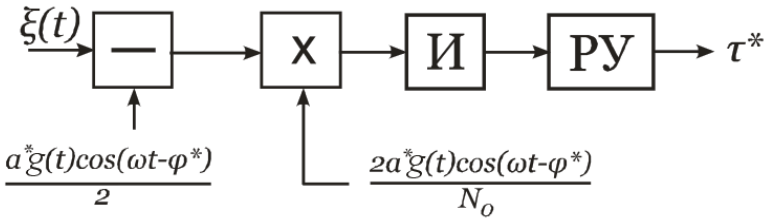


Рис.1. Блок-схема квазикогерентного КП измерителя длительности

Выполним анализ КП алгоритма оценки длительности. Согласно (8) случайный процесс $L^*_{Ga\varphi}(\tau)$ является гауссовским. Поэтому для полного его статистического описания достаточно найти математическое ожидание и корреляционную функцию. Выполняя усреднение, находим математическое ожидание

$$S^*_{Ga\varphi}(\tau) = \left\langle L^*_{Ga\varphi}(\tau)\right\rangle = \left(1+\delta_a\right) q_{fg}\left(\min\left(\tau, \tau_0\right)\right)\cos\left(\Delta\varphi\right) - \left(1+\delta_a\right)^2 q_g(\tau)/2 \qquad (9)$$

и корреляционную функцию

$$K^*_{Ga\varphi}(\tau_1, \tau_2) = \left\langle \left[L^*_{Ga\varphi}(\tau_1) - \left\langle L^*_{Ga\varphi}(\tau_1)\right\rangle\right]\left[L^*_{Ga\varphi}(\tau_2) - \left\langle L^*_{Ga\varphi}(\tau_2)\right\rangle\right]\right\rangle =$$

$$= \left(1+\delta_a\right)^2 q_g\left(\min\left(\tau_1, \tau_2\right)\right), \qquad (10)$$

где обозначено

$$q_g(\tau) = \frac{a_0^2}{N_0}\int_0^\tau g^2(t)\,dt, \tag{11}$$

$$q_{fg}(\tau) = \frac{a_0^2}{N_0}\int_0^\tau f(t)g(t)\,dt, \tag{12}$$

$q_g(\tau)$ — отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе приёмника МП для радиосигнала длительностью τ, $\delta_a = (a^* - a_0)/a_0$ — величина, характеризующая отклонение ожидаемого значения амплитуды от её истинного значения, $\Delta\varphi = \varphi^* - \varphi_0$ — отклонение ожидаемого значения начальной фазы от её истинного значения. В выражениях (9) и (10) отброшены интегралы от функций, осциллирующих с удвоенной частотой.

Перейдём в (8) к новой переменной $\lambda = q_g(\tau)$, причём $\lambda \in [\Lambda_1, \Lambda_2]$, $\Lambda_1 = q_g(T_1)$, $\Lambda_2 = q_g(T_2)$. Положим аналогично [2], что функция $g(t)$, описывающая форму сигнала, обращается в ноль только на части интервала $[0,\tau]$, имеющей нулевую меру. Тогда функция $q_g(\tau)$ (11) является монотонно возрастающей, и имеет место равенство $q_g(\min(\tau_1,\tau_2)) = \min(q_g(\tau_1), q_g(\tau_2))$. Следовательно, решающую статистику (8) как функцию переменной λ можно представить в виде

$$L^*_{Ga\varphi}(\tau) = L^*_{Ga\varphi}[\tau(\lambda)] = \mu^*_{a\varphi}(\lambda) = (1+\delta_a)\,q_{fg}(q_g^{-1}(\min(\lambda,\lambda_0)))\cos\Delta\varphi - \\ -(1+\delta_a)^2\,\lambda/2 + \nu(\lambda), \tag{13}$$

где $\lambda_0 = q_g(\tau_0)$, $\nu(\lambda)$ — гауссовский случайный процесс с нулевым математическим ожиданием и корреляционной функцией

$$B^*_{a\varphi}(\lambda_1,\lambda_2) = (1+\delta_a)^2 \min(\lambda_1,\lambda_2), \tag{14}$$

а $\tau(\lambda)$ определяется из решения уравнения $q_g(\tau) = \lambda$.

Согласно (11) случайная величина

$$\lambda^*_{a\varphi} = \arg\sup \mu^*_{a\varphi}(\lambda) \tag{15}$$

связана с оценкой длительности (6) взаимно-однозначным преобразованием. Следовательно, условную плотность вероятности $W^*_\tau(\tau|\tau_0)$ оценки длительности (6) можно выразить через плотность вероятности $W^*_\lambda(\lambda|\lambda_0)$ случайной величины (15)

$$W^*_\tau(\tau|\tau_0) = W^*_\lambda(q_g(\tau) \mid q_g(\tau_0))\,dq(\tau)/d\tau. \tag{16}$$

Для плотности вероятности $W^*_\lambda(\lambda|\lambda_0)$ согласно [1] запишем

$$W_{\lambda}^{*}(\lambda|\lambda_0)=\int\limits_{-\infty}^{\infty}\frac{\partial}{\partial\lambda}\left[\left.\frac{\partial F_{21}^{*}(u,v,\lambda)}{\partial u}\right|_{v=u}\right]du\,, \tag{17}$$

где

$$F_{21}^{*}(u,v,\Lambda)=P\left\{\sup_{\Lambda_1\le\lambda\le\Lambda}\mu^{*}(\lambda)<u,\ \sup_{\Lambda<\lambda\le\Lambda_2}\mu^{*}(\lambda)<v\right\} \tag{18}$$

— двумерная функция распределения абсолютного максимума случайного процесса $\mu_{a\varphi}^{*}(\lambda)$ (13). Для нахождения функции (18) воспользуемся методикой [1]. Будем рассматривать процесс $\mu_{a\varphi}^{*}(\lambda)$ в окрестности положения максимума математического ожидания, которое имеет вид

$$\left\langle\mu_{a\varphi}^{*}(\lambda)\right\rangle=(1+\delta_a)q_{fg}(q_g^{-1}(\min(\lambda,\lambda_0))\cos\Delta\varphi-(1+\delta_a)^2\lambda/2\,.$$

Разлагая в ряд Тейлора математическое ожидание $\left\langle\mu_{a\varphi}^{*}(\lambda)\right\rangle$, используя корреляционную функцию (14) можно показать, что случайный процесс $\mu_{a\varphi}^{*}(\lambda)$ в окрестности λ_0 является гауссовским марковским с коэффициентами сноса и диффузии [6, 9]

$$k_1\approx\begin{cases}(1+\delta_a)\dfrac{f(\tau_0)}{g(\tau_0)}\cos\Delta\varphi-(1+\delta_a)^2/2, & \lambda\le\lambda_0,\\ -(1+\delta_a)^2/2, & \lambda>\lambda_0,\end{cases}\qquad k_2=(1+\delta_a)^2.$$

Следовательно, функция (18) представляет собой вероятность недостижения марковским случайным процессом $\mu_{a\varphi}^{*}(\lambda)$ границ 0 и u на отрезке $\lambda\in[\Lambda_1,\Lambda]$ и границ 0 и v на отрезке $\lambda\in(\Lambda,\Lambda_2]$.

Введём вспомогательный случайный процесс

$$y_{a\varphi}^{*}(\lambda)=\begin{cases}u-\mu_{a\varphi}^{*}(\lambda), & \Lambda_1\le\lambda\le\Lambda,\\ v-\mu_{a\varphi}^{*}(\lambda), & \Lambda<\lambda\le\Lambda_2,\end{cases}$$

который согласно (13), (14) является гауссовским марковским с коэффициентами сноса и диффузии

$$k_1\approx\begin{cases}(1+\delta_a)^2/2-(1+\delta_a)\dfrac{f(\tau_0)}{g(\tau_0)}\cos\Delta\varphi, & \lambda\le\lambda_0,\\ (1+\delta_a)^2/2, & \lambda>\lambda_0,\end{cases}\qquad k_2=(1+\delta_a)^2. \tag{19}$$

Тогда функция (18) $F_{21}^{*}(u,v,\Lambda)=P\left\{\sup y_{a\varphi}^{*}(\lambda)>0,\Lambda_1\le\lambda\le\Lambda_2\right\}$ представляет собой вероятность недостижения границ $y=0$ и $y=+\infty$ марковским случайным процессом $y_{a\varphi}^{*}(\lambda)$ на отрезке $\lambda\in[\Lambda_1,\Lambda_2]$. Согласно [6] для искомой вероятности можно записать

$$F_{21}^{*}(u,v,\Lambda)=\int_{0}^{\infty}W(y,\Lambda_2)dy\,. \tag{20}$$

Здесь $W(y,\lambda)$ — решение уравнения Фоккера-Планка-Колмогорова [6]

$$\frac{\partial W(y,\lambda)}{\partial\lambda}+\frac{\partial}{\partial y}\left[k_1W(y,\lambda)\right]-\frac{1}{2}\frac{\partial^2}{\partial y^2}\left[k_2W(y,\lambda)\right]=0 \tag{21}$$

при граничных условиях $W(y=0,\lambda)=W(y=\infty,\lambda)=0$ и начальном условии

$$W(y,\lambda)\big|_{\lambda=\Lambda_1}=\frac{1}{(1+\delta_a)\sqrt{2\pi\Lambda_1}}\exp\left[-\frac{\left(y-u+\Lambda_1(1+\delta_a)\cos\Delta\varphi-(1+\delta_a)^2\Lambda_1/2\right)^2}{2(1+\delta_a)^2\Lambda_1}\right].$$

Применяя метод отражения с переменой знака [6], находим решение уравнения (21) с коэффициентами (19) отдельно для случаев $\lambda\in[\Lambda_1,\lambda_0]$ и $\lambda\in(\lambda_0,\Lambda_2]$. Подставляя найденные решения в выражение (20), а затем (20) в (17) получаем выражения для плотности вероятности случайной величины (15)

$$W_{\lambda}^{*}(\lambda|\lambda_0)=\frac{1}{2}\begin{cases}(\Delta-\delta_a)^2\Psi\left[\dfrac{(\Delta-\delta_a)^2(\lambda_0-\lambda)}{2},\dfrac{(\Delta-\delta_a)^2(\lambda_0-\Lambda_1)}{2},\dfrac{(1+\delta_a)^2(\Lambda_2-\lambda_0)}{2},\dfrac{1}{R}\right], & \lambda\le\lambda_0,\\ (1+\delta_a)^2\Psi\left[\dfrac{(1+\delta_a)^2(\lambda-\lambda_0)}{2},\dfrac{(1+\delta_a)^2(\Lambda_2-\lambda_0)}{2},\dfrac{(\Delta-\delta_a)^2(\lambda_0-\Lambda_1)}{2},R\right], & \lambda>\lambda_0,\end{cases} \tag{22}$$

где обозначено $R=\dfrac{2}{(1+\delta_a)}\dfrac{f(\tau_0)}{g(\tau_0)}\cos\Delta\varphi-1=(\Delta-\delta_a)/(1+\delta_a)$, $R=(\Delta-\delta_a)/(1+\delta_a)$,

$$\Psi(y,y_1,y_2,y_3)=\frac{1}{2\sqrt{\pi}|y|^{3/2}}\left\{\Phi\left(\sqrt{\frac{y_1-y}{2}}\right)+\exp\left[-\frac{y_1-y}{4}\right]\Big/\sqrt{\pi(y_1-y)}\right\}\times$$

$$\times\int_{0}^{\infty}\xi\exp\left[-\frac{(\xi+y)^2}{4y}\right]\left[\Phi\left(\frac{y_2+y_3\xi}{\sqrt{2y_2}}\right)-\exp(-y_3\xi)\Phi\left(\frac{y_2-y_3\xi}{\sqrt{2y_2}}\right)\right]d\xi\,, \tag{23}$$

$\Phi(x)=\dfrac{1}{\sqrt{2\pi}}\displaystyle\int_{-\infty}^{x}\exp\left(-t^2/2\right)dt$ — интеграл вероятности.

На основе полученной плотности вероятности, с использованием формулы (16), запишем выражения для условных смещения и рассеяния КП оценки длительности (6)

$$B\left(\tau_{a\varphi}^{*}|\tau_0\right)=\int_{T_1}^{T_2}(\tau-\tau_0)W_{\lambda}^{*}\left(q(\tau)|\,q(\tau_0)\right)q'(\tau)d\tau\,, \tag{24}$$

$$V\left(\tau_{a\varphi}^{*}|\tau_0\right)=\int_{T_1}^{T_2}(\tau-\tau_0)^2W_{\lambda}^{*}\left(q(\tau)|\,q(\tau_0)\right)q'(\tau)d\tau\,. \tag{25}$$

Рассмотрим асимптотическое поведение плотности вероятности (22), смещения (24) и рассеяния (25) при увеличении ОСШ. Введём нормированную переменную (или обобщённую КП оценку длительности)

$$\kappa_{a\varphi}^{*} = (\Delta - \delta_a)(1+\delta_a)\left(\lambda_{a\varphi}^{*} - \lambda_0\right)/2, \tag{26}$$

$$\kappa_{a\varphi}^{*} \in [-K_1, K_2],\ K_1 = [q(\tau_0) - q(T_1)](\Delta - \delta_a)(1+\delta_a)/2,\ K_2 = [q(T_2) - q(\tau_0)](\Delta - \delta_a)(1+\delta_a)/2.$$

Плотность вероятности величины $\kappa_{a\varphi}^{*}$ (26) имеет вид

$$W(\kappa) = \begin{cases} R\Psi[-R\kappa, RK_1, K_2/R, 1/R], & \kappa \le 0, \\ \Psi[\kappa/R, K_2/R, RK_1, R]/R, & \kappa > 0. \end{cases} \tag{27}$$

Положим в (27), что $K_1 \to \infty$, $K_2 \to \infty$. Это в частности имеет место при $\lambda_0 = q_g(\tau_0) \to \infty$ и фиксированных значениях T_1, T_2. Учитывая (23), находим предельную плотность вероятности нормированной переменной (26)

$$W(\kappa) = \begin{cases} RW_0(-R\kappa, 1/R), & \kappa \le 0, \\ W_0(\kappa/R, R)/R, & \kappa > 0, \end{cases} \tag{28}$$

$$W_0(x,y) = \Psi(x,\infty,\infty,y) = (2y+1)\exp\{y(y+1)|x|\}\left(1 - \Phi\left\{(2y+1)\sqrt{|x|/2}\right\}\right) + \Phi\left\{\sqrt{|x|/2}\right\} - 1.$$

Известно [1,4], что по мере роста ОСШ λ_0 КП оценка $\tau_{a\varphi}^{*}$ сходится в среднеквадратическом смысле к положению максимума математического ожидания решающей статистики (9), которое при $-1 < \delta_a < 2\cos\Delta\varphi - 1$ и $\cos\Delta\varphi > 1/2$ совпадает с истинным значением длительности τ_0. Поэтому рассмотрим поведение функции $q_g(\tau)$ (11) в окрестности τ_0. Разложим её в ряд Тейлора по τ в окрестности τ_0 и ограничимся в разложении членами первого порядка малости

$$q_g(\tau) \approx q_g(\tau_0) + g^2(\tau_0)(\tau - \tau_0)/N_0 = q_g(\tau_0) + \rho_0^2(\tau - \tau_0)/\tau_0,$$

где $\rho_0^2 = a_0^2 g^2(\tau_0)\tau_0/N_0$. Тогда для нормированной переменной (24) справедливо выражение

$$\kappa_{a\varphi}^{*} = (\Delta - \delta_a)(1+\delta_a)\rho_0^2\left(\tau^{*} - \tau_0\right)/2\tau_0. \tag{29}$$

Используя (28) и (29), для асимптотических значений смещения и рассеяния КП оценки длительности можно записать

$$B_{a\varphi}\left(\tau_{a\varphi}^{*}|\tau_0\right) = \frac{2\tau_0}{\rho_0^2} \cdot \frac{(\Delta+1)(\Delta - 2\delta_a - 1)}{(1+\delta_a)^2(\Delta - \delta_a)^2}, \tag{30}$$

$$V_{a\varphi}\left(\tau_{a\varphi}^{*}|\tau_0\right) = \frac{8\tau_0^2}{\rho_0^4} \cdot \frac{P(\delta_a, \Delta)}{(1+\delta_a)^4(\Delta+1)^2(\Delta - \delta_a)^4}, \tag{31}$$

где

$$P(x,y)=2y^6-4(2x-1)y^5+\left(11x^2-18x+1\right)y^4-\left(5x^3-29x^2+7x+1\right)y^3-$$
$$-\left(15x^3-21x^2-7x-1\right)y^2+\left(3x^5+15x^4+15x^3+29x^2+18x+4\right)y+$$
$$+x^6-3x^5+5x^3+11x^2+8x+2.$$

Если начальная фаза радиоимпульса и функция, описывающая форму огибающей априори известны, то $\Delta=1$, и выражения (30) и (31) приобретают вид

$$B_a\left(\tau^*_{a\varphi}|\tau_0\right)=\frac{-8\tau_0\delta_a}{\rho_0^2(\delta_a-1)^2(\delta_a+1)^2},\qquad V_a\left(\tau^*_{a\varphi}|\tau_0\right)=\frac{2\tau_0^2\left(13+101\delta_a^2+15\delta_a^4-\delta_a^6\right)}{\rho_0^4(\delta_a+1)^4(\delta_a-1)^4}. \quad (32)$$

Они представляют собой асимптотические значения смещения и рассеяния оценки длительности радиоимпульса с априори известной начальной фазой, но неизвестной амплитудой, найденные в работе [3]. Если $\Delta=1$, $f(t)=g(t)$ $\delta_a=0$, то КП оценка длительности (6) совпадает с МП оценкой длительности сигнала с априори известными амплитудой и фазой. Тогда выражения (32) принимают вид [2]

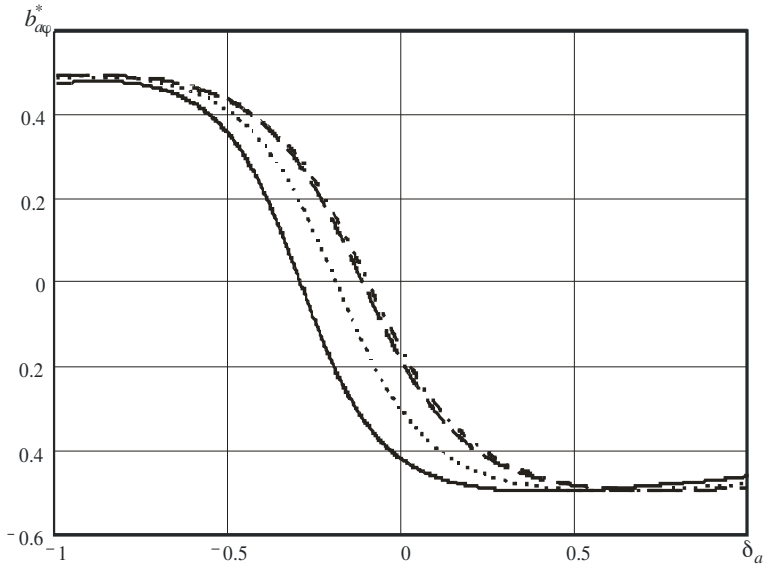
$$B_0=0,\qquad V_0=26\tau_0^2/\rho_0^4. \quad (33)$$

Чтобы оценить, насколько существенно незнание амплитуды и начальной фазы радиоимпульса влияет на точность оценки длительности, введём в рассмотрение нормированные смещение и рассеяние соответственно

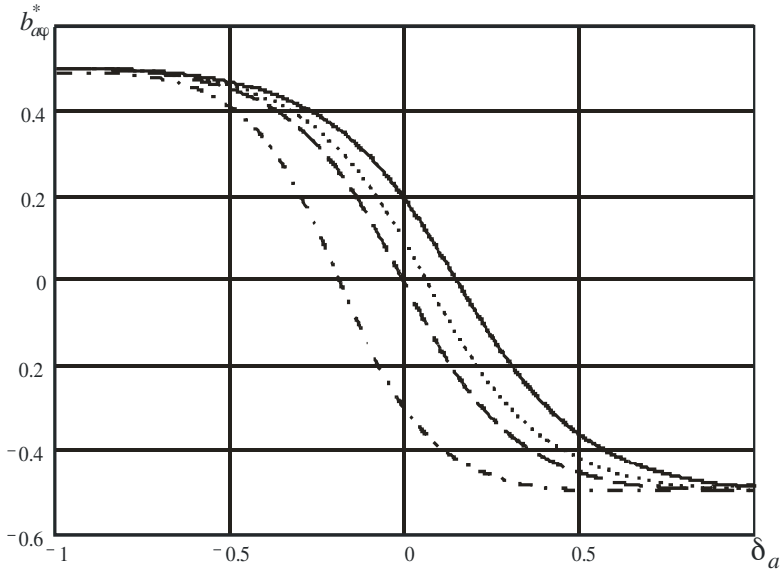
$$b^*_{a\varphi}(\delta_a,\Delta\varphi)=B_{a\varphi}\left(\tau^*_{a\varphi}|\tau_0\right)\Big/\sqrt{V_{a\varphi}\left(\tau^*_{a\varphi}|\tau_0\right)} \quad (34)$$

$$v^*_{a\varphi}(\delta_a,\Delta\varphi)=V_{a\varphi}\left(\tau^*_{a\varphi}|\tau_0\right)\Big/V_0. \quad (35)$$

Рассмотрим поведение величин (34), (35) на примере, где в качестве неизвестной функции, описывающей форму огибающей берётся прямоугольник со скошенной вершиной, то есть $f(t)=\frac{1+bt/T_2}{\sqrt{1+b+b^2/3}}$, величина b характеризует наклон скошенной вершины. Предполагается, что ожидаемая функция $g(t)$ имеет вид прямоугольника (функция $f(t)$ при $b=0$). На рис. 2 и 3 приведены зависимости нормированных смещения (34) и рассеяния (35) соответственно от параметра δ_a, при различных значениях величин b и $\Delta\varphi$. На рис. 2, а) и рис. 3, а) сплошные кривые построены при $b=0$, пунктирными линиями показаны зависимости, рассчитанные при $b=1$, штриховыми — при $b=5$, штрих-пунктирными — при $b=10$, расстройка по фазе в этих случаях бралась одинаковой, $\Delta\varphi=\pi/4$. На рис. 2, б) и рис. 3, б) сплошные кривые построены при $\Delta\varphi=0$, пунктирными линиями показаны зависимости, рассчитанные при $\Delta\varphi=\pi/8$, штриховыми — при $\Delta\varphi=\pi/5$, штрих-пунктирными — при $\Delta\varphi=\pi/4$, величина наклона здесь выбиралась одинаковой, $b=1$.

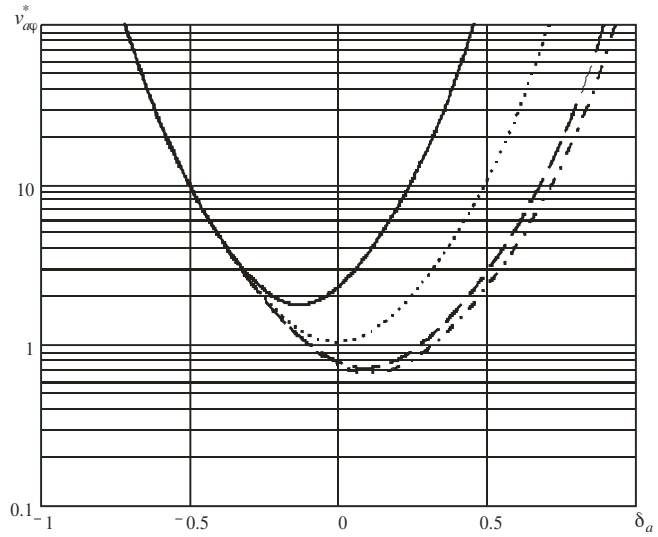


а)

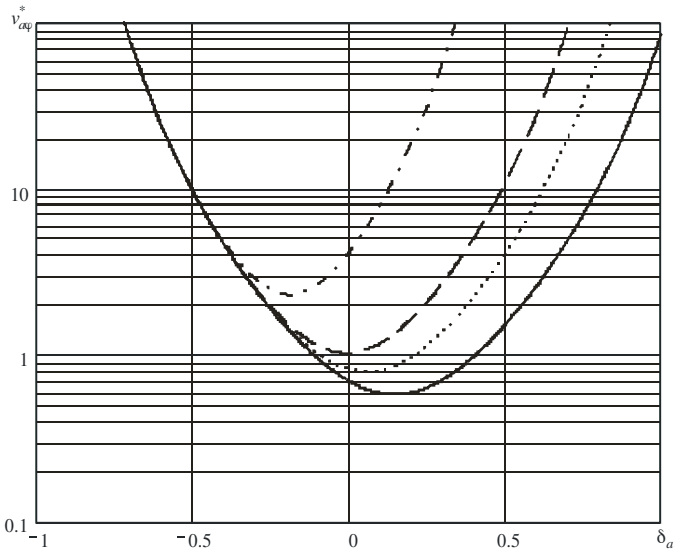


б)

Рис. 2 Нормированные смещения когерентной КП оценки длительности



а)



б)

Рис. 3 Нормированные рассеяния когерентной КП оценки длительности

Как видно из рис. 2 и 3, отклонение значений ожидаемых амплитуды и фазы от их истинных значений, а также различие формы ожидаемого и принимаемого сигнала приводит к наличию смещения оценки длительности и увеличению рассеяния в десятки раз. Следовательно, априорное незнание амплитуды, фазы и формы огибающей сигнала может привести к существенному ухудшению качества оценивания длительности.

3. Заключение

В работе показано, что точность квазиправдоподобной оценки длительности асимптотически при больших отношениях сигнал/шум зависит от соотношения величин заднего фронта принятого и ожидаемого сигналов. Получены выражения, позволяющие рассчитать проигрыш в точности оценки длительности вследствие незнания формы огибающей. Иллюстрации получены в качестве примера для прямоугольного импульса со скошенной вершиной.

4. Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №17-71-10057).

Литература

1. Трифонов А.П. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех / А.П. Трифонов, Ю.С. Шинаков. — М.: Радио и связь, 1986. — 268с.
2. Трифонов А.П. Приём сигнала с неизвестной длительностью / А.П. Трифонов, Ю.Э. Корчагин // Известия ВУЗов. Радиофизика. 2002. Т.45, №7. С.625–637.
3. Трифонов А.П. Эффективность оценки длительности сигнала с неизвестной амплитудой / А.П. Трифонов, Ю.Э. Корчагин, П.А. Кондратович // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. 2011, Т.54, №11. С.3–12.
4. Тихонов В.И. Оптимальный приём сигналов / В.И. Тихонов, — М.: Радио и связь, 1983. — 320с.
5. Сосулин Ю.Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. — М.: Сов. радио, 1978. — 320с.
6. Тихонов В.И. Марковские процессы. / В.И. Тихонов, М.А. Миронов, — М.: Радио и связь, 1977. — 488 с.
7. Трифонов А.П. Обнаружение сигнала с неизвестными амплитудой и длительностью / А.П. Трифонов, Ю.Э. Корчагин, П.А. Кондратович // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 2011, Т.54, №5. С.391–401.
8. Корчагин Ю.Э. Оценка длительности радиосигнала с неизвестными амплитудой и фазой // Радиотехника. — 2013. — №9. — С.11–19.
9. Трифонов А.П. Статистические свойства высоты и положения абсолютного максимума марковского случайного процесса типа Башелье / А.П. Трифонов, Ю.Э. Корчагин, М.Б. Беспалова // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. —— 2014. — №4. — С.54–65.

References

1. Trifonov, A. P. Shinakov, Yu. S. Joint discrimination of signals and estimation of their parameters against hindrances. M.: Radio I Svyaz', 1986. – 268 p.
2. Trifonov, A. P. Reception of a signal with unknown duration / Trifonov A. P., Korchagin Yu.E. // Radiophysics and Quantum Electronics, 2002, Vol. 45, No. 7. – Pp. 571-582
3. Trifonov, A. P. The efficiency of estimation duration signal with unknown amplitude / Trifonov A. P., Korchagin Yu.E., Kondratovich P.A. // Radioelectronics and Communications Systems, 2011, Vol. 54, No. 11. – Pp. 3-12
4. Tikhonov, V.I. Optimal signal reception. M.: Radio I Svyaz', 1983. – 320 p.
5. Sosulin, Yu.G. Theory of detection and estimation stochastic signals. M.: Sovetskoe Radio, 1978. – 320 p.
6. Tikhonov, V.I., Mironov M.A. Markov processes. M.: Radio I Svyaz', 1977. – 488 p.
7. Trifonov, A. P. Detection of a signal with unknown amplitude and duration / Trifonov A. P., Korchagin Yu.E., Kondratovich P.A. // Radiophysics and Quantum Electronics, 2011, Vol. 54, No. 5. – Pp. 354-363
8. Korchagin, Yu.E. Estimation duration of signal with unknown amplitude and phase // Radiotechnika, 2013, No. 9. – Pp. 11-19
9. Trifonov, A. P. Statistical properties of height and provisions of absolute maximum Markov processes Bachelier type / Trifonov A. P., Korchagin Yu.E., Bespalova M.B. // Proceedings of Voronezh State University, Series: Physics, Mathematics 2014, No. 4. – Pp. 54-65

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНОК ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛА, ИСКАЖЕННОГО МОДУЛИРУЮЩЕЙ ПОМЕХОЙ, ПРИ СОВМЕСТНОМ РАЗЛИЧЕНИИ – ОЦЕНИВАНИИ СИГНАЛОВ ПО ВРЕМЕНИ ПРИХОДА

А.В. Захаров, В.К. Маршаков

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрены квазиоптимальный и оптимальный алгоритмы оценки задержки импульсных сигналов, искаженных гауссовской модулирующей помехой и наблюдаемых на фоне аддитивного гауссовского белого шума. Получены аналитические выражения для безусловных смещений и рассеяний оценок задержки сигналов относительно середины тактовых интервалов. Проведено сравнение эффективности рассмотренных алгоритмов оценки при наличии модулирующей помехи.

Ключевые слова: прямоугольный импульс, модулирующая помеха, метод максимального правдоподобия, время задержки, алгоритм оценки, рассеяние оценки.

CHARACTERISTICS OF TIME DELAY ESTIMATIONS OF THE SIGNAL DEFORMED BY THE MODULATING DISTORTION AT JOINT DISCRIMINATION – ESTIMATION ON ARRIVAL TIME

A.V. Zakharov, V.K. Marshakov

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. Quasioptimal and optimal algorithms for estimation of time delay of pulse signals deformed by the modulating distortion and observed on additive white noise background are considered. Analytical expressions for unconditional bias and variance of estimations of time delay concerning the middle of clock intervals are received. Comparison of efficiency of considered algorithms in presence modulating distortions is carried out.

Keywords: rectangular pulse, modulating distortion, maximum likelihood method, time delay, estimation algorithm, variance of estimation.

1. Введение

В различных системах телекоммуникаций возникает необходимость в одновременной передаче дискретных и непрерывных сообщений. Для передачи непрерывной компоненты сообщений в таких системах часто используют время-импульсную модуляцию последовательности прямоугольных импульсов, при которой временные положения отдельных импульсов изменяются (модулируются) в пределах заданных тактовых интервалов. При этом передача дискретной (цифровой) компоненты сообщений может осуществляться с помощью позиционной модуляции, при которой отдельный информационный импульс передается в пределах одного из нескольких тактовых интервалов. Тогда задача приема (демодуляции) дискретной компоненты сообщения сводится к различению принимаемых сигналов по времени их прихода, т.е. к определению тактовых интервалов, в пределах которых локализованы принимаемые сигналы. Задача приема (демодуляция) непрерывной компоненты сообщения сводится к измерению (оценке)

времени задержки принимаемых сигналов относительно начала или середины соответствующих тактовых интервалов.

На практике прием и обработка сигналов обычно производится на фоне аддитивного широкополосного шума, а сами принимаемые сигналы часто искажаются модулирующей (мультипликативной) помехой. Это приводит к ошибкам при приеме сообщений и, следовательно, к снижению достоверности принимаемой информации. Поэтому возникает проблема синтеза таких алгоритмов обработки, которые будут устойчивы к воздействию аддитивного шума и модулирующих помех.

В [1] рассмотрена задача различения импульсных сигналов по времени прихода при наличии аддитивного шума и модулирующей помехи. Рассмотрим далее задачу оценки задержки такого сигнала относительно середины тактового интервала. При этом номер тактового интервала, на котором локализован принимаемый сигнал, априори неизвестен. Поэтому оценка задержки сигнала здесь должна производиться совместно с различением принимаемых сигналов по времени прихода.

2. Постановка задачи

Рассмотрим задачу оценки задержки сигнала, искаженного модулирующей помехой и наблюдаемого на фоне аддитивного широкополосного шума.

Модель сигнала. Следуя [1], будем считать, что при отсутствии модулирующей помехи принимаемый сигнал $s_j(t, \tau_{0j})$ представляет собой прямоугольный импульс

$$s_{0j}(t,\tau_{0j}) = a_0 \begin{cases} 1 & \text{при } \left|t-\tau_{0j}\right| \le \gamma_0/2; \\ 0 & \text{при } \left|t-\tau_{0j}\right| > \gamma_0/2; \end{cases} = a_0\ I\left(\frac{t-\tau_{0j}}{\gamma_0}\right), \qquad (1)$$

где $I(x) = 1$ при $|x| \le 1/2$, $I(x) = 0$ при $|x| > 1/2$ – функция, задающая прямоугольную форму сигнала (1), a_0 и γ_0 – амплитуда и длительность сигнала, τ_{0j} – *неизвестное* временное положение сигнала при условии его локализации на j-м тактовом интервале. При этом номер j тактового интервала, на котором локализован сигнал, считаем *неизвестным.*

При наличии модулирующей помехи сигнал $s_j(t, \tau_{0j})$ принимает вид [1]

$$s_j(t,\tau_{0j}) = \begin{cases} a_0\left[1+k\,\xi_0(t)\right] & \text{при } \left|t-\tau_{0j}\right| \le \gamma_0/2; \\ 0 & \text{при } \left|t-\tau_{0j}\right| > \gamma_0/2; \end{cases} = a_0\left[1+k\,\xi_0(t)\right] I\left(\frac{t-\tau_{0j}}{\gamma_0}\right), \quad (2)$$

где $\xi_0(t)$ – безразмерный стационарный центрированный гауссовский случайный процесс с единичной дисперсией, задающий закон случайной амплитудной модуляции сигнала под действием модулирующей помехи, а k – коэффициент модуляции, определяющий глубину амплитудной модуляции. При $k = 0$ модулирующая помеха отсутствует и сигнал $s_j(t, \tau_{0j})$ (2) переходит в неискаженный прямоугольный импульс $s_{0j}(t, \tau_{0j})$ (1).

Рассмотрим случай *двух тактовых интервалов*, когда $j = 1,2$. Это соответствует использованию *двоичной* позиционной модуляции при передаче дискретной компоненты сообщения. Пусть при $j = 1$ сигнал $s_j(t, \tau_{0j})$ (2) находится в пределах тактового интервала $[T_{11};\ T_{21}]$, а при $j = 2$ – в пределах интервала $[T_{12};\ T_{22}]$. Тогда при $j = 1$ неизвестное временное положение τ_{0j} сигнала (2) принимает значения из интервала $[\Lambda_{11};\ \Lambda_{21}]$, а при $j = 2$ – из интервала $[\Lambda_{12};\ \Lambda_{22}]$, где $\Lambda_{11} = T_{11} + \gamma_0/2$, $\Lambda_{21} = T_{21} - \gamma_0/2$, $\Lambda_{12} = T_{12} + \gamma_0/2$,

$\Lambda_{22} = T_{22} - \gamma_0/2$. Напомним, что номер j тактового интервала, на котором локализован сигнал (2), априори *неизвестен*. Поэтому о нахождении сигнала в пределах определенного тактового интервала можно говорить лишь с некоторой вероятностью.

Следуя [1], будем считать, что протяженности тактовых интервалов $[T_{11};\ T_{21}]$ и $[T_{12};\ T_{22}]$ совпадают, так что $T_{21} - T_{11} = T_{22} - T_{12} = T$. При этом протяженности интервалов $[\Lambda_{11};\ \Lambda_{21}]$ и $[\Lambda_{12};\ \Lambda_{22}]$ также совпадают и равны $\Lambda_{21} - \Lambda_{11} = \Lambda_{22} - \Lambda_{12} = \Lambda$.

Считаем также, что тактовые интервалы $[T_{11};\ T_{21}]$ и $[T_{12};\ T_{22}]$ *не перекрываются*, так что выполняется условие $T_{21} \le T_{12}$. Тогда сигналы $s_1(t, \tau_{01})$ и $s_2(t, \tau_{02})$, находящиеся на разных тактовых интервалах, ортогональны, т.е. выполняется условие

$$\int_{-\infty}^{\infty} s_1(t,\tau_{01})\, s_2(t,\tau_{02})\, dt = 0\,.$$

При этом априорные интервалы $[\Lambda_{11};\ \Lambda_{21}]$ и $[\Lambda_{12};\ \Lambda_{22}]$ возможных значений τ_{01} и τ_{02} времени прихода этих сигналов также не перекрываются, так что $\Lambda_{21} + \gamma_0 < \Lambda_{12}$.

Введем в рассмотрение задержку λ_0 принимаемого сигнала (2) относительно середины тактового интервала, на котором локализован этот сигнал. Обозначим

$$\eta_1 = \frac{T_{11} + T_{21}}{2} = \frac{\Lambda_{11} + \Lambda_{21}}{2}\,, \quad \eta_2 = \frac{T_{12} + T_{22}}{2} = \frac{\Lambda_{12} + \Lambda_{22}}{2} \qquad (3)$$

– середины 1-го и 2-го тактовых интервалов $[T_{11};\ T_{21}]$ и $[T_{12};\ T_{22}]$ соответственно. Тогда задержка λ_0 принимаемого сигнала $s_j(t, \tau_{0j})$ (2) определяется как

$$\lambda_0 = \tau_{01} - \eta_1 \ \text{ при } j = 1, \qquad \lambda_0 = \tau_{02} - \eta_2 \ \text{ при } j = 2. \qquad (4)$$

При этом априорные интервалы возможных значений задержки λ_0 (4), соответствующие интервалам $[\Lambda_{11};\ \Lambda_{21}]$ и $[\Lambda_{12};\ \Lambda_{22}]$ возможных времён прихода τ_{01} и τ_{02}, будут одинаковы при обоих значениях $j = 1{,}2$ и равны $[-\Lambda/2;\ \Lambda/2\,]$, где $\Lambda = \Lambda_{21} - \Lambda_{11} = \Lambda_{22} - \Lambda_{12}$. Напомним, что именно задержка λ_0 является информативным параметром и *подлежит оценке*.

Параметры модулирующей помехи. Спектральную плотность $G_0(\omega)$ гауссовского случайного процесса $\xi_0(t)$, задающего модулирующую помеху, представим в виде [1]

$$G_0(\omega) = (N_{\xi 0}/2)\, g_0\big(\omega/\Omega_0\big), \qquad (5)$$

где $\Omega_0 = \int_0^{\infty} G_0^2(\omega)\, d\omega / \max G_0^2(\omega)$ – эффективная ширина спектральной плотности (5), $N_{\xi 0}/2 = \max G_0(\omega)$ – интенсивность случайного процесса $\xi_0(t)$, а функция $g_0(x)$ описывает форму спектральной плотности и нормирована так, что $\int_0^{\infty} g_0^2(x)\, dx = 1$, $\max g_0(x) = 1$. Так как дисперсия случайного процесса $\xi_0(t)$ равна 1, то с учетом (5) имеем

$$N_{\xi 0} = 4\pi/(\Omega_0\, \Theta_0)\,, \ \text{где } \Theta_0 = \int_0^{\infty} g_0(x)\, dx\,.$$

Будем считать, что искажения формы сигнала (2), вызванные модулирующей помехой $\xi_0(t)$, являются *быстрыми*. Это значит, что время корреляции $\tau_K = 2\pi/\Omega_0$ модулирующей помехи $\xi_0(t)$ много меньше длительности γ_0 сигнала (2) , т.е.

$$\mu_0 = \gamma_0 / \tau_K = \gamma_0 \Omega_0 / 2\pi >> 1\,. \qquad (6)$$

Из (6) следует, что $\gamma_0\, \Omega_0 >> 1$, т.е. модулирующая помеха $\xi_0(t)$ приводит к существенному расширению спектра принимаемых сигналов (2).

Сигнал (2), искаженный модулирующей помехой, удобно представить в виде

$$s_j(t,\tau_{0j}) = s_{0j}(t,\tau_{0j}) + s_{mj}(t,\tau_{0j}),\quad j=1,2, \tag{7}$$

где $s_{0j}(t, \tau_{0j})$ - неискаженная компонента сигнала (2), совпадающая с импульсом (1), а

$$s_{mj}(t,\tau_{0j}) = a_0\, k\, \xi_0(t)\; I\left(\frac{t-\tau_{0j}}{\gamma_0}\right) = \xi(t)\; I\left(\frac{t-\tau_{0j}}{\gamma_0}\right) \tag{8}$$

– искаженная компонента сигнала (2), представляющая отрезок стационарного центрированного гауссовского случайного процесса $\xi(t) = a_0\, k\, \xi_0(t)$ с дисперсией $\sigma_\xi^2 = a_0^2 k^2$. При этом случайный процесс $\xi(t)$ имеет спектральную плотность $G(\omega) = a_0^2 k^2 G_0(\omega)$, причем согласно (5) имеем $G(\omega) = (N_\xi/2)\, g_0(\omega/\Omega_0)$, где $N_\xi / 2 = \max G(\omega) = a_0^2 k^2 N_{\xi 0} / 2$ – интенсивность случайного процесса $\xi(t)$.

Модель наблюдаемых данных. Пусть сигнал $s_j(t, \tau_{0j})$ (2), искаженный модулирующей помехой, принимается на фоне аддитивного гауссовского белого шума $n(t)$ со спектральной плотностью $G_N(\omega) = N_0/2$, причем аддитивный шум $n(t)$ и модулирующая помеха $\xi_0(t)$ статистически независимы [1]. Тогда наблюдению и обработке доступна только аддитивная смесь сигнала и шума

$$x(t) = s_j(t,\tau_{0j}) + n(t),\quad t \in [T_1;\, T_2]. \tag{9}$$

Здесь $[T_1;\, T_2]$ – интервал наблюдения (обработки) сигнала, включающий в себя тактовые интервалы $[T_{11}; T_{21}]$ и $[T_{12}; T_{22}]$, причем априори неизвестно, на каком из этих тактовых интервалов присутствует принимаемый сигнал (2).

Задача оценки задержки сигнала сводится к следующему. На основе принимаемой реализации $x(t)$ (9) и имеющейся априорной информации о свойствах сигнала (2) и шума $n(t)$, необходимо определить время задержки сигнала λ_0 (4) относительно середины тактового интервала, на котором локализован этот сигнал. Для этого необходимо:

(а) определить номер j тактового интервала $[T_{1j};\, T_{2j}]$, на котором находится сигнал (2);

(б) оценить время прихода τ_{0j} сигнала (2) на соответствующем интервале $[\Lambda_{1j};\, \Lambda_{2j}]$;

(в) рассчитать задержку сигнала λ_0 по формуле (4) для данного значения j.

Как видно, такая процедура оценивания задержки λ_0 предполагает предварительное различение сигналов по времени прихода (определение номера j), т.е. по существу является процедурой совместного различения-оценки сигналов по времени их прихода [3].

Рассмотрим далее алгоритмы оценки задержки сигнала (2), искаженного модулирующей помехой, а также исследуем характеристики эффективности этих алгоритмов.

3. Квазиоптимальный алгоритм оценки

На практике синтез устройств обработки сигналов часто выполняют без учета наличия модулирующей помехи, т.е. при синтезе предполагают, что модулирующая помеха отсутствует. Это позволяет упростить получаемый алгоритм обработки и тем самым уменьшить аппаратурные и вычислительные затраты при его практической реализации. Однако такой алгоритм обработки уже не будет оптимальным при наличии модулирующей помехи. Назовем такой алгоритм *квазиоптимальным* [1].

Синтез алгоритма оценки. Рассмотрим квазиоптимальный алгоритм оценки задержки λ_0 сигнала (2). При синтезе алгоритма будем полагать, что модулирующая помеха $\xi_0(t)$ отсутствует (т.е. $k = 0$), а измерению подлежит неискаженный прямоугольный импульс $s_{0j}(t, \tau_{0j})$ (1), наблюдаемый на фоне аддитивного белого шума $n(t)$.

Для синтеза квазиоптимального алгоритма воспользуемся *методом максимального правдоподобия* (МП) [2–4]. Согласно методу МП, на основе принимаемой смеси сигнала и шума $x(t)$ (9) необходимо формировать функционалы

$$M_{0j}(\tau_j) = \frac{2}{N_0}\int_{T_{1j}}^{T_{2j}} x(t)\, s_{0j}(t, \tau_j)\, dt \;=\; \frac{2}{N_0}\int_{\tau_j-\gamma_0/2}^{\tau_j+\gamma_0/2} x(t)\, dt\,, \quad j = 1,2\,, \tag{10}$$

как функции возможных значений $\tau_j \in [\Lambda_{1j}; \Lambda_{2j}]$ временного положения сигнала τ_{0j} для каждого из возможных тактовых интервалов ($j = 1, 2$). Отметим, что при фиксированном $j = 1, 2$ функционал $M_{0j}(\tau j)$ (10) представляет собой логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОП), записанный (с точностью до постоянного слагаемого) для случая приема прямоугольного импульса $s_{0j}(t, \tau_{0j})$ (1) на фоне аддитивного шума $n(t)$ [3, 4].

Далее следует для каждого $j = 1, 2$ определить величину A_{Kj} и положение τ_{Kj} абсолютного максимума функционала $M_{0j}(\tau_j)$ в пределах интервала $\tau_j \in [\Lambda_{1j}; \Lambda_{2j}]$, т.е.

$$A_{Kj} = \sup M_{0j}(\tau_j)\,, \quad \text{при } \tau_j \in [\Lambda_{1j}; \Lambda_{2j}]\,,\ j = 1,2\,,$$

$$\tau_{Kj} = \arg\sup M_{0j}(\tau_j)\,, \quad \text{при } \tau_j \in [\Lambda_{1j}; \Lambda_{2j}]\,,\ j = 1,2\,. \tag{11}$$

Отметим, что величины τ_{Kj}, $j = 1, 2$ (11) имеют смысл оценок временного положения τ_{0j} сигнала (2) при условии локализации сигнала в пределах j-го интервала $[T_{1j}; T_{2j}]$.

Тогда квазиоптимальную оценку λ_K задержки λ_0 (4) можно определить как:

$$\lambda_K = \begin{cases} \tau_{K1} - \eta_1 & \text{при } A_{K1} > A_{K2}; \\ \tau_{K2} - \eta_2 & \text{при } A_{K1} < A_{K2}; \end{cases} \tag{12}$$

где η_1 и η_2 – середины (3) тактовых интервалов $[T_{11}; T_{21}]$ и $[T_{12}; T_{22}]$, на одном из которых локализован принимаемый сигнал (2).

Блок-схема устройства оценки, реализующего алгоритм (10) – (12), показана на рис.1. Здесь обозначено: ИНТ – интегратор, ЛЗ – линия задержки на время γ_0, «-» – вычитающее устройство (ВУ), Э – указатель экстремума, а РУ – решающее устройство.

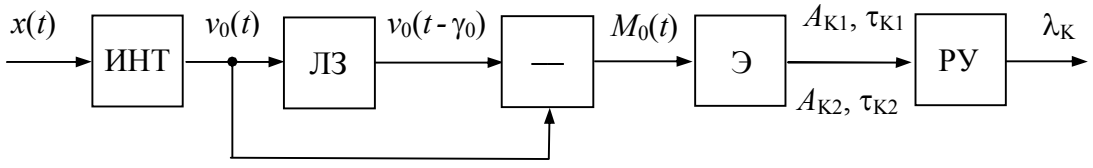


Рис.1. Блок-схема квазиоптимального алгоритма оценки.

Устройство на рис.1 работает следующим образом. Принимаемая смесь сигнала и шума $x(t)$ (9) подается на вход интегратора ИНТ. На выходе интегратора формируется сигнал $v_0(t) = \int_0^t x(t')\, dt'$, а на выходе ВУ – $M_0(t) = v_0(t) - v_0(t - \gamma_0) = \int_{t-\gamma_0}^{t} x(t')\, dt'$. Ука-

затель экстремума Э определяет величину A_{K1} и положение τ_{K1} абсолютного максимума сигнала $M_0(t)$ на интервале времени $[T_{11} + \gamma_0; T_{21}]$, а затем – величину A_{K2} и положение τ_{K2} абсолютного максимума этого же сигнала на интервале времени $[T_{12} + \gamma_0; T_{22}]$. Решающее устройство РУ сравнивает между собой величины A_{K1}, A_{K2} и затем вычисляет квазиоптимальную оценку λ_K по формуле (12).

Исследуем характеристики квазиоптимальной оценки (12) при приеме сигнала $s_j(t, \tau_{0j})$ (2), искаженного модулирующей помехой и наблюдаемого на фоне аддитивного белого шума $n(t)$. Учтем, что характеристики алгоритма оценки (12) определяется статистическими свойствами функционалов (решающих статистик) $M_{0j}(\tau_j)$ (10).

Характеристики решающих статистик. Вследствие гауссовости модулирующей помехи $\xi_0(t)$ и аддитивного шума $n(t)$, случайный процесс $x(t)$ (9) также является гауссовским. Поэтому функционалы $M_{0j}(\tau_j)$ (10), как интегралы от наблюдаемых данных $x(t)$, являются гауссовскими случайными процессами.

Для полного статистического описания гауссовских случайных процессов $M_{0j}(\tau_j)$ достаточно рассматривать их математические ожидания и корреляционные функции [2].

Обозначим $S_{0jl}(\tau_j) = <M_{0j}(\tau_j) \,|\, H_l>$, $j = 1,2$, $l = 1,2$ – регулярная составляющая (математическое ожидание) функционала $M_{0j}(\tau_j)$ (10) при справедливости гипотезы H_l о наличии сигнала (2) на l-м тактовом интервале $[T_{1l}; T_{2l}]$. Здесь $< >$ означает усреднение по реализациям наблюдаемых данных $x(t)$ при фиксированных статистических характеристиках сигнала, шума и помехи. Усредняя функционалы $M_{0j}(\tau_j)$ (10) по реализациям при различных гипотезах H_l, аналогично [5-7] получаем

$$S_{0jl}(\tau_j) = z_0^2 \begin{cases} 1 - |\tau_j - \tau_{0j}| / \gamma_0, \text{ при } |\tau_j - \tau_{0j}| < \gamma_0; \\ 0, \qquad\qquad \text{при } |\tau_j - \tau_{0j}| \geq \gamma_0; \end{cases} \text{ если } l = j, \tag{13}$$

$$S_{0jl}(\tau_j) = 0, \text{ если } l \neq j,$$

где величина z_0^2 равна отношению энергии $E = a_0^2 \gamma_0$ неискаженной компоненты (1) сигнала (2) к спектральной плотности $N_0 / 2$ аддитивного шума n(t), т.е.

$$z_0^2 = 2E / N_0 = 2a_0^2 \gamma_0 / N_0 \ . \tag{14}$$

Обозначим $N_{0jl}(\tau_j) = M_{0j}(\tau_j) - <M_{0j}(\tau_j) \,|\, H_l>$, $j = 1,2$, $l = 1,2$ – случайная составляющая функционала $M_{0j}(\tau_j)$ (10) при справедливости гипотезы H_l о наличии сигнала (2) на l-м тактовом интервале $[T_{1l}; T_{2l}]$. Отметим, что случайные составляющие $N_{0jl}(\tau_j)$ являются центрированными гауссовскими случайными процессами, так что $< N_{0jl}(\tau_j) > = 0$.

Корреляционные функции $K_{0jl}(\tau_{1j}, \tau_{2j}) = < N_{0jl}(\tau_{1j})\, N_{0jl}(\tau_{2j}) >$, $j = 1,2$, $l = 1,2$ случайных составляющих $N_{0jl}(\tau_j)$ при выполнении условия (6) определяются аналогично [5, 6]. В частности, при $l \neq j$ аналогично [5-7] получаем

$$K_{0jl}(\tau_{1j}, \tau_{2j}) = z_0^2 \begin{cases} 1 - |\tau_{1j} - \tau_{2j}| / \gamma_0, \text{ при } |\tau_{1j} - \tau_{2j}| < \gamma_0; \\ 0, \qquad\qquad \text{при } |\tau_{1j} - \tau_{2j}| \geq \gamma_0; \end{cases} \tag{15а}$$

где параметр z_0 определяется из (14). Аналогично [5-7] при $l = j$ находим

$$K_{0jl}(\tau_{1j},\tau_{2j}) =$$

$$= \begin{cases} z_0^2\left[1+q_0 g_0(0)\right]\left(1-\dfrac{|\tau_{1j}-\tau_{2j}|}{\gamma_0}-\dfrac{q_0 g_0(0)}{1+q_0 g_0(0)}\min\left(\dfrac{|\tau_{1j}-\tau_{0j}|}{\gamma_0},\dfrac{|\tau_{2j}-\tau_{0j}|}{\gamma_0}\right)\right), \\ \quad \text{при} |\tau_{1j}-\tau_{2j}|<\gamma_0,\ \max(|\tau_{1j}-\tau_{0j}|,|\tau_{2j}-\tau_{0j}|)<\gamma_0, \\ \quad (\tau_{1j}-\tau_{0j})(\tau_{2j}-\tau_{0j})\ge 0; \\ z_0^2\left[1+q_0 g_0(0)\right]\left(1-\dfrac{|\tau_{1j}-\tau_{2j}|}{\gamma_0}\right), \\ \quad \text{при} |\tau_{1j}-\tau_{2j}|<\gamma_0,\ \max(|\tau_{1j}-\tau_{0j}|,|\tau_{2j}-\tau_{0j}|)<\gamma_0, \\ \quad (\tau_{1j}-\tau_{0j})(\tau_{2j}-\tau_{0j})<0; \\ z_0^2\left(1-\dfrac{|\tau_{1j}-\tau_{2j}|}{\gamma_0}\right), \text{при} |\tau_{1j}-\tau_{2j}|<\gamma_0, \max(|\tau_{1j}-\tau_{0j}|,|\tau_{2j}-\tau_{0j}|)\ge\gamma_0; \\ 0, \quad \text{при} |\tau_{1j}-\tau_{2j}|\ge\gamma_0; \end{cases} \tag{15b}$$

где $g_0(0) = 2\,G_0(0)/N_{\xi 0}$ – значение нормированной спектральной плотности (5) модулирующей помехи $\xi_0(t)$ на нулевой частоте $\omega = 0$, а

$$q_0 = N_\xi / N_0 = a_0^2 k^2 N_{\xi 0} / N_0 \tag{16}$$

– отношение интенсивности $N_\xi/2$ искаженной компоненты (8) принимаемых сигналов (2) к спектральной плотности $N_0/2$ аддитивного шума n(t).

Согласно (13), (15), отношение сигнал-шум (ОСШ) z^2 на выходе квазиоптимального устройства оценки равно [3, 8, 9]

$$z^2 = \frac{S_{011}^2(\tau_{01})}{K_{011}(\tau_{01},\tau_{01})} = \frac{S_{022}^2(\tau_{02})}{K_{022}(\tau_{02},\tau_{02})} = \frac{z_0^2}{1+q_0\,g_0(0)}, \tag{17}$$

где z_0 определяется из (14), а q_0 – из (16).

Отметим, что в определении (10) функционалов $M_{01}(\tau_1)$ и $M_{02}(\tau_2)$ соответствующие пределы интегрирования $[T_{11};\ T_{21}]$ и $[T_{12};\ T_{22}]$ не перекрываются. Поэтому при выполнении условия (6) случайные процессы $M_{01}(\tau_1)$ и $M_{02}(\tau_2)$ на интервалах $\tau_1 \in [\Lambda_{11};\ \Lambda_{21}]$ и $\tau_2 \in [\Lambda_{12};\ \Lambda_{22}]$ взаимно статистически независимы, так что

$$< N_{01l}(\tau_1)\ N_{02l}(\tau_2) > = 0\,,\ \text{при}\ \tau_1 \in [\Lambda_{11};\ \Lambda_{21}],\ \tau_2 \in [\Lambda_{12};\ \Lambda_{22}]. \tag{18}$$

Характеристики алгоритма оценки. Эффективность алгоритмов оценки параметров сигналов обычно характеризуют с помощью смещения и рассеяния оценки [3, 4]. Выражения (13), (15), (18), задающие статистические характеристики функционалов $M_{0j}(\tau_j)$ (10), позволяют воспользоваться методикой [3] и рассчитать такие характеристики для квазиоптимального алгоритма оценки (12).

Следуя [3], будем считать, что ОСШ z^2 (17) достаточно велико, т.е.

$$z^2 >> 1\,. \tag{19}$$

Считаем также, что неизвестное временное положение τ_{0j} сигнала (2) при фиксированном $j = 1,2$ равномерно распределено [3] в пределах соответствующего априорного интервала $[\Lambda_{1j};\ \Lambda_{2j}]$, а протяженности $\Lambda = \Lambda_{21} - \Lambda_{11} = \Lambda_{22} - \Lambda_{21}$ этих интервалов значительно больше длительности γ_0 сигнала (2), так что выполняется условие [3]

$$m = \Lambda/\gamma_0 >> 1. \tag{20}$$

Тогда, воспользовавшись методикой [3], получаем, что квазиоптимальная оценка $\lambda_К$ (12) является безусловно несмещенной, т.е. ее безусловное смещение $b_К = 0$, а безусловное рассеяние $V_К$ оценки $\lambda_К$ определяется как

$$V_К = P_{К0}\, V_{К0} + (1 - P_{К0})\, \Lambda^2 / 6\,, \tag{21}$$

$$V_{К0} = \frac{13}{8}\frac{\gamma_0^2}{z_0^4}\,[2 + q_0 g_0(0)]^2\,, \quad P_{К0} = \frac{P_0(m)}{2}\,\big[1 + P_0(2m)\big]\,,$$

$$P_0(m) = \frac{4\kappa z}{1+\kappa^2}\exp\left[\frac{2\kappa^2 z^2}{1+\kappa^2}\left(\frac{\kappa^2}{1+\kappa^2}+1\right)\right]\int_1^\infty \exp\left[-\frac{mx}{\sqrt{2\pi}}\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\right]\times \tag{22}$$

$$\times\left\{\exp\left(-\frac{2\kappa z x}{1+\kappa^2}\right)\Phi\left(\frac{x}{\kappa}-\frac{z(3\kappa^2+1)}{1+\kappa^2}\right)-\exp\left(-\frac{\kappa^2 z^2(3\kappa^2+2)-4xz\kappa}{1+\kappa^2}\right)\Phi\left(\frac{x}{\kappa}-\frac{z(5\kappa^2+1)}{1+\kappa^2}\right)\right\}\,dx,$$

где ОСШ z^2 определяется из (17), $\kappa = \sqrt{1 + q_0 g_0(0)}$, а $\Phi(x) = \int_{-\infty}^{x} \exp(-t^2/2)\,dt/\sqrt{2\pi}$ – интеграл вероятности [2, 4]. Отметим, что в (21) величины $V_{К0}$ и $V_А = \Lambda^2/6$ имеют смысл рассеяний надежной и аномальной квазиоптимальных оценок, а $P_{К0}$ и $(1–P_{К0})$ – соответственно вероятностей таких оценок при совместном различении-оценивании [3].

Согласно [3], выражение (21) является асимптотически точным, его точность возрастает с увеличением значения m (20) и ОСШ z^2 (17).

Исследуем нормированное рассеяние $\rho = V_К / V_А = 6\, V_К / \Lambda^2$ оценки $\lambda_К$ (12).

На рис.2 штриховыми линиями показаны зависимости нормированного рассеяния ρ квазиоптимальной оценки (12) от отношения z_0 при различных значениях $q_0 > 0$. Кривая 1 на рис.2 соответствует $q_0 = 0.5$, кривая 2 – $q_0 = 1$, кривая 3 – $q_0 = 1.5$, а кривая 4 – $q_0 = 2$. Там же для сравнения пунктирной линией нанесена зависимость нормированного рассеяния ρ от отношения z_0 при $q_0 = 0$, когда модулирующая помеха отсутствует. На рис.3 штриховыми линиями показаны зависимости нормированного рассеяния ρ оценки (12) от отношения q_0 при различных значениях z_0. Кривая 1 на рис.3 соответствует $z_0 = 5$, кривая 2 – $z_0 = 6$, кривая 3 – $z_0 = 7$, кривая 4 – $z_0 = 8$, а кривая 5 – $z_0 = 10$. При этом все кривые на рис.2, 3 рассчитаны для случая $m = 20$ и $g_0(0) = 1$.

Отметим, что при фиксированной спектральной мощности шума $N_0 / 2$ величина z_0^2 (14) определяет энергию неискаженной компоненты (1), а величина q_0 (16) – интенсивность искаженной компоненты (8) сигнала (2). При этом величина q_0 возрастает с увеличением интенсивности модулирующей помехи (коэффициента модуляции k).

Из рис.2,3 видно, что рассеяние квазиоптимальной оценки (12) уменьшается с ростом отношения z_0, т.е. с увеличением энергии неискаженной компоненты (1) сигнала (2). Воздействие модулирующей помехи (случай $q_0 > 0$) приводит к увеличению рассеяния оценки (12) по сравнению со случаем $q_0 = 0$ отсутствия модулирующей помехи. При этом с ростом интенсивности модулирующей помехи (с ростом отношения q_0) рассеяние квазиоптимальной оценки возрастает, причем это возрастание тем сильнее, чем больше энергия неискаженной компоненты сигнала (больше величина z_0).

Для увеличения точности оценки задержки сигнала (2) при наличии модулирующей помехи следует использовать оптимальный алгоритм, рассмотренный далее.

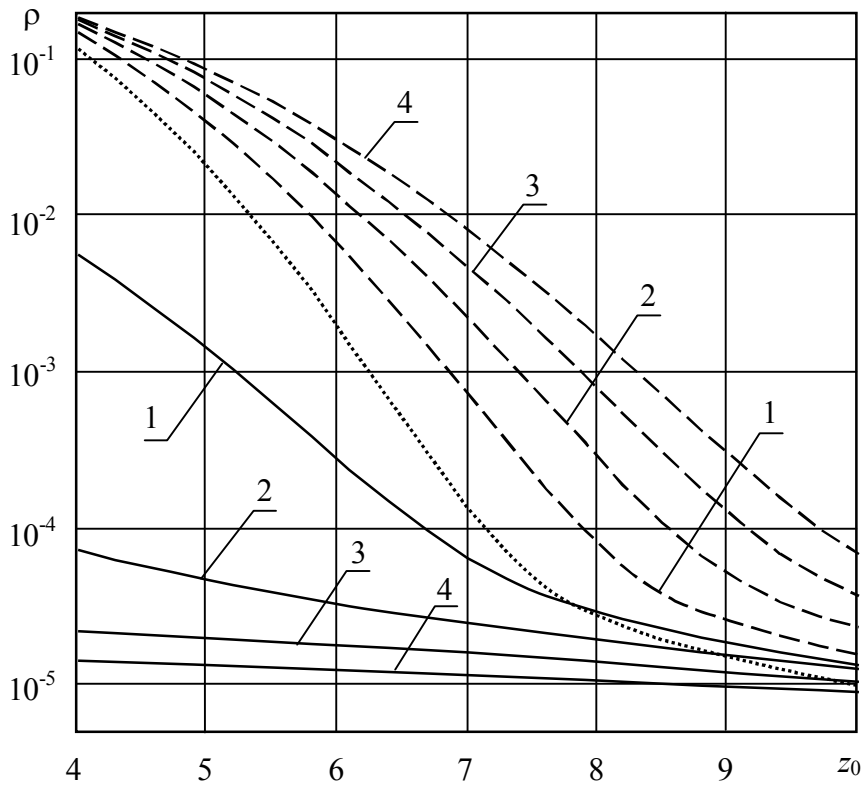


Рис.2. Нормированное рассеяние оценки.
$1 - q_0 = 0.5$, $2 - q_0 = 1$, $3 - q_0 = 1.5$, $4 - q_0 = 2$.

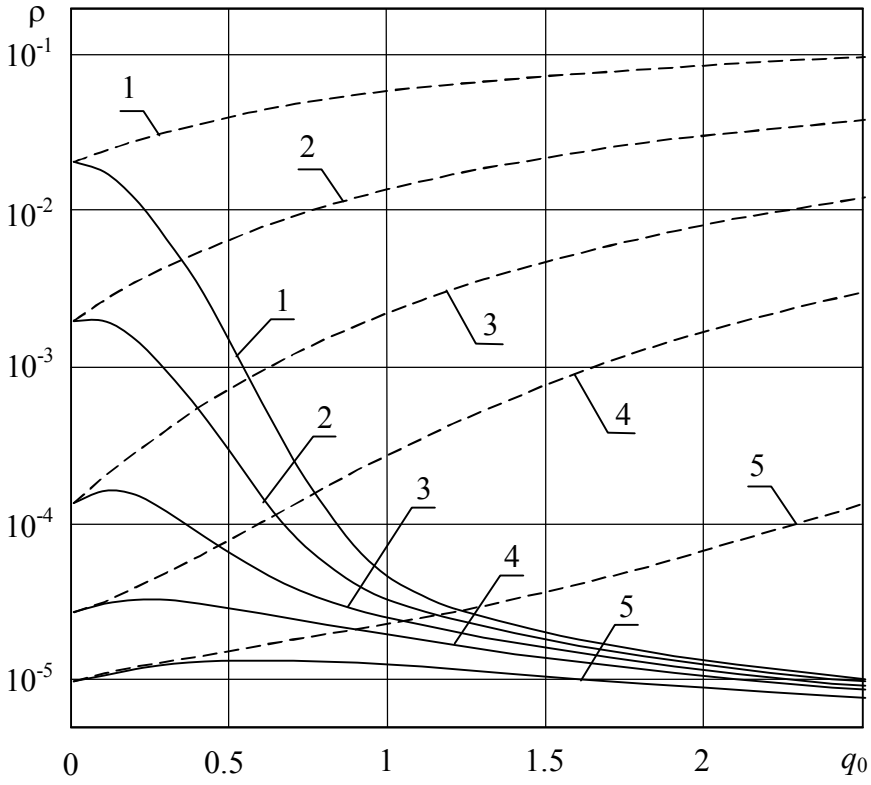


Рис.3. Нормированное рассеяние оценки.
$1 - z_0 = 5$, $2 - z_0 = 6$, $3 - z_0 = 7$, $4 - z_0 = 8$, $5 - z_0 = 10$.

4. Оптимальный алгоритм оценки

Основной причиной ухудшения эффективности квазиоптимального алгоритма оценки (12) при наличии модулирующей помехи является то, что он рассчитан на прием и обработку сигнала (1), неискаженного модулирующей помехой. Рассмотрим теперь алгоритм оценки, рассчитанный на прием сигналов (2), искаженных модулирующей помехой. Будем называть такой алгоритм оценки *оптимальным* [1].

Синтез алгоритма оценки. Для синтеза оптимального алгоритма оценки воспользуемся методом максимального правдоподобия (МП) [2–4]. В отличие от квазиоптимального алгоритма (12), при синтезе оптимального алгоритма будем считать, что оценке подлежат сигналы $s_j(t, \tau_{0j})$ (2), искаженные модулирующей помехой.

Согласно методу МП [3] по принятой реализации $x(t)$ (9) необходимо для каждого фиксированного значения $j = 1,2$ формировать логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОП) $M_j(\tau_j)$, как функцию возможных значений $\tau_j \in [\Lambda_{1j}; \Lambda_{2j}]$ неизвестного временного положения сигнала. При выполнении условия (6) с точностью до несущественного постоянного слагаемого получаем [5, 6]

$$M_j(\tau_j) = \frac{1}{N_0} \int\limits_{\tau_j - \gamma_0/2}^{\tau_j + \gamma_0/2} \left[\frac{y^2(t)}{2} + \frac{2a_0 x(t)}{1 + q_0 g_0(0)} \right] dt, \quad j = 1,2, \tag{23}$$

где функция $y(t)$ является откликом линейного фильтра с импульсной характеристикой $h(u)$ на входную смесь сигнала и шума $x(t)$, т.е.

$$y(t) = \int\limits_{-\infty}^{\infty} x(t')\, h(t - t')\, dt'. \tag{24}$$

При этом передаточная функция $H(\omega)$ этого фильтра, которая является прямым преобразованием Фурье от импульсной характеристики $h(t)$, удовлетворяет условию [5, 6]

$$\left|H(\omega)\right|^2 = \frac{2G(\omega)}{N_0 + 2G(\omega)} = \frac{q_0\, g_0(\omega/\Omega_0)}{1 + q_0\, g_0(\omega/\Omega_0)}, \tag{25}$$

где $G(\omega) = a_0^2\, k^2\, G_0(\omega)$ – спектральная плотность случайного процесса $\xi(t) = a_0\, k\, \xi_0(t)$, определяющего искаженную компоненту (8) сигнала (2), $g_0(x) = 2\, G_0(x\Omega_0) / N_{\xi 0}$ – функция, характеризующая форму спектральной плотности (5) модулирующей помехи $\xi_0(t)$, а величина q_0 определяется из (16). Отметим, что условие (25) определяет модуль $|H(\omega)|$ передаточной функции $H(\omega)$, т.е. амплитудно-частотную характеристику фильтра. При этом фаза передаточной функции $H(\omega)$ (фазочастотная характеристика) фильтра может быть выбрана произвольно, исходя из условия простоты практической реализации.

Далее следует для каждого $j = 1, 2$ определить величину A_{Mj} и положение τ_{Mj} абсолютного максимума функционала $M_j(\tau_j)$ в пределах интервала $\tau_j \in [\Lambda_{1j}; \Lambda_{2j}]$, т.е.

$$A_{Mj} = \sup M_j(\tau_j), \quad \text{при } \tau_j \in [\Lambda_{1j}; \Lambda_{2j}],\ j = 1,2,$$

$$\tau_{Mj} = \arg\sup M_j(\tau_j), \quad \text{при } \tau_j \in [\Lambda_{1j}; \Lambda_{2j}],\ j = 1,2. \tag{26}$$

Тогда *оптимальную* оценку λ_M задержки λ_0 (4) можно рассчитать по формуле [3]:

$$\lambda_{\text{M}} = \begin{cases} \tau_{\text{M1}} - \eta_1 & \text{при } A_{\text{M1}} > A_{\text{M2}}; \\ \tau_{\text{M2}} - \eta_2 & \text{при } A_{\text{M1}} < A_{\text{M2}}; \end{cases} \qquad (27)$$

где η_1 и η_2 – середины (3) тактовых интервалов $[T_{11}; T_{21}]$ и $[T_{12}; T_{22}]$, на одном из которых локализован принимаемый сигнал (2).

Блок-схема оптимального устройства оценки, реализующего алгоритм (23) – (27), показана на рис.4. Здесь обозначено: Ф – линейный фильтр с передаточной функцией $H(\omega)$, удовлетворяющей условию (25), КВ – квадратор, УС – линейный усилитель с коэффициентом усиления $\alpha \sim 4a_0 / \{N_0 [1 + q_0 g_0(0)]\}$, «+» – сумматор, ИНТ – интегратор, ЛЗ – линия задержки на время γ_0, «-» – вычитающее устройство (ВУ), Э – указатель экстремума, а РУ – решающее устройство.

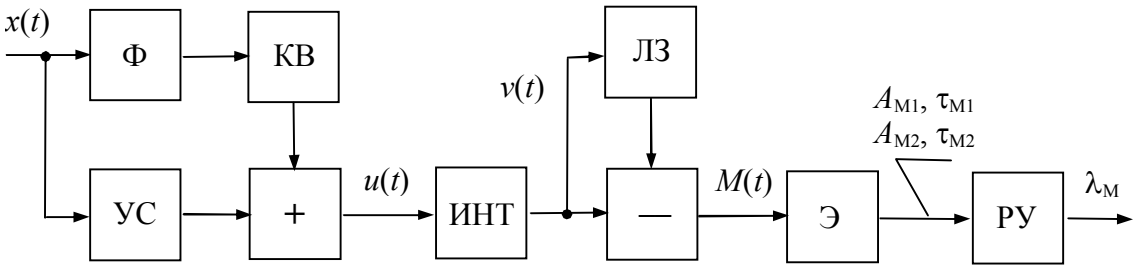


Рис.4. Блок-схема оптимального алгоритма оценки

Устройство на рис.4 работает следующим образом. Принимаемая смесь сигнала и шума $x(t)$ (9) подается на входы фильтра Ф и усилителя УС. Тогда на выходе сумматора формируется сигнал $u(t) = y^2(t) + \alpha\, x(t)$. При этом на выходе интегратора ИНТ формируется сигнал $v(t) = \int_0^t u(t')\, dt'$, а на выходе ВУ – сигнал $M(t) = \int_{t-\gamma_0}^{t} u(t')\, dt'$. Указатель экстремума Э определяет величину A_{M1} и положение τ_{M1} абсолютного максимума сигнала $M(t)$ на интервале времени $[T_{11} + \gamma_0; T_{21}]$, а затем – величину A_{M2} и положение τ_{M2} абсолютного максимума этого же сигнала на интервале времени $[T_{12} + \gamma_0; T_{22}]$. Решающее устройство РУ сравнивает между собой величины A_{M1}, A_{M2} и затем вычисляет оптимальную оценку λ_{M} по формуле (27).

Исследуем характеристики оптимального алгоритма оценки (27) при приеме сигнала $s_j(t, \tau_{0j})$ (2), искаженного модулирующей помехой и наблюдаемого на фоне аддитивного шума $n(t)$. Учтем, что характеристики алгоритма (27) определяется статистическими свойствами функционалов (решающих статистик) $M_j(\tau_j)$ (23).

Характеристики решающих статистик. Учтем, что, **в**следствие гауссовости модулирующей помехи $\xi_0(t)$ и аддитивного шума $n(t)$, случайный процесс $x(t)$ (9) является гауссовским. При этом случайный процесс $y(t)$ (24) является асимптотически гауссовским при $\mu_0 \to \infty$ [5, 6], так что при выполнении (6) его можно считать гауссовским. Поэтому функционалы $M_j(\tau_j)$ (23) являются гауссовскими случайными процессами.

Для статистического описания гауссовских случайных процессов $M_j(\tau_j)$ достаточно рассматривать их математические ожидания и корреляционные функции [2].

Обозначим $S_{jl}(\tau_j) = <M_j(\tau_j) \,|\, \mathrm{H}_l>$, $j = 1,2$, $l = 1,2$ – регулярная составляющая (математическое ожидание) j-го функционала $M_j(\tau_j)$ (23) при справедливости гипотезы H_l о наличии сигнала (2) на l-м тактовом интервале $[T_{1l}; T_{2l}]$. Усредняя функционалы $M_j(\tau_j)$ по реализациям при различных гипотезах H_l, аналогично [5, 6, 8, 9] получаем

$$S_{jl}(\tau_j) = A_0 + A_S \begin{cases} 1 - |\tau_j - \tau_{0j}|/\gamma_0, \text{ при } |\tau_j - \tau_{0j}| < \gamma_0; \\ 0, \qquad\qquad \text{при } |\tau_j - \tau_{0j}| \ge \gamma_0; \end{cases} \text{ если } l = j, \tag{28}$$

$$S_{jl}(\tau_j) = A_0, \text{ если } l \ne j,$$

$$A_0 = \mu_0 q_0 \int_0^\infty \frac{g_0(x)\,dx}{1 + q_0 g_0(x)}, \quad A_S = \mu_0 q_0^2 \int_0^\infty \frac{g_0^2(x)\,dx}{1 + q_0 g_0(x)} + \frac{z_0^2}{2}\frac{[2 + q_0 g_0(0)]}{[1 + q_0 g_0(0)]},$$

где величина μ_0 определяется из (6), q_0 – из (16), z_0^2 – из (14), а $g_0(x) = 2\,G_0(x\,\Omega_0)/N_{\xi 0}$ определяет форму спектральной плотности (5) модулирующей помехи $\xi_0(t)$.

Обозначим $N_{jl}(\tau_j) = M_j(\tau_j) - <M_j(\tau_j) \,|\, \mathrm{H}_l>$, $j = 1,2$, $l = 1,2$ – случайная составляющая j-го функционала $M_{0j}(\tau_j)$ (23) при справедливости гипотезы H_l о наличии сигнала (2) на l-м тактовом интервале $[T_{1l}; T_{2l}]$. Отметим, что случайные составляющие $N_{jl}(\tau_j)$ являются центрированными гауссовскими случайными процессами, так что $< N_{jl}(\tau_j) > = 0$.

Корреляционные функции $K_{jl}(\tau_{1j}, \tau_{2j}) = < N_{jl}(\tau_{1j})\, N_{jl}(\tau_{2j}) >$, $j = 1,2$, $l = 1,2$ случайных составляющих $N_{jl}(\tau_j)$ при выполнении условия (6) определяются аналогично [5, 6]. В частности, при $l \ne j$ аналогично [5, 6, 8, 9] получаем

$$K_{jl}(\tau_{1j}, \tau_{2j}) = B_0 \begin{cases} 1 - |\tau_{1j} - \tau_{2j}|/\gamma_0, \text{ при } |\tau_{1j} - \tau_{2j}| < \gamma_0; \\ 0, \qquad\qquad \text{при } |\tau_{1j} - \tau_{2j}| \ge \gamma_0; \end{cases} \tag{29a}$$

$$B_0 = \mu_0 q_0^2 \int_0^\infty \frac{g_0^2(x)\,dx}{[1 + q_0 g_0(x)]^2} + \frac{z_0^2}{[1 + q_0 g_0(0)]^2}.$$

Аналогично [5, 6, 8, 9] при $l = j$ находим

$$K_{jl}(\tau_{1j}, \tau_{2j}) =$$

$$= \begin{cases} B_S \left(1 - \dfrac{|\tau_{1j} - \tau_{2j}|}{\gamma_0} - Q \min\left(\dfrac{|\tau_{1j} - \tau_{0j}|}{\gamma_0}, \dfrac{|\tau_{2j} - \tau_{0j}|}{\gamma_0}\right)\right), \\ \qquad \text{при } |\tau_{1j} - \tau_{2j}| < \gamma_0,\ \max(|\tau_{1j} - \tau_{0j}|, |\tau_{2j} - \tau_{0j}|) < \gamma_0, \\ \qquad\qquad (\tau_{1j} - \tau_{0j})(\tau_{2j} - \tau_{0j}) \ge 0; \\ B_S \left(1 - \dfrac{|\tau_{1j} - \tau_{2j}|}{\gamma_0}\right), \\ \qquad \text{при } |\tau_{1j} - \tau_{2j}| < \gamma_0,\ \max(|\tau_{1j} - \tau_{0j}|, |\tau_{2j} - \tau_{0j}|) < \gamma_0, \\ \qquad\qquad (\tau_{1j} - \tau_{0j})(\tau_{2j} - \tau_{0j}) < 0; \\ B_0 \left(1 - \dfrac{|\tau_{1j} - \tau_{2j}|}{\gamma_0}\right), \text{ при } |\tau_{1j} - \tau_{2j}| < \gamma_0,\ \max(|\tau_{1j} - \tau_{0j}|, |\tau_{2j} - \tau_{0j}|) \ge \gamma_0; \\ 0, \qquad \text{при } |\tau_{1j} - \tau_{2j}| \ge \gamma_0; \end{cases} \tag{29b}$$

$$B_S = \mu_0 q_0^2 + z_0^2 [1 + q_0 g_0(0)],\ Q = \frac{1}{B_S}\left\{\mu_0 q_0^3 \int_0^\infty \frac{g_0^3(x)\,[2 + q_0 g_0(x)]\,dx}{[1 + q_0 g_0(x)]^2} + z_0^2 \frac{[1 + q_0 g_0(0)]^3 - 1}{[1 + q_0 g_0(0)]^2}\right\}.$$

Согласно (28), (29), отношение сигнал-шум (ОСШ) z^2 на выходе оптимального устройства оценки равно [3, 8, 9]

$$z^2 = \frac{[S_{11}(\tau_{01}) - A_0]^2}{K_{11}(\tau_{01}, \tau_{01})} = \frac{[S_{22}(\tau_{02}) - A_0]^2}{K_{22}(\tau_{02}, \tau_{02})} = \frac{A_S^2}{B_S} =$$

$$= \left\{ \mu_0 q_0^2 \int_0^\infty \frac{g_0^2(x)\, dx}{1 + q_0 g_0(x)} + \frac{z_0^2 [2 + q_0 g_0(0)]}{2\ [1 + q_0 g_0(0)]} \right\}^2 \Big/ \{ \mu_0 q_0^2 + z_0^2 [1 + q_0 g_0(0)] \}. \qquad (30)$$

Отметим также, что при выполнении условия (6) случайные процессы $M_1(\tau_1)$ и $M_2(\tau_2)$ (23) на неперекрывающихся интервалах $\tau_1 \in [\Lambda_{11}; \Lambda_{21}]$ и $\tau_2 \in [\Lambda_{12}; \Lambda_{22}]$ взаимно статистически независимы, так что выполняется условие

$$< N_{1l}(\tau_1)\ N_{2l}(\tau_2) > = 0\,, \text{ при } \tau_1 \in [\Lambda_{11}; \Lambda_{21}],\ \tau_2 \in [\Lambda_{12}; \Lambda_{22}]. \qquad (31)$$

Характеристики алгоритма оценки. Эффективность оптимального алгоритма оценки (27) будем характеризовать с помощью смещения и рассеяния оценки [3, 4]. Выражения (28), (29), (31), определяющие статистические характеристики функционалов $M_j(\tau_j)$ (23), позволяют воспользоваться методикой [3] и рассчитать такие характеристики для оптимального алгоритма оценки (27).

Следуя [3], будем считать, что ОСШ z^2 (30) достаточно велико, так что выполняется условие (19). Также считаем, что неизвестное временное положение τ_{0j} сигнала (2) при фиксированном $j = 1,2$ равномерно распределено в пределах соответствующего априорного интервала $[\Lambda_{1j}; \Lambda_{2j}]$, а протяженности $\Lambda = \Lambda_{21} - \Lambda_{11} = \Lambda_{22} - \Lambda_{21}$ этих интервалов значительно больше длительности сигнала γ_0, так что выполняется условие (20).

Тогда, воспользовавшись методикой [3], получаем, что оптимальная оценка λ_M (27) является безусловно несмещенной, т.е. ее безусловное смещение $b_M = 0$, а безусловное рассеяние V_M оценки λ_M (27) определяется как

$$V_M = P_{M0}\ V_{M0} + (1 - P_{M0})\ \Lambda^2 / 6\,. \qquad (32)$$

Здесь

$$V_{M0} = \frac{13\gamma_0^2}{8} \frac{(2-Q)^2}{z^4} = \frac{13\gamma_0^2}{8} \frac{\left\{ \mu_0 q_0^2 \int_0^\infty \frac{g_0^2(x)\, \{1 + [1 + q_0 g_0(x)]^2\}\, dx}{[1 + q_0 g_0(x)]^2} + z_0^2 \frac{[1 + q_0 g_0(0)]^3 + 1}{[1 + q_0 g_0(0)]^2} \right\}^2}{\left\{ \mu_0 q_0^2 \int_0^\infty \frac{g_0^2(x)\, dx}{1 + q_0 g_0(x)} + \frac{z_0^2 [2 + q_0 g_0(0)]}{2\ [1 + q_0 g_0(0)]} \right\}^4},$$

вероятность $P_{M0} = P_0(m)\,[1 + P_0(2m)]/2$, функция $P_0(m)$ определяется из (22), где ОСШ z^2 определяется из (30), а параметр κ^2 равен

$$\kappa^2 = \frac{B_S}{B_0} = \frac{\mu_0 q_0^2 + z_0^2 [1 + q_0 g_0(0)]}{\mu_0 q_0^2 \int_0^\infty \frac{g_0^2(x)\, dx}{[1 + q_0 g_0(x)]^2} + \frac{z_0^2}{[1 + q_0 g_0(0)]^2}}\,. \qquad (33)$$

Отметим, что в (32) величины V_{M0} и $V_A = \Lambda^2/6$ имеют смысл рассеяний надежной и аномальной оптимальных оценок, а P_{M0} и $(1–P_{M0})$ – соответственно вероятностей таких оценок при совместном различении-оценивании сигналов [3].

Согласно [3], выражение (32) является асимптотически точным, его точность возрастает с увеличением значения m (20) и ОСШ z^2 (30).

Исследуем нормированное рассеяние $\rho = V_M / V_A = 6\, V_M / \Lambda^2$ оценки λ_M (27).

На рис.2 сплошными линиями показаны зависимости нормированного рассеяния ρ оптимальной оценки (27) от отношения z_0 при различных значениях $q_0 > 0$. Кривая 1 на рис.2 соответствует $q_0 = 0.5$, кривая 2 – $q_0 = 1$, кривая 3 – $q_0 = 1.5$, а кривая 4 – $q_0 = 2$. На рис.3 сплошными линиями показаны зависимости нормированного рассеяния ρ оценки (27) от отношения q_0 при различных значениях z_0. Кривая 1 на рис.3 соответствует $z_0 = 5$, кривая 2 – $z_0 = 6$, кривая 3 – $z_0 = 7$, кривая 4 – $z_0 = 8$, а кривая 5 – $z_0 = 10$. При этом все кривые на рис.2,3 получены при условии $m = 20$, $\mu_0 = 50$ для случая полосовой модулирующей помехи, форма спектральной плотности которой аппроксимируется выражением $g_0(x) = 1$ при $|x| \le 1$, $g_0(x) = 0$ при $|x| > 1$.

Из рис.2, 3 следует, что рассеяние оптимальной оценки (27) уменьшается с ростом отношения z_0, т.е. с увеличением энергии E неискаженной компоненты сигнала (1). При этом с ростом отношения q_0, т.е. с увеличением интенсивности модулирующей помехи $\xi_0(t)$, рассеяние оптимальной оценки (27) также уменьшаться при не слишком малом отношении q_0. Иными словами, воздействие модулирующей помехи $\xi_0(t)$ может привести к уменьшению рассеяния оптимальной оценки (27). При этом, как видно из рис.2, 3, рассеяние квазиоптимальной оценки (12) всегда возрастает при появлении модулирующей помехи. Это объясняется тем, что оптимальный алгоритм оценки (27), в отличие от квазиоптимального алгоритма (12), использует не только энергию неискаженной компоненты (1) сигнала (2), но и энергию искаженной компоненты (8), т.е. энергию модулирующей помехи $\xi_0(t)$.

Отметим, что рассеяние оптимальной оценки (27) уменьшается с ростом отношения μ_0 (6), т.е. с увеличением ширины полосы частот Ω_0 модулирующей помехи $\xi_0(t)$. Это объясняется тем, что с ростом отношения μ_0 возрастает мощность искаженной компоненты (8), которая используется в процессе оптимального оценивания.

Из рис.2,3 также следует, что оптимальный алгоритм оценки (27) при наличии модулирующей помехи $\xi_0(t)$ (случай $q_0 > 0$) имеет большую точность (приводит к меньшему рассеянию оценки), чем квазиоптимальный алгоритм (12). При этом выигрыш в точности оптимального алгоритма (27) по сравнению с квазиоптимальным (12) возрастает с увеличением интенсивности модулирующей помехи (с ростом отношения q_0), а также с увеличением ширины спектра модулирующей помехи (с ростом отношения μ_0).

5. Заключение

Таким образом, в работе рассмотрены квазиоптимальный и оптимальный алгоритмы оценки задержки импульсных сигналов, искаженных модулирующей помехой и наблюдаемых на фоне аддитивного шума. Получены аналитические выражения для характеристик эффективности этих алгоритмов. Показано, что использование оптимального алгоритма обеспечивает бòльшую точность оценки задержки сигнала при наличии модулирующей помехи, чем применение квазиоптимального алгоритма. Вместе с тем ква-

зиоптимальный алгоритм оценки является более простым, чем оптимальный алгоритм, с точки зрения практической реализации, а также не требует априорной информации о характеристиках модулирующей помехи.

Полученные в работе выражения для безусловных рассеяний квазиоптимальной и оптимальной оценок позволяют сделать обоснованный выбор того или иного алгоритма оценки в зависимости от уровня модулирующих помех, а также от требований к точности оценки и к степени простоты ее практической реализации.

Литература

1. Захаров А. В., Маршаков В. К. Эффективность различения сигналов по времени прихода при наличии модулирующей помехи // Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции (17-19 апреля 2018 г.). Том 1. Воронеж, 2018. – С. 354–367.
2. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
3. Трифонов А. П., Шинаков Ю. С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.
4. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
5. Трифонов А. П., Нечаев Е. П., Парфенов В. И. Обнаружение стохастических сигналов с неизвестными параметрами. Воронеж. ВГУ, 1991. – 246 с.
6. Трифонов А. П., Захаров А. В. Прием сигнала с неизвестной задержкой при наличии модулирующей помехи // Известия вузов. Радиоэлектроника, 1986, Т. 29, № 4. – С. 36–41.
7. Прибытков, Ю. Н., Маршаков В.К. Пропускная способность асинхронной системы связи // Вестник Воронежского государственного университета. Серия Физика. Математика, 2011, № 2. – С. 37–44.
8. Захаров А.В. Оценка времени прихода флуктуирующего радиоимпульса с неизвестной интенсивностью // Вестник Воронежского государственного университета. Сер. Физика. Математика, 2013, № 1. – С. 25–41.
9. Захаров А.В., Зюльков А.В. Эффективность асимптотически оптимальной оценки времени прихода флуктуирующего радиоимпульса при наличии аномальных ошибок // Вестник Воронежского государственного университета. Сер. Физика. Математика, 2014, № 2. – С. 14–28.

References

1. Zakharov A. V., Marshakov V. K. Efficiency of discrimination of signals on arrival time at presence of modulating distortion // Radiolocation, Navigation, Communication. The collection of works of XXIV International scientific and technical conference (on April, 17-19, 2018). That 1. Voronezh, 2018. – Pp. 354-367.
2. Tikhonov, V. I. Statistical Radio Engineering. M.: Radio and communication, 1982. – 624 p.
3. Trifonov, A. P., Shinakov Yu. S. Joint differentiation of signals and estimation of their parameters against background noise. M.: Radio and communication, 1986. – 264 p.
4. Tikhonov, V. I. Optimal signal reception. M.: Radio and communication, 1983. – 320 p.
5. Trifonov, A. P., Nechaev, E. P., Parfenov V. I. Detection of stochastic signals with unknown parameters. Voronezh. VSU, 1991. – 246 p.
6. Trifonov, A. P., Zakharov A. V. Reception of signals with unknown delay in multiplicative noise // Radioelectronics and Communication Systems, 1986, Vol. 29, No. 4. – Pp.36-41.
7. Pribytkov Y. N., Marshakov V. K. Throughput of an asynchronous communication system // Proceedings of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics, 2011, No. 2 – Pp. 37–44.
8. Zakharov A. V. Estimation of time delay of fluctuated radiopulse with unknown intensity // Proceedings of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics, 2013, No. 1. – Pp. 25–41.
9. Zakharov A. V., Zyulkov A. V. Efficiency of asymptotically optimal estimation of time delay of fluctuated radio impulse at presence of abnormal errors // Proceedings of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics, 2014, No. 2. – Pp. 14–28.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ НАВИГАЦИОННОГО СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ АДДИТИВНОГО БЕЛОГО ГАУССОВСКОГО ШУМА

В. И. Костылев[1], Ю. С. Левицкая[1]

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе рассматривается энергетическое обнаружение навигационного сигнала на фоне аддитивного белого гауссовского шума. Исследуется зависимость вероятности ложной тревоги от порога обнаружения, представлены результаты аналитического расчета и результаты моделирования в среде Matlab. Наряду с этим, исследуется зависимость порога как от заданного уровня вероятности ложной тревоги, так и от размерности выборочного пространства, представлен написанный в среде Matlab текст функции, позволяющий получить указанные зависимости. В работе также содержится указание на ошибку в программе, реализованной в среде Matlab, размещенной на официальном сайте Mathworks и предназначенной для расчета зависимости вероятности правильного энергетического обнаружения QPSK-сигнала от отношения сигнал-шум. Ошибка, допущенная при расчете порога при заданном уровне вероятности ложной тревоги была устранена нами в работе и представлена исправленная зависимость вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал-шум.

Ключевые слова: энергетический обнаружитель; вероятность ложной тревоги; вероятность правильного обнаружения; отношение сигнал-шум.

EFFICIENCY OF THE ENERGY DETECTOR OF THE NAVIGATION SIGNAL IN THE PRESENCE OF ADDITIVE WHITE GAUSSIAN NOISE

V. I. Kostylev[1], Yu. S. Levitskaya[1]

[1]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The paper considers the energy detection of the navigation signal against the background of the additive white Gaussian noise. The dependence of the false alarm probability on the detection threshold is investigated, the results of the analytical calculation and the simulation results in the Matlab environment are presented. Also, the dependence of the threshold is investigated both on a given level of false alarm probability and on the dimension of the sample space, the text of the function written in Matlab is presented, which allows to obtain the indicated dependencies. The work also contains an indication of an error in a program implemented in the Matlab environment posted on the Mathworks official website for calculating the dependence of the probability of a energy detection of a QPSK signal on the signal-to-noise ratio. The error made in calculating the threshold at a given level of false alarm probability was eliminated by us and the corrected dependence between the probability of correct detection and the signal-to-noise ratio was presented.

Keywords: energy detector; false alarm probability; detection probability; signal-to-noise ratio.

1. Введение

Энергетический обнаружитель был рассмотрен в классической статье Урковица [1] для детерминированных сигналов, передаваемых в канале с ограниченным по полосе гауссовским шумом. В статье [1] были получены выражения для вероятности

правильного обнаружения и ложной тревоги; при этом теорема отсчётов была использована для аппроксимации энергии принятого сигнала, а распределение хи-квадрат – для описания суммы квадратов гауссовских случайных величин. Кроме того, была получена рабочая характеристика приемника, которая представляет собой зависимость вероятности правильного обнаружения от вероятности ложной тревоги при различных значениях параметров системы.

Проблема энергетического обнаружения была пересмотрена в [2] для сигналов в различных каналах с замираниями: для канала с замираниями, описываемыми распределением Рэлея, была получена вероятность правильного обнаружения в замкнутом виде, а для каналов с распределениями Накагами и Райса выражения для вероятности правильного обнаружения содержат численное интегрирование и бесконечную сумму, соответственно. Таким образом, в работах [1, 2] заложены основы современной статистической теории энергетического обнаружения[1], которая затем развивалась в других работах.

2. Пространство наблюдений

Совокупность всех реализаций $r(t)$ случайного процесса $R(t)$ образует пространство наблюдений.

В современных информационных системах непрерывная реализация $r(t)$ подвергается временной дискретизации, поэтому результат наблюдения есть конечномерный вектор $\mathbf{r}$ с компонентами $r_i=r(t_0+i\Delta t)$, где t_0 – детерминированная константа, определяемая выбором начала отсчёта времени, а Δt – интервал дискретизации времени. Пусть $\mathbf{r}\in\mathbf{R}^n$, где $\mathbf{R}^n$ – некоторое подмножество n-мерного евклидова пространства. Вектор $\mathbf{r}$ называют выборкой, параметр n – размером выборки, компоненты $\{r_i\}$ вектора $\mathbf{r}$ – выборочными значениями или элементами выборки, а подмножество $\mathbf{R}^n$ – выборочным пространством. Если выборочные значения представляют собой совокупность независимых случайных величин, то выборку $\mathbf{r}$ называют независимой (или случайной [3]). Если все элементы независимой выборки подчиняются одному и тому же распределению, то выборка называется однородной.

При дискретной форме регистрации наблюдений вероятностная мера на пространстве наблюдений представляет совместное конечномерное распределение выборочных значений случайного процесса [3]. Плотность этого распределения называют функцией правдоподобия. При этом выборочное пространство совпадает с n-мерным евклидовым пространством.

В случае широко распространённого гауссовского закона функция правдоподобия может иметь, например, такой вид:

$$f_n\left(\mathbf{r}\middle|H_\zeta\right)=\left(2\pi\sigma_\zeta^2\right)^{-\frac{n}{2}}\exp\left(-\frac{1}{2\sigma_\zeta^2}\sum_{m=1}^{n}r_m^2\right), \qquad (1)$$

[1] Известно 488 публикаций в дальнем зарубежье, в которых цитировалась работа [2]; работа же [1] цитировалась более полутора тысяч раз.

где H_ζ – гипотеза о том, что все выборочные значения имеют нулевые математические ожидания и одинаковые дисперсии σ_ζ^2.

Для однородной выборки из случайного процесса, описываемого распределением Вейбулла, функция правдоподобия может быть записана так:

$$f\left(\mathbf{r}\middle|H_\zeta\right)=\left(\frac{b_\zeta}{a_\zeta^{b_\zeta}}\right)^n\left(\prod_{l=1}^{n}\Omega\left(r_l\right)r_l\right)^{b_\zeta-1}\exp\left(-\frac{1}{a_\zeta^{b_\zeta}}\sum_{m=1}^{n}r_m^{b_\zeta}\right). \qquad (2)$$

Здесь H_ζ – гипотеза о том, что масштабный параметр распределения Вейбулла есть a_ζ, а параметр формы – b_ζ. В формуле (2) используется функция единичного скачка:

$$\Omega\left(x\right)=\begin{cases}1, & x\geq 0,\\ 0, & x<0.\end{cases} \qquad (3)$$

Для некоторых других распределений аналитические выражения для функций правдоподобия можно найти в [4].

Задача обнаружения сигнала в шуме решается путём отображения выборочного пространства $\mathbf{R}^n$ на пространство решений $\mathbf{\Gamma}$, состоящее из двух элементов, γ_0 и γ_1, причём γ_0 есть решение об отсутствии сигнала, а γ_1 – решение о наличии сигнала.

Задача различения векторов (или выборок) также состоит в отображении выборочного пространства на пространство решений. Если различаемых векторов только два, то и гипотез $\{H_\zeta\}$ о них только две, а именно, H_0 и H_1. Пространство решений $\mathbf{\Gamma}$ в этом случае снова состоит только из двух элементов, γ_0 и γ_1, причём γ_0 есть решение в пользу гипотезы H_0, а γ_1 – решение в пользу гипотезы H_1.

С целью обнаружения сигнала или различения векторов выборочное пространство разбивается на два подпространства $\mathbf{R}_0$ и $\mathbf{R}_1$. Границу, разделяющую эти подпространства, будем называть решающей поверхностью[2]. Если $\mathbf{r}\in\mathbf{R}_0$, то принимается решение γ_0, а в случае $\mathbf{r}\in\mathbf{R}_1$ – решение γ_1. Каждое из двух решений может быть как верным, так и ошибочным. Количественно ошибочные решения характеризуются вероятностями

$$\alpha=\Pr\left\{\gamma_1\middle|H_0\right\},\ \beta=\Pr\left\{\gamma_0\middle|H_1\right\}. \qquad (4)$$

При этом α называется вероятностью ошибки первого рода, а β – вероятностью ошибки второго рода. В теории обнаружения вероятность ошибки первого рода называют также вероятностью ложной тревоги, а вероятность ошибки второго рода – вероятностью пропуска цели.

Форму и положение решающей поверхности определяет критерий принятия решения. В настоящее время наибольшее распространение имеют критерий Неймана-Пирсона и критерий Байеса. При этом критерий максимального правдоподобия и

[2] В частном случае $n = 2$ решающая поверхность вырождается в решающую линию на плоскости.

критерий максимального апостериорного риска можно трактовать как частные случае критерия Байеса [3].

3. Энергетический обнаружитель

Пусть решающая поверхность есть сфера[3] радиуса $\Re$, имеющая центр в начале координат. Таким образом, подпространство $\mathbf{R}_0$ представляет собой шар[4] радиуса $\Re$ с центром в начале координат и решение γ_0 выносится в том случае, когда вектор наблюдения не выходит за пределы шара, т.е. в случае выполнения неравенства

$$\sum_{m=1}^{n} r_m^2 < \Re^2 \tag{5}$$

Обнаружитель, реализующий описанное правило проверки гипотез, называют энергетическим обнаружителем. Таким образом, при энергетическом обнаружении с порогом, представляющим собой квадрат радиуса сферы, сравнивается квадрат нормы вектора наблюдения.

При этом формулы (4) для вероятностей ошибочных решений преобразуются в

$$\alpha = \Pr\left\{\sum_{m=1}^{n} r_m^2 \geq \Re^2 \middle| H_0\right\}, \quad \beta = \Pr\left\{\sum_{m=1}^{n} r_m^2 < \Re^2 \middle| H_1\right\}. \tag{6}$$

В случае использования критерия Неймана-Пирсона радиус $\Re$ выбирается так, чтобы обеспечить нужную вероятность ошибки первого рода α. При использовании критерия Байеса радиус $\Re$ выбирается иначе, по более громоздкой методике.

4. Вероятность ложной тревоги

Вероятность ложной тревоги – другое название ошибки первого рода α. В общем случае она определяется первой из формул (4). В случае энергетического обнаружителя вероятность ложной тревоги описывается первой из формул (6). Формула (6) может быть конкретизирована посредством выбора модели шума. Наиболее распространённая модель шума – белый гауссовский шум.

Согласно модели белого гауссовского шума в случае реализации гипотезы H_0 все элементы $\{r_i\}$ обрабатываемой выборки независимы, имеют нулавые средние значения, подчиняются нормальному (гауссовскому) закону распределения вероятностей и имеют одинаковые диспресии. Обозначим последние $\sigma_ш^2$.

При этом сумма в левой части (5) имеет гамма-распределение и вероятность ложной тревоги может быть выражена аналитически через ро-функцию [5]

$$\mathrm{P}(x, y) = \frac{1}{\Gamma(x)} \int_0^y z^{x-1} \exp(-z) dz\,, \tag{7}$$

а именно

---

[3] При $n = 2$ сфера вырождается в окружность.

[4] при $n = 2$ – круг

$$\alpha = 1 - \mathrm{P}\left(\frac{n}{2}, \frac{\Re^2}{2\sigma_ш^2}\right). \tag{8}$$

Здесь

$$\Gamma(x) = \int_0^\infty z^{x-1} \exp(-z)\, dz \; - \tag{9}$$

гамма-функция [5], $\sigma_ш^2$ – дисперсия одного отсчёта шума.

Из (7) очевидно, что ро-функция представляет собой не что иное, как нормированную неполную гамма-функцию. В программной среде MATLAB ро-функция запрограммирована в файле gammainc.m.

При целом значении первого аргумента ро-функция допускает разложение в конечную сумму [5]. Поэтому в случае, когда размер выборки есть чётное число, имеет место альтернативная (8) формула, а именно,

$$\alpha = \exp\left(-\frac{\Re^2}{2\sigma_ш^2}\right) \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} \frac{\Re^{2m}}{m!\left(2\sigma_ш^2\right)^m}. \tag{10}$$

Согласно формулам (8) и (10) вероятность ложной тревоги и α зависит от трёх параметров, а именно, n, $\sigma_ш^2$ и $\Re$. Однако количество параметров можно уменьшить до двух, если ввести следующее обозначение:

$$h = \frac{\Re^2}{2\sigma_ш^2}. \tag{11}$$

Будем называть параметр h – «нормированный порог обнаружения».

С учётом введённого обозначения формулу (8) можно переписать в виде

$$\alpha = 1 - \mathrm{P}\left(\frac{n}{2}, h\right). \tag{12}$$

Аналогичным образом преобразуется и формула (10):

$$\alpha = \exp(-h) \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} \frac{h^m}{m!}. \tag{13}$$

Из (12) и (13) следует, что вероятность ложной тревоги зависит только от двух параметров – размерности выборочного пространства n и нормированного порога обнаружения h.

На рисунке 1 приведен текст программы-функции, предназначенной для расчёта вероятности ошибки первого рода по формуле (12).

```
function alpha =alphaVIK(h, n)
% Входные параметры:
% h - нормированный пороговый уровень
% n - размерность выборочного пространства
%
% Выходной параметр
% alpha - вероятность ложной тревоги
alpha=1-gammainc(h, 0.5*n);
end
```

Рис. 1. Текст программы.

На рисунке 2 показаны графики зависимости вероятности ложной тревоги от величины нормированного порогового уровня h для различных значений размерности выборочного пространства n. Сплошная линия соответствует случаю n=4, пунктирная – n=16, штрих-пунктирная – n=64 и точечная – n=128. Как следует из хода кривых на рисунке 2 вероятность ложной тревоги убывает с увеличением порогового уровня и с уменьшением размерности выборочного пространства. Такая зависимость вероятности ложной тревоги от параметров не противоречит здравому смыслу.

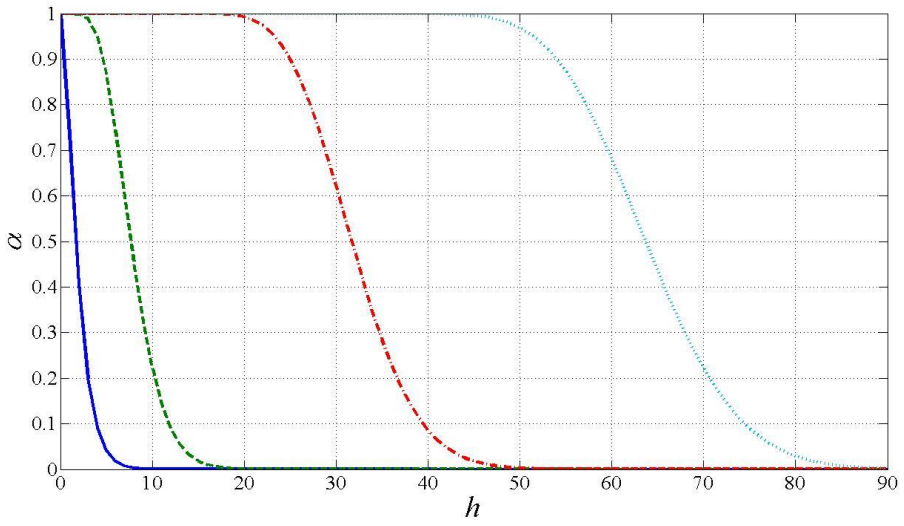


Рис. 2. Зависимость вероятности ложной тревоги от порога обнаружения.

Вероятность ложной тревоги может быть также рассчитана методом статистического моделирования. На рисунке 3 приведён текст программы-функции, предназначенной для расчёта вероятности ложной тревоги энергетического обнаружителя для случая белого гауссовского шума методом статистического

моделирования. Здесь используется функция randn, предназначенная для генерации стандартных[5] гауссовских случайных величин.

```
function alpha=alphaSmVIK(h, n, N)
% Входные параметры:
% h - нормированный пороговый уровень
% n - размерность выборочного пространства
% N - количество генерируемых случайных величин
%
% Выходной параметр
% alpha - вероятность ложной тревоги
alpha=sum(sum(randn(n, N).^2)>2*h)/N;
end
```

Рис. 3. Текст программы

Графики, рассчитанные с помощью этой программы, полностью совпали с графиками, показанными на рисунке 2.

В соответствии с (11) изменится и формула (5), описывающая алгоритм обнаружения. С учётом (11) она примет вид:

$$\frac{1}{2\sigma_{ш}^2}\sum_{m=1}^{n} r_m^2 < h\,. \qquad (14)$$

Строго говоря, правило обнаружения (14) требует знания дополнительной (по сравнению с правилом (5)) информации о дисперсии шума и это выглядит как необоснованное усложнение алгоритма обнаружения. Однако критерий Неймана-Пирсона требует, чтобы вероятность ложной тревоги была стабильна и равнялась наперёд заданной величине. Без знания дисперсии шума удовлетворить такому требованию невозможно, поэтому правило (14), явно учитывающее дисперсию шума, не является более сложным, чем правило (5), явно эту дисперсию не учитывающее, поскольку (5) учитывает эту дисперсию неявно.

Из (12) следует, что нормированный порог обнаружения должен быть таким:

$$h = \mathrm{P}_{inv}(n/2, 1-\alpha)\,. \qquad (15)$$

Здесь P_{inv} – функция, обратная ро-функции (7), а α – наперёд заданная (в соответствии с критерием Неймана-Пирсона) вероятность ложной тревоги. В программной среде MATLAB функция P_{inv} запрограммирована в файле gammaincinv.m.

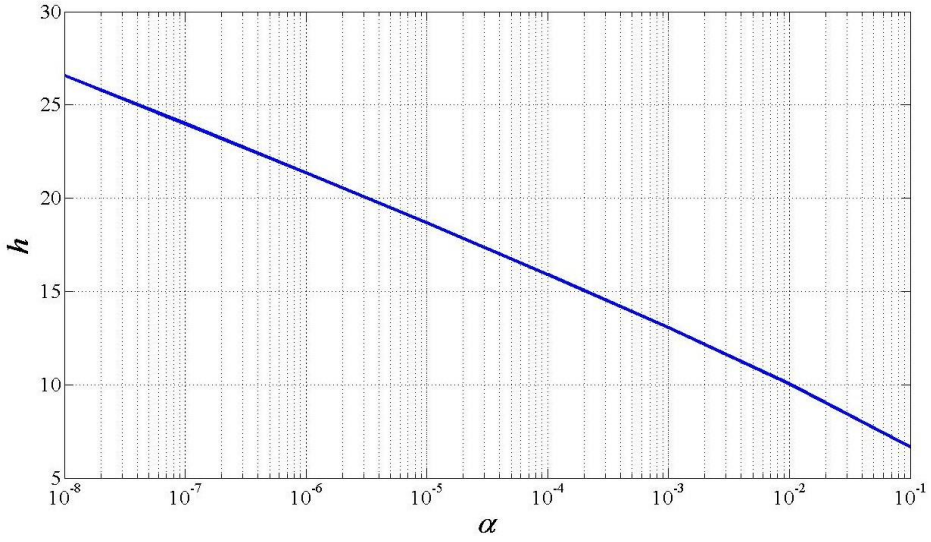
На рисунке 4 приведён текст программы-функции, предназначенной для вычисления требуемого значения порога h, обеспечивающего при заданном n требуемую вероятность ложной тревоги α.

[5] Стандартной гауссовской случайной величиной называется случайная величина, имеющая нормальный (гауссовский) закон распределения вероятностей, нулевое среднее значение и единичную дисперсию.

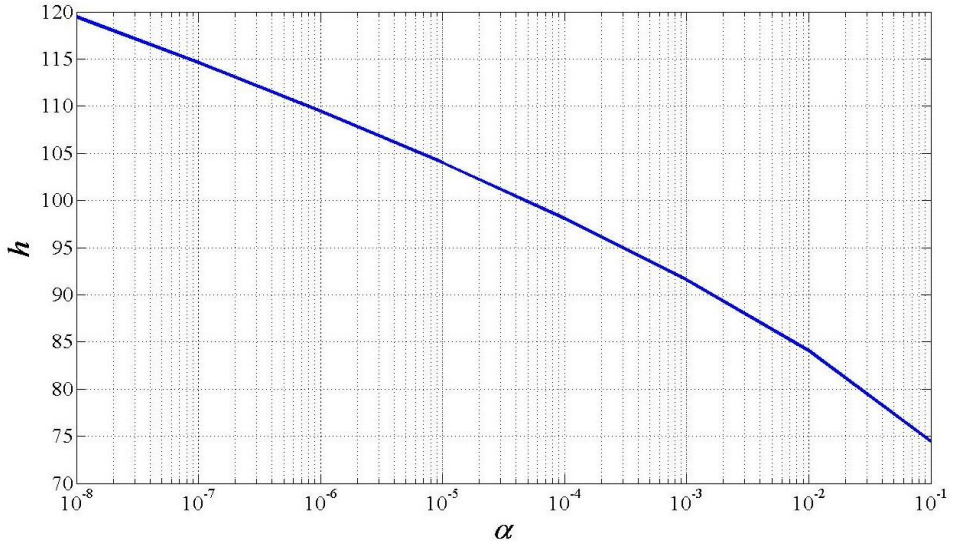
```
function h =hVIK(n, alpha)
% Входные параметры:
% n - размерность выборочного пространства
% alpha - вероятность ложной тревоги
%
% Выходной параметр
% h - порог обнаружения
h=gammaincinv(1-alpha, 0.5*n);
end
```

Рис. 4. Текст программы.

На рисунке 5 показаны графики зависимости требуемого нормированного порогового уровня, обеспечивающего заданную вероятность ложной тревоги, от величины вероятности ложной тревоги. Рисунок 5а соответствует случаю n=8, а рисунок 5б – n=128.



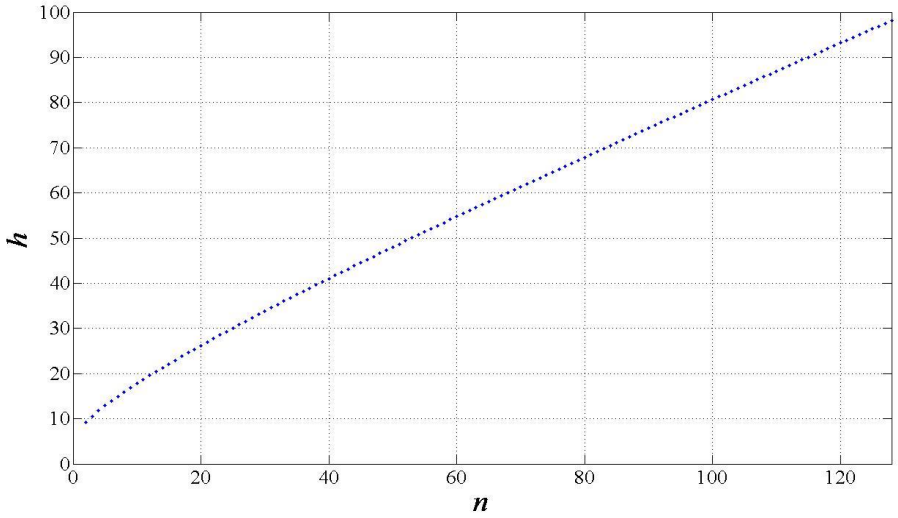
а) n=8;



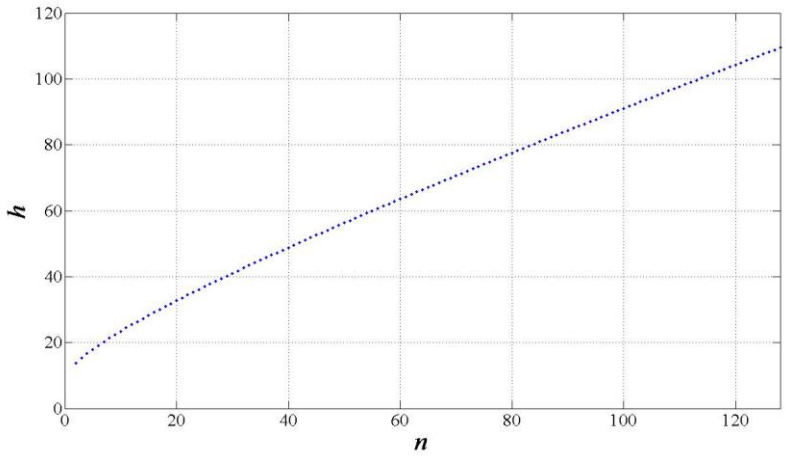
б) n=128;

Рис. 5. Зависимость порога обнаружения от вероятности ложной тревоги.

На рисунке 6 показаны графики зависимости требуемого нормированного порогового уровня, обеспечивающего заданную вероятность ложной тревоги, от размерности выборочного пространства для различных вероятностей ложной тревоги. Рис. 6а соответствует случаю $\alpha = 10^{-4}$, а рис. 6б – $\alpha = 10^{-6}$.



а) $\alpha = 10^{-4}$;



б) $\alpha = 10^{-6}$;

Рис. 6. Зависимость порога обнаружения от размерности выборочного пространства.

Как следует из хода кривых на рисунке 5 и 6, значение порогового уровня h убывает с увеличением вероятности ложной тревоги и с уменьшением размерности выборочного пространства. Такое поведение графиков не противоречит здравому смыслу.

В 2018 году на официальном сайте фирмы MathWorks (производителя MatLab) появился [6] демонстрационный пример «Probabilty of Detection in Energy Detection in Cognitive Radio». Этот пример иллюстрирует энергетическое обнаружение в когнитивном радио и предназначен для расчета и построения графика зависимости вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал-шум. График данной зависимости приведен на рисунке 7. В данном примере расчеты производились для случая QPSK сигнала и белого гауссовского шума.

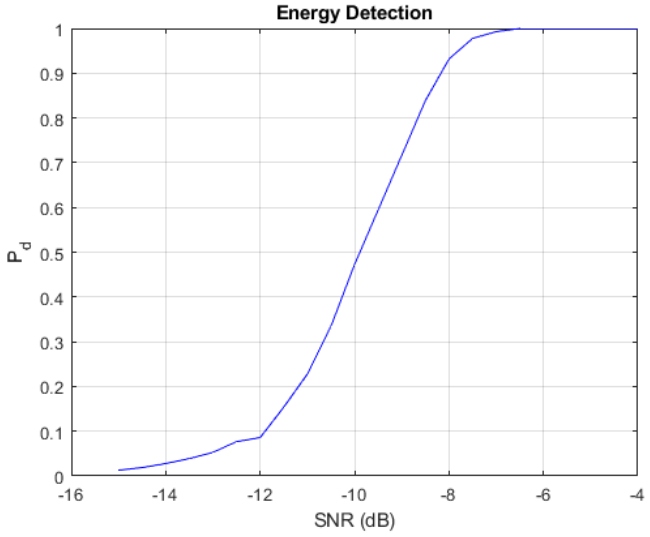


Рис. 7. Зависимость вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал-шум, приведенная в демонстративном примере на сайте MathWorks [6].

Особенность приведенной в [6] программы состоит в том, что вероятность правильного обнаружения рассчитывается с помощью метода статистического моделирования, а для вычисления значения порогового уровня через вероятность ложной тревоги используется аналитическая формула. При этом, в отличие от точной формулы (15), используется приближенная формула, полученная, как нам представляется, с помощью центральной предельной теоремы и вытекающей из нее гауссовской аппроксимации решающей статистики энергетического обнаружителя.

В дополнение к тому, что в [6] используется не точная, а приближенная формула, в этой формуле еще и допущена ошибка, поэтому график, приведенный на рисунке 7 и заимствованный из [6] является ошибочным.

Нам удалось исправить, допущенную в [6] ошибку. Правильный график приведен на рисунке 8.

Обе кривые, кривые, показанные на рисунке 7 и 8, построены для случая $\alpha = 10^{-2}$ и размерностью выборочного пространства равного 1000.

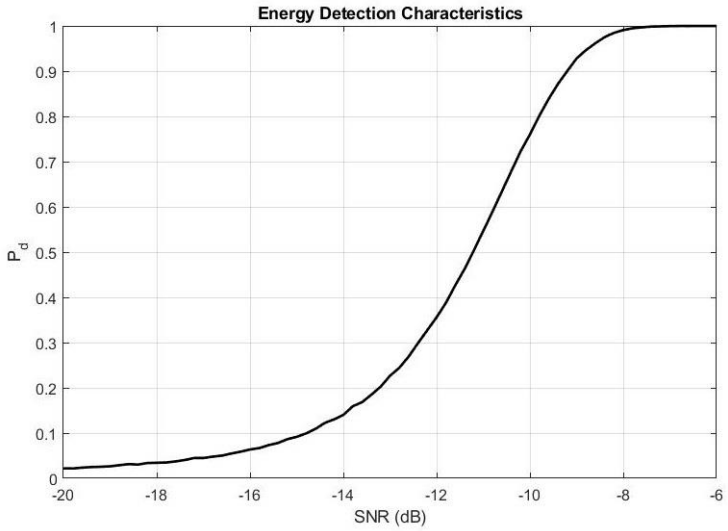


Рис. 8. Зависимость вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал-шум.

Кривые, приведенные на рисунке 7 и 8 обладают определенным сходством, но они не идентичны, кроме того, график на рисунке 7 начинается с -16 дБ, а на рис. 8 с -20 дБ, т.е. кривая на рисунке 8 расположена левее, чем кривая, расположенная на рисунке 7. Это означает, что для достижения заданной вероятности правильного энергетического обнаружения, при фиксированном значении вероятности ложной тревоги и фиксированнй размерности выборочного пространства требуется иное значение отношения сигнал-шум, чем можно предположить, анализируя ход кривой, приведенной на официальном сайте MathWorks.

5. Заключение

В данной работе рассмотрен энергетический обнаружитель сигналов. Представлены аналитические выражения и графические зависимости порога обнаружения от таких параметров как заданный уровень вероятности ложной тревоги и

размерность выборочного пространства. Указанные зависимости получены в среде Matlab с помощью функций, описанных в статье. Важно отметить, что существенным результатом данной работы является исправление ошибки, обнаруженной в программе размещенной на официальном сайте Mathworks, которая предназначена для расчета зависимости вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал-шум при обнаружении QPSK-сигнала с помощью энергетического обнаружителя. Ошибка была допущена при расчете порога по заданному уровню вероятности ложной тревоги. Она была устранена и представлена исправленная зависимость вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал-шум, а также проанализировано поведение этой вероятности от указанного параметра и причины расхождения результатов с теми, что были представлены на сайте Mathworks.

Литература

1. Urkowitz, H. Energy detection of unknown deterministic signals // Proc. IEEE, vol.55, pp. 523-531, Apr.1967.
2. Kostylev V.I. Energy Detection of a Signal with Random Amplitude // Proc. IEEE Int. Conf. Communications (ICC'02), 2002. – P. 1606 –1611.
3. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. – 656с.
4. Kostylev V.I., Characteristics of p-Norm Signal Detection in Gaussian Mixture Noise / V.I. Kostylev, I.P. Gres // IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, V.67, №4. – P. 2973 - 2981.
5. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами / под ред. М. Абрамовица и И. Стиган. М.: Наука, 1978. – 832 с.
6. Probabilty of Detection in Energy Detection in Cognitive Radio URL: https://se.mathworks.com/examples/matlab/community/35811-probabilty-of-detection-in-energy-detection-in-cognitive-radio, 12.12.2018.

References

1. Urkowitz, H. Energy detection of unknown deterministic signals // Proc. IEEE, vol.55, pp. 523-531, Apr.1967.
2. Kostylev, V.I. Energy Detection of a Signal with Random Amplitude // Proc. IEEE Int. Conf. Communications (ICC'02), 2002. – pp. 1606 –1611.
3. Levin, B.R. Theoretical foundations of statistical radio engineering. M.: Radio and Communications, 1989. – 656 p.
4. Kostylev, V.I. Characteristics of p-Norm Signal Detection in Gaussian Mixture Noise / V.I. Kostylev, I.P. Gres // IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, V.67, №4. – pp. 2973 - 2981.
5. Handbook of mathematical functions with formulas, graphs, and mathematical tables / M. Abramowitz, I.Stegun, M.: Nauka, 1978. – 832 p.
6. Probabilty of Detection in Energy Detection in Cognitive Radio URL: https://se.mathworks.com/examples/matlab/community/35811-probabilty-of-detection-in-energy-detection-in-cognitive-radio, 12.12.2018.

АЛГОРИТМ РАСПОЗНАВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ГРАДИЕНТНОГО СОВМЕЩЕНИЯ ОБЪЕКТА С ЭТАЛОНОМ

Е.А. Самойлин[1], С.А. Карпов[1], Д.Ю. Дронов[1], К.Е. Скугоров[1]

[1] ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия

Аннотация. Предложен алгоритм детерминированного распознавания изображений, в который с целью обеспечения инвариантности объектов к сдвигу, повороту и масштабу, введена процедура градиентного совмещения эталонного и распознаваемого объектов.

Ключевые слова: распознавание изображений, градиентное совмещение объектов, реперные точки, подстройка координат.

ALGORITHM FOR IMAGING THE IMAGES BASED ON GRADIENT OBLITATION OF AN OBJECT WITH STANDARD

E.A. Samoylin[1], S. A. Karpov[1], D. Y. Dronov [1], K. E. Skugorov [1]

[1]MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. An algorithm for deterministic image recognition has been proposed, in which, in order to ensure the invariance of objects to shift, rotate and scale, a procedure for gradient matching of the reference and recognizable objects has been introduced.

Keywords: image recognition, gradient alignment of objects, fixed points, coordinate adjustment.

1. Введение

В настоящее время одной из наиболее сложных и актуальных задач при анализе изображений является распознавание объектов. Одним из путей решения данной задачи является детерминированный подход, предполагающий сравнение признаков распознаваемого объекта с соответствующими признаками эталона. Известно, что корреляционные методы [1] дают удовлетворительные результаты, но при этом требуют генерации большого количества виртуальных изображений для получения инвариантности распознаваемого объекта к сдвигу, повороту и масштабу на изображении. Такие преобразования существенно увеличивают вычислительные затраты системы анализа изображений. Поэтому для увеличения быстродействия системы представляется актуальным создание такого алгоритма, который бы перед сличением объекта с эталоном осуществлял их пространственное совмещение, реализуя автосмещение, автоповорот и автомасштабирование.

2. Геометрия задачи совмещения эталона с объектом

Основные шаги предлагаемого алгоритма распознавания объектов предполагают выполнение следующих вычислительных процедур:

- выделение контуров объектов;

- выбор реперных (ключевых, информативных, узловых и т.д.) точек объекта и эталона, а также нахождение соответствия между ними;

- совмещение реперных точек объекта и эталона (т.е. автосмещение, автоповорот и автомасштабирование контура объекта либо эталона);

- вычисление меры близости объекта и эталона, принятие решения о принадлежности объекта к некоторому классу образов.

Выделение контуров и выбор реперных точек объекта и эталона частично решены в работах [4-6]. Рассмотрим предлагаемую процедуру совмещения реперных точек эталона и объекта.

Анализ известных методов совмещения изображений [1-3] показывает, что одним из перспективных направлений является использование методов оптимизации, в частности градиентных методов [2], основанных на введении какой-либо функции ошибки и движении одного из объектов в направлении, минимизирующем эту функцию.

Предположим, что имеется два объекта: эталонный $A_0B_0C_0$, и распознаваемый ABC (рис. 1). Для упрощения изложения положим, что эти объекты имеют форму треугольника (в виде контура), а также определены их реперные точки.

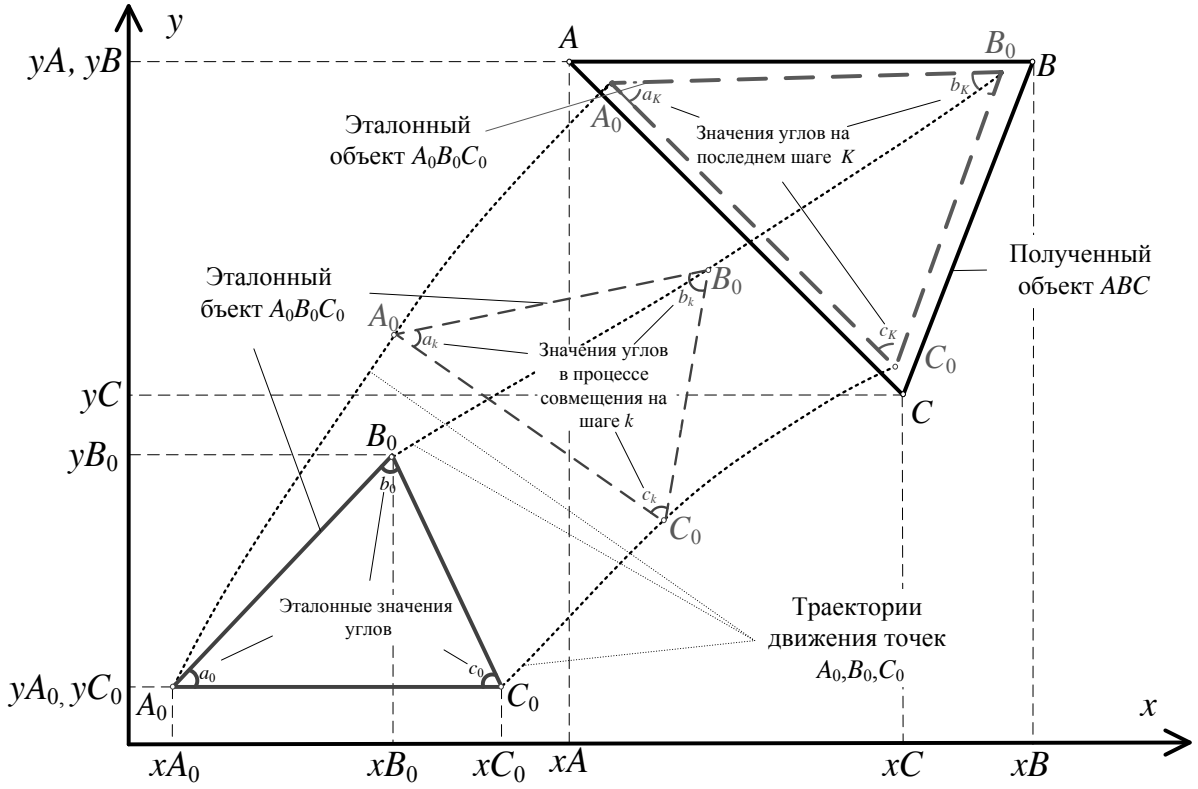


Рис. 1. Геометрия задачи совмещения эталона с объектом

Требуется совместить реперные точки эталонного объекта $A_0B_0C_0$ с соответствующими реперными точками полученного объекта ABC, обеспечив минимум функции F_1 невязки их координат:

$$F_1 = (xA - xA_0)^2 + (yA - yA_0)^2 + (xB - xB_0)^2 + \left(yB - yB_0\right)^2 + \ldots$$
$$\ldots + (xC - xC_0)^2 + (yC - yC_0)^2, \quad F_1 \to \min, \tag{1}$$

при сохранении формы (углов a_0, b_0, c_0) объекта $A_0B_0C_0$ (рис. 1):

$$F_2 = (a_0 - a_K)^2 + (b_0 - b_K)^2 + (c_0 - c_K)^2, \;\; F_2 \to \min, \qquad (2)$$

где K – число шагов.

3. Процедура градиентного совмещения эталона с объектом

Решение сформулированной задачи совмещения объектов (1)-(2) в классическом [7] для численной оптимизации виде может быть основано на введении общей функции ошибки $F=(F_1)^2+(F_2)^2$. Однако такой подход может привести к плохой обусловленности задачи оптимизации и сложностям дифференцирования функции F. Кроме того, поскольку функции (1) и (2) разнородны (F_1 минимизирует невязку координат, F_2 – углов), их объединение может привести к такой величине шага, при котором недорегулированным окажется процесс подстройки координат, минимизирующих F_1 (1), и перерегулированным процесс подстроки координат, минимизирующих F_2 (2), либо наоборот.

Разработанная процедура предполагает раздельную для функции F_1 и F_2 подстройку, где на нечетных шагах осуществляется движение (подстройка координат) точек A_0, B_0, C_0 в направлении антиградиента функции ошибки F_1, а на четных – в направлении, минимизирующем F_2.

а. Нечетные шаги процедуры

Рассматриваемая задача (1) предполагает адаптивную подстройку координат xA_0, yA_0, xB_0, yB_0, xC_0, yC_0, в направлении антиградиента ошибки в соответствии с выражением:

$$\begin{cases} x_{k+1} = x_k + \mu_1\left(-\left[\dfrac{\partial F_1}{\partial x}\right]\right); \\ y_{k+1} = y_k + \mu_1\left(-\left[\dfrac{\partial F_1}{\partial y}\right]\right), \end{cases} \qquad (3)$$

где k – номер шага или итерации, k=0…K, где K – число шагов; $x_k(y_k)$ – текущее (на шаге k) значение координаты x (y) для любой из реперных точек; x_{k+1} (y_{k+1}) – новое значение координаты x (y) на шаге k+1; μ_1 – параметр, определяющий скорость и устойчивость сходимости градиентного поиска для функции (1); $\dfrac{\partial F_1}{\partial x}$, $\dfrac{\partial F_1}{\partial y}$ – частные производные функции F_1 по координатам x и y соответственно.

Частные производные $\dfrac{\partial F_1}{\partial x}$, $\dfrac{\partial F_1}{\partial y}$ по координатам x, y для реперной точки A_0 примут вид:

$$\begin{cases} \dfrac{\partial F_1}{\partial xA_0} = \dfrac{\partial (xA - xA_0)^2 + (yA - yA_0)^2}{\partial xA_0} = 2(xA_0 - xA); \\ \dfrac{\partial F_1}{\partial yA_0} = \dfrac{\partial (xA - xA_0)^2 + (yA - yA_0)^2}{\partial yA_0} = 2(yA_0 - yA). \end{cases} \qquad (4)$$

Подставляя (4) в (3), получим выражение для первого, третьего, а также последующих нечетных шагов (вплоть до $K-1$) координат x, y реперной точки A_0:

$$\begin{cases} xA_{k+1} = xA_k + \mu_1\left(-2(xA_k - xA)\right) \\ yA_{k+1} = yA_k + \mu_1\left(-2(yA_k - yA)\right) \end{cases} \quad (5)$$

Аналогичным образом (3)-(5) на первом и последующих нечетных шагах осуществляется градиентное движение точек B_0 и C_0 в направлении точек B и C соответственно.

б. Четные шаги процедуры

На втором, четвертом, а также последующих четных шагах осуществляется градиентная коррекция координат точек A_0, B_0, C_0 в направлениях, позволяющих по возможности точнее сохранить углы a_0, b_0, c_0 эталонного объекта (рис. 1), т.е. минимизирующих выражение (2):

$$\begin{cases} x_{k+1} = x_k + \mu_2\left(-\left[\dfrac{\partial F_2}{\partial x}\right]\right); \\ y_{k+1} = y_k + \mu_2\left(-\left[\dfrac{\partial F_2}{\partial y}\right]\right), \end{cases} \quad (6)$$

где μ_2 – параметр, определяющий скорость и устойчивость сходимости градиентного поиска для функции (2).

Для нахождения частных производных функции F_2 по координатам x, y выразим значения углов a_0, b_0, c_0 через эти координаты:

$$\cos(a_0) = \left(\frac{\left(r(A_0B_0)\right)^2 + \left(r(B_0C_0)\right)^2 - \left(r(A_0C_0)\right)^2}{2r(A_0B_0)r(B_0C_0)}\right),$$

$$\cos(b_0) = \left(\frac{\left(r(B_0C_0)\right)^2 + \left(r(A_0C_0)\right)^2 - \left(r(A_0B_0)\right)^2}{2r(B_0C_0)r(A_0C_0)}\right), \quad (7)$$

$$\cos(c_0) = \left(\frac{\left(r(A_0C_0)\right)^2 + \left(r(A_0B_0)\right)^2 - \left(r(B_0C_0)\right)^2}{2r(A_0C_0)r(A_0B_0)}\right),$$

где $r(A_0B_0)$ – евклидово расстояние между точками A_0 и B_0: $r(A_0B_0) = \left((xA - xB)^2 + (yA - yB)^2\right)^{\frac{1}{2}}$; $r(B_0C_0)$ – евклидово расстояние между точками B_0 и C_0: $r(B_0C_0) = \left((xB - xC)^2 + (yB - yC)^2\right)^{\frac{1}{2}}$; $r(A_0C_0)$ – евклидово расстояние между точками A_0 и C_0: $r(A_0C_0) = \left((xA - xC)^2 + (yA - yC)^2\right)^{\frac{1}{2}}$.

С учетом выражения (7), подставляя производную $\frac{\partial F_2}{\partial yA_0}$ в первое выражение системы (6), а $\frac{\partial F_2}{\partial yA_0}$ – во второе, получим общее выражение для четных шагов (вплоть до K) точки A_0 по координатам x и y:

$$\begin{cases} xA_{k+1} = xA_k + \mu_2\left(-\left[\frac{\partial F_2}{\partial xA_k}\right]\right); \\ yA_{k+1} = yA_k + \mu_2\left(-\left[\frac{\partial F_2}{\partial yA_k}\right]\right). \end{cases} \quad (8)$$

Шаги k продолжаются до значения K, пока не перестанут уменьшаться ошибка невязки координат F_1 и ошибка рассогласования углов F_2.

В качестве примера предположим, что заданы следующие значения координат реперных точек полученного объекта: $xA_0=2$, $yA_0=2$; $xB_0=7$, $yB_0=8$; $xC_0=2$, $yC_0=8$, а также эталонного объекта: $xA=80$, $yA=60$; $xB=55$, $yB=45$; $xC=80$, $yC=35$.

На рисунке 2 представлен результат работы предлагаемой процедуры, а также показаны траектории движения реперных точек.

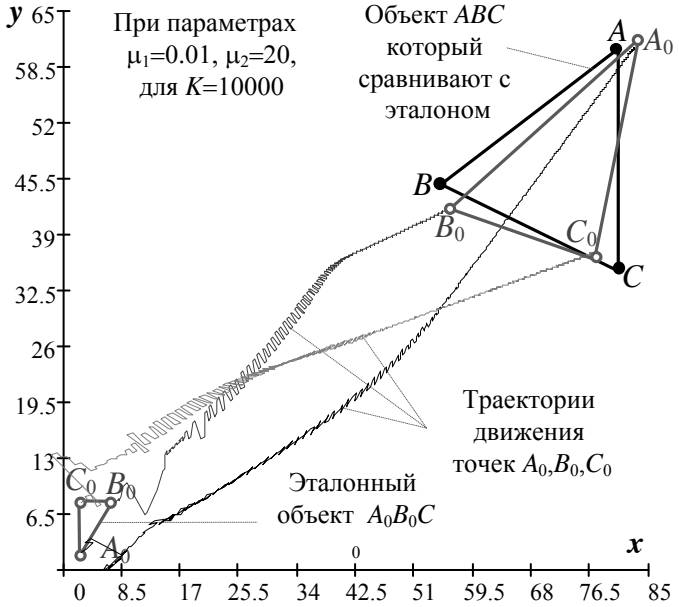


Рис. 2. Совмещение эталонного и распознаваемого объектов на изображении

4. Распознавание объекта на основе сличения с эталоном

На заключительном шаге алгоритма требуется определить принадлежность объекта к определенному классу. В данном случае будем рассматривать двухальтернативную задачу: принадлежность/непринадлежность объекта единственному классу образов.

Матрица координат реперных точек, получаемая после процедуры градиентного совмещения эталонного объекта, может быть представлена в виде

$\mathbf{M}^0 = \begin{bmatrix} xA_0 & xB_0 & xC_0 \\ yA_0 & yB_0 & yC_0 \end{bmatrix}$ (для объектов в виде треугольника, рис. 1), а матрица координат реперных точек распознаваемого объекта – в аналогичном виде $\mathbf{M}^1 = \begin{bmatrix} xA & xB & xC \\ yA & yB & yC \end{bmatrix}$. Тогда для определения принадлежности объекта ABC к классу образов, соответствующему эталону $A_0B_0C_0$, можно воспользоваться известным выражением:

$$\begin{cases} \operatorname{corr}\{\mathbf{M^0},\mathbf{M^1}\} \geq P \rightarrow H_1 \\ \operatorname{corr}\{\mathbf{M^0},\mathbf{M^1}\} < P \rightarrow H_0 \end{cases} \quad (9)$$

где P – величина порога, определяемая экспериментальным путем; H_1 – принимаемое решение о том, что распознаваемый объект ABC принадлежит классу эталонного образа $A_0B_0C_0$; H_0 – принимаемое решение о том, что распознаваемый объект ABC не принадлежит классу эталонного объекта $A_0B_0C_0$.

На рис. 3 показан пример совмещения эталонного и распознаваемых объектов на реальном изображении, а также результат их последующего сличения.

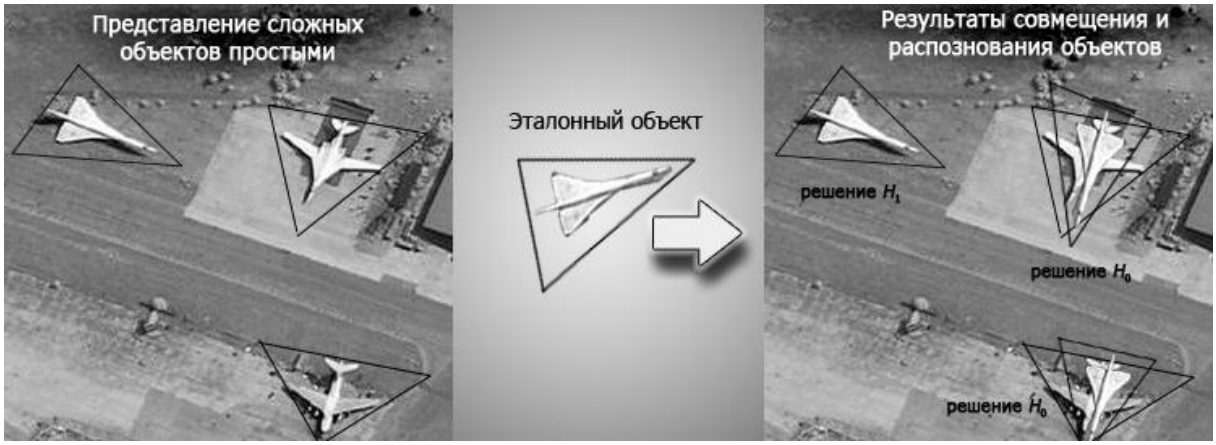


Рис. 3. Пример распознавания на основе градиентного совмещения эталона с объектами

5. Заключение

Как показали результаты численных исследований, предложенный алгоритм распознавания позволяет обеспечить инвариантность распознаваемых объектов к сдвигу, повороту и масштабу на изображении. Предложенный алгоритм может быть реализован как программно, так и аппаратно, а так же использован в различных системах обработки изображений, предусматривающих распознавание объектов на основе сравнения с эталоном.

Литература

1. Елесина С.И., Костяшкин Л.Н., Логинов А.А., Никифоров М.Б. Совмещение изображений в корреляционно-экстремальных навигационных системах. М.: Радиотехника, 2015. 208 с.

2. Васильев К.К., Крашенинников В.Р. Статистический анализ последовательностей изображений. Монография. М.: Радиотехника, 2017. 248 с
3. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2012. 1104 с.
4. Hast. A. Optimal RANSAC – Towards a Repeatable Algorithmfor Finding the Optimal Set / A. Hast, J. Nysjo, A. Marchetti // Journal of WSCG. – 2013. – Vol. 21(1). – P. 21-30.
5. Самойлин Е.А., Карпов С.А., Алейник И.С. Оценивание эффективности алгоритмов выделения контуров зашумленных изображений // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXIV Международной НТК. 2018. Том 1. С. 403-408.
6. Самойлин Е.А., Карпов С.А. Алгоритм адаптивного оконтуривания объектов на изображениях в условиях аддитивных гауссовских искажений с дисперсией различного уровня // Радиотехника. 2018. № 8. С. 61-66.
7. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов / Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.

REFERENCES

1. Elesina S.I., Kostyashkin L.N., Loginov A.A., Nikiforov M.B. Combination of images in correlation-extreme navigation systems. M .: Radio Engineering, 2015. 208 p.
2. Vasiliev K.K., Krasheninnikov V.R. Statistical analysis of image sequences. Monograph. M .: Radio Engineering, 2017. 248
3. Gonzalez R., Woods R. Digital image processing. M .: Technosphere, 2012. 1104 p.
4. 4. Hast. A. Optimal RANSAC - Towards a Repeatable Algorithm for Finding the Optimal Set / A. Hast, J. Nysjo, A. Marchetti // Journal of WSCG. - 2013. - Vol. 21 (1). - P. 21-30.
5. Samoylin E.A., Karpov S.A., Aleinik I.S. Evaluating the effectiveness of algorithms for the selection of contours of noisy images // Radiolocation, navigation, communication: Collection of works of the XXIV International NTC. 2018. Volume 1. P. 403-408.
6. Samoylin E.A., Karpov S.A. Algorithm of adaptive contouring of objects on images under conditions of additive Gaussian distortions with variance of different levels // Radio Engineering. 2018. No. 8. S. 61-66.
7. Widrow B., Stirnz S. Adaptive signal processing / Per. from English M .: Radio and communication, 1989. 440 p.

АППРОКСИМАЦИЯ ПОЛИГОНОВ РАСПОЗНАВАЕМОГО ОБРАЗА ПОЛИНОМИАЛЬНЫМИ СПЛАЙНАМИ

А. В. Лубенцов, Л. П. Коротких

ФКОУ ВО Воронежский институт ФСИН России, г. Воронеж, Россия

Аннотация. Работа посвящена проблеме аппроксимации реперных точек, полученных с исследуемого образа для идентификации его в базе данных.

Ключевые слова: распознавание образов, аппроксимация, реперные точки, граничные, начальные условия, сплайны.

APPROXIMATION OF POLYGONS OF THE RECOGNIZED IMAGE BY POLYNOMIAL SPLINES

A. V. Lubentsov, L. P. Korotkikh

FKOU IN Voronezh Institute of the Federal Penitentiary Service of Russia, Voronezh, Russia

Abstract. The work is devoted to the problem of approximation of fixed points obtained from the image under study for identification in the database.

Keywords: pattern recognition, approximation, fixed points, boundary, initial conditions, splines.

1. Введение

Опознать человека по изображению с точки зрения компьютера означает решить две очень разные задачи: вопервых, необходимо вычислить реперные элементы образа, во-вторых, сравнить эти элементы с базой данных и выбрать похожие. Пример – рисунок 1, приведенный с сайта [1]. Те же две задачи необходимо решить для поиска любого образа, от отпечатка пальца, до отраженного сигнала.

В 2001 году Полом Виолой и Майклом Джонсом был разработан метод каскадного бустинга, долгое время бывший основой всех моделей распознавания. Отличия были только в методике оптимизации определения важности зон углубленного анализа. Следующим шагом стало привлечь к задаче нейросеть. Определяющий набор отличительных элементов нейросеть создает по методу троек. Тройки — это базы изображений, в которых первые два элемента представляют собой два образа одного объекта, а третье — образ другого. В процессе обучения нейросеть учится находить такие элементы, которые минимизируют разницу на первых двух изображениях и при этом максимизируют разницу с третьим. Удовлетворительный результат можно получить только на больших обучающих выборках. Ну и сама идентификация, — достаточно простой с точки зрения математики шаг. Необходимо найти в пространстве элементов образа минимальное расстояние от данного вектора до ближайшей области. Мы предлагаем другой метод проведения распознавания образов – использование аппарата сплайнов.

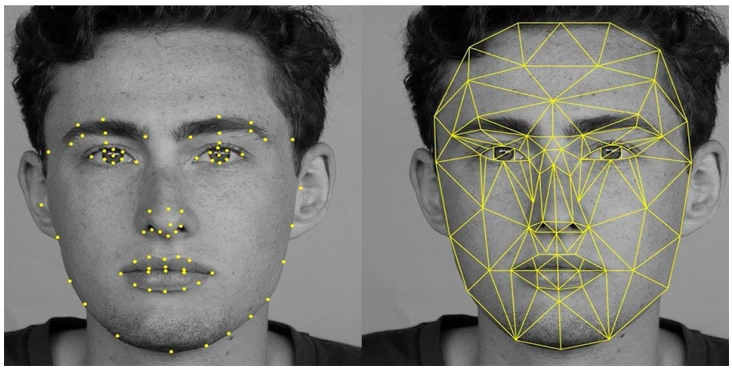


Рис.1. Пример выделения реперных точек на образе.

2. Постановка задачи. Характеристики сплайна. Выбор вида сплайна

Для того, чтобы описать в пространстве реперные точки используют различные модели аппроксимации. Учитывая то, что этот набор является случайно расположенным на сетке (регулярной или нет – отдельная тема), применить глобальную интерполяцию многочленом высокой (n > 10 20) степени невозможно, поскольку при вычислении многочлена высокой степени накапливаются ошибки округления и интерполяционный многочлен может выдавать ложные экстремумы (реперные точки) [2]. Одновременно возникают проблемы с начальными и граничными условиями. Решение мы видим в применении аппарата сплайнов.

«Сплайны (кусочно-многочленные функции) были введены в рассмотрение в 1946 году И. Шнбергом. Однако только в 1957 году было установлено, что среди всех интерполирующих заданные значения гладких функций именно они минимизируют некий функционал, близкий к функционалу энергии изгибаемой рейки. Данное обстоятельство послужило предпосылкой возможного практического использования сплайнов для математического описания кривых и поверхностей» [3]. Таким образом, сплайн — это комплексная сложносоставная функция, минимизирующая энергию упругости аппроксимирующей кривой или поверхности. Построение сплайнов в пространствах с размерностью более 3 – отдельная нетривиальная задача и не входит в рассматриваемую тему [4-5].

а. Постановка задачи

Необходимо определить совпадение образов по их реперным точкам, при условии, что списки реперных точек не идентичны. Принимаем, что если две функции, аппроксимирующие реперные точки двух образов совпадают с точностью меньше порогового значения, то образы идентичны.

б. Задача аппроксимации

Необходимо построить функцию, аппроксимирующую реперные точки на регулярной (упрощаем задачу) сетке. Построение модели на нерегулярной сетке — задача боле сложная [6].

По данному набору значений функции $u(x)$ на сетке x_i X g_i , где i =0…N; и восстановить функцию $U(x)$, совпадающую с $u(x_i)$ в узлах x_i.

В связи с использованием сплайнов на каждом отрезке $[x_{i-1}; x_i]$ функция является некоторым многочленом (полиномом) $s_i(x)$, причем на каждом отрезке эта функция оригинальная.

В такой постановке задача имеет множество решений. Единственность решения можно обеспечить, потребовав от функции $U(x)$ некоторой гладкости в местах стыков функций $s_i(x)$, то есть в узлах коммутации функций.

$$U(x) = s_i(x); \quad x \text{ принадлежит } [x_{i-1}; x_i] \tag{1}$$

$$s_i'(x_i) = s_{i+1}'(x_i) \tag{2}$$

$$s_i''(x_i) = s_{i+1}''(x_i) \tag{3}$$

Для аппроксимации будем использовать кусочно-кубическую интерполяцию, добиваясь ее гладкости. На каждом отрезке функция приближается кубическим полиномом. Таким образом будем строить гладкий полиномиальный сплайн третьей степени.

3. Задание начальных и граничных условий

а. Условия непрерывности

Запишем условия непрерывности сплайна в параметрах коэффициентов на каждом участке: a_i ; b_i ; c_i ; d_i . Тогда условие непрерывности $U(x)$ в точке x_{i-1}:

$$a_{i-1} = s_{i-1}(x_{i-1}) = s_i(x_{i-1}) = a_i + b_i(x_{i-1}-x_i) + \frac{ci}{2}(x_{i-1}-x_i)^2 + \frac{di}{6}(x_{i-1}-x_i)^3 \text{ где } i = 2;:::; N. \tag{4}$$

б. Условия гладкости

Для достижения непрерывности и согласованности элементов сплайна на стыках необходимо потребовать непрерывность первой и второй производной. Запишем условия непрерывности первой и второй производной $U(x)$ в точках x_{i-1}:

$$b_{i-1} = s_{i-1}'(x_{i-1}) = s_i'(x_{i-1}) = b_i + c_i(x_{i-1} - x_i) + \frac{di}{2}(x_{i-1} - x_i)^2; \tag{5}$$

$$c_{i-1} = s_{i-1}''(x_{i-1}) = s_i''(x_{i-1}) = c_i + d_i(x_{i-1} - x_i): \ i = 2;:::; N. \tag{6}$$

в. Условия аппроксимирования

Запишем условия аппроксимирования, то есть $U(x_i) = u(x_i)$

$$a_i = s_i(x_i) = U(x_i) = u(x_i); \ i = 1;:::; N: \tag{7}$$

Дополнительно зададим начальные условия в точке x_0,

$$a_1 + b_1(x_0 - x_1) + \frac{c1}{2}(x_0 - x_1)^2 + \frac{d1}{6}(x_1 - x_0)3 = s_1(x_0) = U(x_0) = u(x_0), \tag{8}$$

Условия $s_{i+1}(x_i) = U(x_i)$, автоматически удовлетворяются при выполнении условий непрерывности.

$$a_i = u(x_i); \ i = 1;:::; N \tag{9}$$

г. Краевые условия

В качестве граничных или краевых условий, как правило, применяют следующие требования:

Применение естественного сплайна

$$U''(x_0) = U''(x_N) = 0: \quad (10)$$

Понижение степени сплайна на краях до второй

$$U'''(x_0) = U'''(x_N) = 0: \quad (11)$$

Применение периодического сплайна

$$U'''(x_0) = U'''(x_N); \quad U''(x_0) = U''(x_N): \quad (12)$$

Нам не подходит 3 вариант, как не соответствующий заданной функции и не всегда подходит 2, в связи с стохастическим расположением точек на сетке. Рассмотрим наиболее используемый первый вариант.

$$c_N = s_N''(x_N) = U''(x_N) = 0 \quad (13)$$

4. Построение модели. Построение сплайна

Итак, мы определили, что сплайн однозначно определяется узлами и коэффициентами. Необходимо найти коэффициенты, максимально приближающие кривую сплайна к данным. Строго говоря, они должны минимизировать функцию отклонения сплайна от искомой.

В общем виде сплайн будет выглядеть следующим образом:

$$U(x_i) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{k} cijUij(xij), \quad (14)$$

где k – порядок сплайна.

Найдем выражения для функций $s_i(x)$, составляющих гладкий кубический сплайн.

Поскольку сплайн имеет степень 3, все функции $s_i(x)$ являются многочленами степени 3. Запишем их в виде

$$s_i(x) = a_i + b_i(x - x_i) + \frac{ci}{2}(x - x_i)^2 + \frac{di}{6}(x - x_i)^{3/} \quad (15)$$

Такая форма записи соответствует ряду Тейлора для $s_i(x)$ в окрестности точки x_i. Поскольку $s_i(x)$ кубический многочлен, его ряд Тейлора обрывается после кубического слагаемого. Из аналогии с рядом Тейлора заключаем, что

$$a_i = s_i(x_i); \; b_i = s_i'(x_i); \; c_i = s_i''(x); \; d_i = s_i'''(x_i). \quad (16)$$

а. Система уравнений

Объединим полученные ранее уравнения в единую систему, подставив $h_i = x - x_i$

$$a_{i-1} = a_i - b_i h_i + \frac{ci}{2} h_i^2 - \frac{di}{6} h_i^3; \; i = 2;:::; N; \quad (17)$$

$$b_{i-1} = b_i - c_i h_i + \frac{di}{6} h_i^2; \; i = 2;:::; N; \quad (18)$$

$$c_{i-1} = c_i - d_i h_i; \; i = 2;:::; N; \quad (19)$$

$$a_i = u(x_i); \; i = 1;:::; N; \quad (20)$$

$$a_1 - b_1 h_1 + \frac{c1}{2} h_1^2 - \frac{d1}{6} h_1^3 = u(x_0); \quad (21)$$

Всего в этой линейной системе $4N - 2$ уравнения, хотя неизвестных $4N$. Для замыкания системы два дополнительных условия могут быть выбраны достаточно произвольно, например, как краевые условия на концах отрезка в точках x_0 и x_N.

б. Линейная система

После добавления двух краевых условий количество уравнений совпало с количеством неизвестных. Формально задача сведена к хорошо изученной и решаемой.

в. Сглаживание

Однако, далеко не всегда все так хорошо. Часто возникает проблема сверхподгонки. При малом количестве данных по отношению к количеству узлов и степени сплайна, алгоритм, стремящийся «охватить» весь массив данных, может создавать ложные экстремумы, особенно если степень сплайна не задана жестко.

5. Заключение

Доказано, что если $u(x)$ непрерывна, то последовательность кубических сплайнов $UN\ (x)$ будет сходиться к $u(x)$ равномерно, то есть

$$\lim_{N\to\infty} \max_{x0,xN} |UN\ (x) - u(x)| = 0, \qquad (22)$$

где max $h_i \to 0$.

Исследуемые сплайны, как правило, относится к глобальным. Если изменить значение $u(x_i)$ в какой-либо точке, это приведет к изменению всего сплайна $U(x)$, с затуханием амплитуды изменения по мере удалении от точки x_i.

Таким образом, использование аппарата сплайнов для описания реперных точек сравниваемого образа, позволяет добиться однозначной математической идентификации. Для идентификации образа в базе данных необходимо корректно задать пределы допустимых флуктуаций коэффициентов сплайна. Кроме этого, модель сплайна позволяет сравнивать образы с пространством признаков больше трех, что бывает затруднительно в других моделях [7].

Литература

1. https://shop.mts.ru/news/ja-uznaju-tebja-po-mimike-tekhnologija-razblokirovki-smartfona-po-litsu/ (Дата обращения: 12.02.2019)
2. Шумейко А.А. Некоторые экстремальные задачи теории приближения функций сплайнами: ил РГБ ОД 61:85-1/1617
3. Волков Ю.С. Исследование аппроксимативных свойств интерполяционных сплайнов, Методы сплайн-функций. Российская конференция. Институт математики им. С.Л. Соболева Сибирского отделения РАН 2011. – С. 33-35.
4. Де Бор К. Практическое руководство по сплайнам Пер. с англ. — М.: Радио и связь, 1985. – 304 с.
5. Алберг Дж., Нильсон Э., Уолш Дж. Теория сплайнов и ее приложения Монография. — Перев. с англ. Ю.Н. Субботина. — М.: Мир, 1972. – 319 с.
6. Васильев, Юрий Сергеевич. Аппроксимация сплайнами с нефиксированными узлами: автореферат дис. кандидата физико-математических наук: 01.01.01. - Екатеринбург, 1992. – 18 с.
7. Гомонов А.Д. Математическое моделирование уровенной поверхности океана по спутниковым данным на основе двумерной B-сплайн аппроксимации: диссертация кандидата технических наук: 05.13.18 / А.Д. Гомонов [Место защиты: С.-Петерб. гос. электротехн. ун-т (ЛЭТИ)]. - Санкт-Петербург, 2011. – 131 с.: ил. РГБ ОД, 61 11-5/3318

REFERENCES

1. https://shop.mts.ru/news/ja-uznaju-tebja-po-mimike-tekhnologija-razblokirovki-smartfona-po-litsu/ (Contact date: 12.02.2019)
2. Shumeyko A.A. Some extremal problems of the theory of approximation of functions by splines: silt RSL of OD 61: 85-1 / 1617
3. Volkov, Yu.S. Investigation of the approximate properties of interpolation splines, Methods of spline functions. Russian conference. Institute of Mathematics S.L. Sobolev, Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences 2011. - p. 33-35.
4. De Boer K. A practical guide to the splines Per. from English - M .: Radio and communication, 1985. - 304 p.
5. Alberg, J., Nilson, E., Walsh, J. The theory of splines and its applications Monograph. - Trans. from English Yu.N. Subbotin. - M .: Mir, 1972. - 319 p.
6. Vasilyev, Yury Sergeevich. Approximation by splines with non-fixed nodes: abstract of dis. Candidate of Physical and Mathematical Sciences: 01.01.01. - Ekaterinburg, 1992. - 18 p.
7. Gomonov A.D. Mathematical modeling of a level ocean surface from satellite data on the basis of a two-dimensional B-spline approximation: dissertation of a candidate of technical sciences: 05.13.18 / AD Gomonov [Place of protection: St. Petersburg. state electrical engineering un-t (LETI)]. - St. Petersburg, 2011. - 131 pp., Ill. RSL OD, 61 11-5 / 3318

ВЫДЕЛЕНИЕ ОБЪЕКТОВ ПО ЗАШУМЛЕННЫМ И СМАЗАННЫМ СНИМКАМ МЕТОДОМ ГИСТОГРАММНОГО АНАЛИЗА

Д. В. Савкин, А. А. Васильченко, Г. А. Коптелов

Филиал Военной академии РВСН им. Петра Великого, Серпухов, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассматривается моделирование процесса выделения воздушных объектов по графическим изображениям. По рассматриваемому изображению в системах отображения RGB, YCrCb и HSV можно выделить соответствующие каждому цвету гистограммы. Далее проводя анализ изменения границ диапазонов данных гистограмм распределения яркости и их последующего сдвига, обнаруживаются первичные и вторичные области на изображениях, соответствующие положению воздушных объектов и следов их движения. Обнаружив данные признаки можно выполнять непосредственно процедуру выделение самих воздушных объектов по каналам высокоскоростной съемки.

Ключевые слова: трассово-измерительный комплекс; выделение объектов; распознавание образов, графические изображения, оптическая измерительная система, воздушный объект, оптико-электронная станция.

ALLOCATION OF OBJECTS ON PICTURES WITH NOISE AND TO THE GREASED PICTURES A METHOD OF THE ANALYSIS OF HISTOGRAMS

D. V. Savkin, A. A. Vasilchenko, G. A. Koptelov

Branch of Military academy of Rocket Strategic forces of a name Peter the Great, Serpuhov, Russian Federation

Abstract. In article modelling of process of allocation of air objects on graphic representations is considered. Under the considered image in systems of display RGB, YCrCb and HSV it is possible to allocate histograms corresponding to everyone colour. Further carrying out the analysis of change of borders of ranges of the given histograms of distribution of brightness and their subsequent shift, primary and secondary areas on the images, corresponding to position of air objects and traces of their movement are found out. Having found out the given signs it is possible to carry out directly procedure allocation of air objects on channels of high-speed shooting.

Keywords: test complex; allocation of objects; recognition of images, graphic representations, optical measuring system, air object, optical-electronic station.

1. Введение

Выделение (распознавание) объектов - очень важная задача как робототехники и компьютерного зрения, так и прикладных программ. Решение этой задачи может существенно улучшить возможности искусственных систем воспринимать окружающее пространство, разделять его на отдельные логические части и осуществлять интерактивное взаимодействие с объектами окружающего мира [1-3, 4, 6].

В настоящее время для решения этой задачи используется огромное количество различных методов: выделение краев, цветовое сегментирование изображения, применение искусственных нейронных сетей, использование особых точек, методы сравнения с эталоном, методы генерации признаков [4-5]. Но все еще не достигнута достаточная адекватность

выделения и распознавания объектов в реальном времени, что не позволяет достичь требуемых показателей в реальных задачах [6].

Особое значение данная задача приобретает при организации построения траекторий движения в пространстве и измерения параметров полетов воздушных объектов при испытаниях авиационной техники на трассово-измерительных комплексах.

Для регистрации воздушных объектов (ВО) используются оптические средства траекторных измерений (ОСТИ), представляющих собой совокупность функционально и конструктивно взаимосвязанных узлов и механизмов, предназначенных для определения абсолютного и относительного положений в пространстве движущихся объектов и для регистрации явлений, происходящих с этими объектами при их взаимодействии. ОСТИ являются одним из основных элементов измерительного комплекса и могут выполнять свои задачи как автономно, так и совместно с другими средствами траекторных измерений. ОСТИ могут представляться в виде систем или отдельных оптических станций. В настоящее время для траекторных измерений используются мобильные оптико-электронные станции, обеспечивающие точность определения местоположения ВО в пределах угловых секунд. Данная съемка воздушных объектов производится на больших высотах и в сложных погодных условиях, что затрудняет их поиск оператором, а при отсутствии должного уровня подготовки специалиста испытательного пункта выполняющего съемку траекторной информации становится и вовсе невозможной. В подобных ситуациях возникает необходимость автоматического выделения с целью сокращения времени поиска воздушного объекта и формирования наиболее полного объема траекторной информации. Поскольку воздушные объекты движутся с высокими скоростями, то алгоритмы выделения и распознавания должны обладать высоким быстродействием и относительной простотой.

2. Решение задачи

Первичной процедурой выделения объектов может служить процедура формирования и анализа гистограммы изображений. Анализ гистограмм проводился по выборке снимков траекторной информации при различных погодных условиях в количестве 400 снимков траекторной информации воздушных объектов. При этом были выделены границы распределения значений яркости по трем цветам (красный, зеленый, синий) в системе отображения RGB. Границы распределений находятся в диапазоне яркости от 40 до 230 и имеют закон распределения схожий с нормальным законом.

Рис. 1 - Образец съемки воздушного объекта

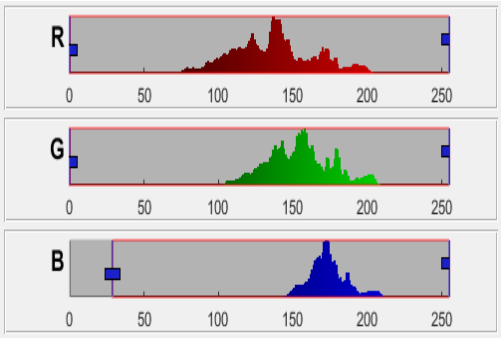


Рис. 2 - Гистограммы образца съемки воздушного объекта

Гистограммы данного изображения по трем цветам (RGB) представлены на рисунке 2. Путем анализа и совмещения по соответствующим цветам большого количества изображений на фоне неба можно получить групповые гистограммы.

Далее, путем изменения диапазонов гистограмм по соответствующим цветам и выборов пороговых значений границ этих диапазонов можно выделять характерные признаки воздушных объектов. В нашем случае, изменяя диапазон гистограммы G, можно выделить область на изображении, которая характерна пламени двигателя воздушного объекта (ракеты). Данное изменение границы диапазона гистограммы G и выделение первичной области показано на рисунках 3-4.

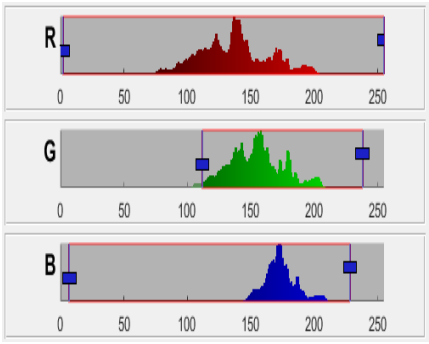


Рис. 3 - Изменение диапазона гистограммы G образца съемки воздушного объекта

Рис. 4 - Выделение первичной области, соответствующей пламени двигателя на изображении

Однако в этом случае требуется проверка, заключающаяся в изменении диапазона гистограммы B и ее анализ. Изменение границы диапазона гистограммы B и выделение вторичной области показано на рисунках 5-6. В ходе выполнения процесса выделения необходимо изменение диапазонов распределений яркости для зеленого и синего цвета. При этом изменение диапазона яркостей более существенно для синего цвета (от 150 до 190). Все операции возможны только в системе отображения RGB.

По полученному преобразованному изображению четко виден след двигателя, след пламени двигателя и непосредственно от него может быть определен сам воздушный объект.

Таким образом, анализ гистограмм и выбор соответствующих пороговых значений на данных гистограммах может быть использован для выделения воздушных объектов.

В случае наличия шумов на изображениях траекторной информации четкого выделения воздушных объектов добиться не представляется возможным. Необходим переход к системе отображения YCbCr и дальнейший анализ полученных гистограмм компоненты яркости, синей и красной цветоразностностной компонент. Образец снимка воздушного объекта с наложенными шумами представлен на рисунке 7.

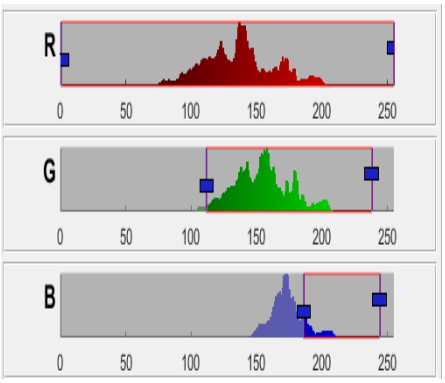


Рис. 5 - Изменение диапазона гистограммы B образца съемки воздушного объекта

Рис. 6 - Выделение вторичной области, соответствующей пламени двигателя и воздушного объекта на изображении

В ходе моделирования было определено, что для выполнения выделения воздушного объекта по снимку траекторной информации в цветовом пространстве YCbCr необходимо изменения распределения диапазона компоненты яркости от 220 до 250, изменение диапазона распределения синей и красной цветоразностностных компонент от 100 до 150. Результат изменения диапазонов распределений представлен на рисунке 8.

Рис. 7 - Образец съемки воздушного объекта с наложенными шумами

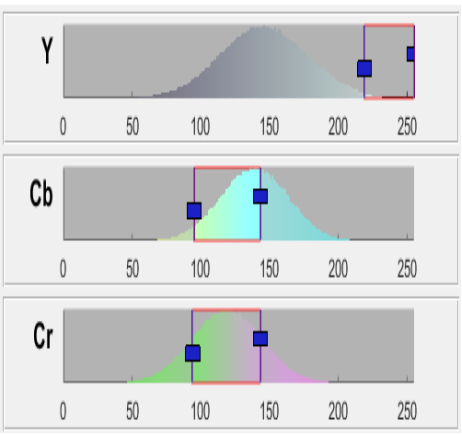


Рис. 8 - Изменение диапазона гистограмм цветового пространства YcbCr с целью выделения воздушного объекта

В ходе выполняемого изменения диапазонов гистограмм осуществляется возможным выделение белой области, соответствующей пламени двигателя воздушного объекта, благодаря чему становится возможным выделение непосредственно самого воздушного объекта. Результат выделения областей представлен на рисунке 9.

В ходе проведения имитационного моделирования в среде программирования MATLAB2017, пользуясь функцией наложения шума на изображение, были определены границы диапазонов гистограмм распределений компонент яркости, синей и красной цветоразностной компонент. Поскольку наложенный шум представляет собой

случайный величину с нормальным законом распределения, то в качестве аргументов функции наложения шума использовались: значения математического ожидания m (выбрано приведенное значение равное 0) и среднеквадратического отклонения (СКО) σ (рассматривались приведенные значения в диапазоне от 0 до 1). При этом для каждого значения σ были определены значения нижней и верхней границ диапазонов гистограмм компоненты яркости Y, синей C_b и красной цветоразностной компонент C_r, при значениях которых воздушная цель была однозначно выделена по изображению с траекторной информацией с наложенным шумом. Результаты по определению границ диапазонов гистограмм представлены на рисунках 9-12.

Следует отметить, что верхняя граница компоненты яркости не меняет своего положения и принимает максимальное значение при любых значениях σ. В свою очередь значения нижней границы, как для синей, так и красной цветоразностных компонент увеличиваются при увеличении σ, а значения верхней границы уменьшаются, тем самым формируя узкую гистограмму распределений цветовых компонент.

Используя метод наименьших квадратов, определим аналитические выражения зависимости границ диапазонов гистограмм от значений σ. На базе метода планирования эксперимента и анализа полиномов различных степеней экспериментально было установлено, что наибольшее сходство имеют выражения, описываемые полиномами четвертой степени и имеющих вид:

$$Y(\sigma) = -104.8951 \cdot \sigma^4 + 371.0179 \cdot \sigma^3 - 459.324 \cdot \sigma^2 + 258.9 \cdot \sigma + 168.7133 \ , \quad (1)$$

$$\begin{cases} G_{b_н} = -37.87 \cdot \sigma^4 + 229.4095 \cdot \sigma^3 - 387.5 \cdot \sigma^2 + 289.8504 \cdot \sigma + 28.6993 \\ G_{b_в} = 244.7552 \cdot \sigma^4 - 786.7133 \cdot \sigma^3 + 874.9417 \cdot \sigma^2 - 438.4732 \cdot \sigma + 240.44 \end{cases}, \quad (2)$$

$$\begin{cases} G_{r_н} = 69.93 \cdot \sigma^4 + 15.9285 \cdot \sigma^3 - 259.09 \cdot \sigma^2 + 270.085 \cdot \sigma + 22.8811 \\ G_{r_в} = 163.1702 \cdot \sigma^4 - 665.889 \cdot \sigma^3 + 840.3263 \cdot \sigma^2 - 452.781 \cdot \sigma + 245.545 \end{cases}, \quad (3)$$

Полученные выражения позволяют автоматически рассчитывать значения границ диапазонов гистограмм компоненты яркости Y, синей C_b и красной цветоразностной компонент C_r при оценивании зашумленности изображений с траекторной информацией о движении ВО для рассматриваемого фотоснимка. Подобным образом были определены полиномы для других 499 фотоснимков траекторной информации из анализируемой выборки.

Далее были определены значения математического ожидания (МО) (по всем фотоснимкам) нижней и верхней границ изменения диапазонов гистограмм распределений для цветовых компонент фотоснимков ВО, описываемые следующими выражениями:

$$Y_{cp}(\sigma) = \frac{\sum_{i=0}^{m} A_i \sigma^{i-1}}{k}, \quad (4)$$

$$G_{b_cp}(\sigma) = \frac{\sum_{i=0}^{m} B_i \sigma^{i-1}}{k} \ , \quad (5)$$

$$G_{r_cp}(\sigma) = \frac{\sum_{i=0}^{m} C_i \sigma^{i-1}}{k}, \quad (6)$$

где A_i, B_i, C_i - значения коэффициентов полиномов, описывающих зависимости границ диапазонов гистограмм компоненты яркости Y, синей C_b и красной цветоразностной компонент C_r от значений σ;

m – порядок полиномов;

k – количество анализируемых фотоснимков ВО;

Полученные значения МО нижней и верхней границ изменения диапазонов гистограмм распределений для компоненты яркости, красной и синей цветоразностной компонент для различной степени зашумления фотоснимков позволили определить значения среднеквадратического отклонения (СКО), позволяющие оценить степень отклонения от МО нижней и верхней границ изменения диапазонов гистограмм распределений цветовых компонент, используя следующие выражения:

$$\sigma_н(\sigma) = Y_{cp}(\sigma) - \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{k}\left(Y_i(\sigma) - Y_{cp}(\sigma)\right)^2}{k}}, \quad (7)$$

$$\sigma_в(\sigma) = Y_{cp}(\sigma) + \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{k}\left(Y_i(\sigma) - Y_{cp}(\sigma)\right)^2}{k}}, \quad (8)$$

где $Y_i(\sigma)$ - значения границ изменения диапазонов гистограмм распределений для компоненты яркости.

Подобным образом возможно и определения СКО для гистограмм распределений синей C_b и красной цветоразностной компонент C_r.

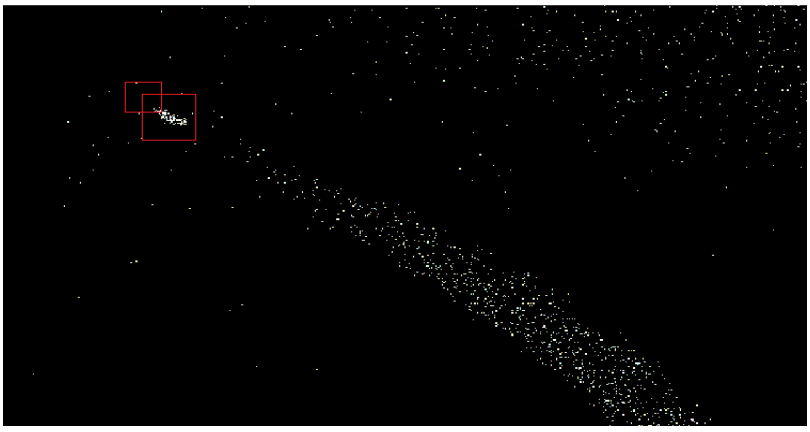


Рис. 9 - Выделение области, соответствующей пламени двигателя и воздушного объекта на изображении

Таким образом, переход к цветовому пространству YCbCr позволяет решать задачу выделения воздушных объектов в условиях наложения шумов на графическое изображение.

Анализ гистограмм и выбор соответствующих пороговых значений на данных гистограммах цветовых пространств RGB и YCbCr может быть использован для выделения воздушных объектов, как в отсутствии, так и при наличии шумов на изображениях.

В ходе имитационного моделирования в среде MATLAB2017 было установлено, что при изменении нижней границы диапазона распределения значений тона (H) изображения можно однозначно выделять и распознавать ВО без дополнительной фильтрации. Внешний вид процедуры изменения представлен на рисунке 10.

Повторно используя метод наименьших квадратов, определено аналитическое выражение зависимости математического ожидания (среднего значения) изменения нижней границы диапазона распределений значений тона изображения от значений степени смазывания δ. На базе метода планирования эксперимента и анализа полиномов различных степеней экспериментально было установлено, что наибольшее сходство имеют выражения, описываемые полиномами четвертой степени и имеющих вид [2]:

$$T_{MO}(\delta) = -4.2657 \cdot 10^{-5} \cdot \sigma^4 - 0.0088 \cdot \sigma^3 + 0.6705 \cdot \sigma^2 - 21.7819 \cdot \sigma + 489.48 \quad , \quad (9)$$

Рис. 10 – Интерпретация процесса изменения нижней границы диапазона распределений значений тона изображения

Полученная зависимомсть изменения нижней границы распределения значений тона изображения от степени смазывания представлена на рисунке 11.

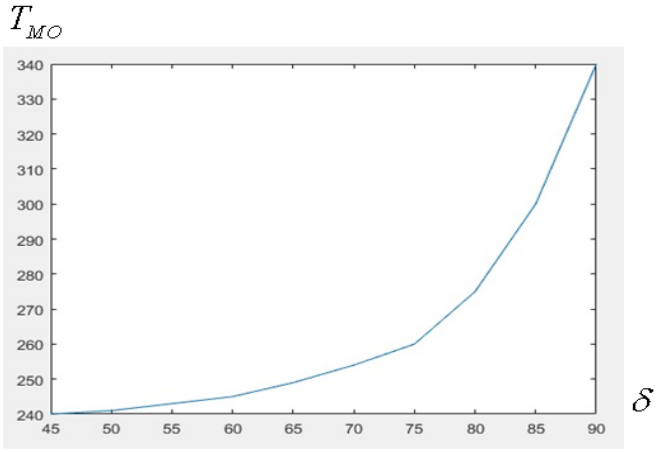


Рис. 11- Зависимость изменения нижней границы распределений значений тона изображения от степени смазывания

Следует отметить, что изменение нижней границы распределений значений тона позволяет однозначно выделять и распознавать ВО без проведения процедуры дополнительной фильтрации. Результаты выделения представлены на рисунке 12.

а)

б)

Рис. 12 - Результат выделения воздушного объекта
а) исходный фотоснимок; б) результат выделения ВО

3. Заключение

Разработанные математические модели позволяют устойчиво выполнять выделение и распознавание ВО в сложных условиях съемки (обстановки), при этом отличаются меньшими временными затратами на выполнение вычислительных ресурсов. В ходе имитационного моделирования исследуемых процессов была выполнена оценка быстродействия разработанного метода, так, к примеру, на обработку фотоснимка траекторной информации разрешением 1600x1000 пикселей затрачивается 9 мс машинного времени, что существенно отличает данные алгоритмы от существующих.

Литература

1. Анисимов Б.В., Курганов Д.В., Злобин В.К. Распознавание и цифровая обработка изображений. – М.: Высшая школа, 1983.
2. Визильтер Ю.В., Желтов С.Ю., Бондаренко А.В., Ососков М.В., Моржин А.В. Обработка и анализ изображений в задачах машинного зрения: Курс лекций и практических занятий. – М.:

Физматкнига, 2010. – 672 с.
3. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2005.
4. Форсайт, Д. А. Компьютерное зрение. Современный подход – М.: Вильямс, 2004. – 928 с.
5. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс, 2-е издание: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2006.- 1104 с.
6. Cheng, M.-M. SalientShape: Group Saliency in Image Collections [Text] / M.-M. Cheng, N. J. Mitra, X. Huang, S. M. Hu // The Visual Computer. – 2014. – Vol. 30(4). – pp. 488-495.

REFERENCES

1. Anisimov B. V, Kurganov D.V., Zlobin V. K. Recognition and digital processing of images. - M: the Higher school, 1983.
2. Vizilter J.V., Zheltov S.J., Bondarenko A.V., Ososkov M. V, Morzhin A.V.processing and the analysis of images in problems of machine sight: the Course of lectures and a practical training. - M: Fizmatkniga, 2010. - 672 with.
3. Gonsales P, Vuds of the River Digital processing of images. - M: the Technosphere, 2005.
4. Forsyte, Д. And. Computer sight. The modern approach - M: Williams, 2004. - 928 with.
5. Khaikin With. Neural networks: a complete course, 2 edition: the Lane with English - M: the Publishing house "Williams", 2006.1104 with.
6. Cheng, M.-M. SalientShape: Group Saliency in Image Collections [Text] / M.-M. Cheng, N. J. Mitra, X. Huang, S. M. Hu // The Visual Computer. – 2014. – Vol. 30(4). – pp. 488-495.

КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ МНОГОПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ПЕРЕНОСА ГРАДИЕНТНОВ И ЦВЕТОВОГО СИНТЕЗА

В. В. Шипко, В.С. Конов

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
г. Воронеж, Россия

Аннотация. Предлагается способ комплексирования многополяризационных радиолокационных изображений путем присвоения одному из поляризационных изображений среднего значения градиентов в скользящем окне совокупности других поляризационных изображений и представление комплексированного изображения в псевдоцветах. Такой подход позволяет повысить локальный контраст результирующего изображения, содержащего элементы исходных изображений одной и той же сцены, полученных на различных поляризациях, а также упростить выявление поляризационно-зависимых объектов. Представлены примеры комплексированных изображений.

Ключевые слова: комплексирование изображений, радиолокационные изображения, цветовой синтез.

INTEGRATION OF MULTIPOLARIZING RADAR IMAGES ON THE BASIS OF TRANSFER GRADIENTS AND COLOR SYNTHESIS

V. V. Shipko, V. S. Konov

Military scholastic-scientific center of the Air forces
«Air forces academy named by prof. N.E. Zhukovskogo and Y.A. Gagarina», Voronezh, Russia

Abstract. The way of integration of multipolarizing radar images by assignment is offered to one of polarizing images of average value of gradients in the sliding window of set of other polarizing images and submission of the integration image in pseudo-flowers. Such approach allows to increase local contrast of the resulting image containing elements of the initial images of the same scene received on different polyarization and also to simplify identification of polarizing and dependent objects. Examples of integration images are provided.

Keywords: integration of images, radar images, color synthesis.

1. Введение

В последнее время активно развиваются комплексы многоканальной (многоспектральной, многочастотной, многополяризационной) съемки [1, 2]. Каждый из приемных каналов таких систем имеет свои преимущества и ограничения в информативности представленных данных, как правило, в виде двумерных изображений.

Изображения в оптическом диапазоне содержат информацию об отраженной или переотраженной энергии солнечного света, о химическом составе поверхностного слоя и т.д., в свою очередь изображения, полученные в инфракрасном диапазоне, несут информацию о распределении температурных полей, наконец, изображения, полученные в микроволновом диапазоне (радиолокационные изображения),

предоставляют данные о геометрических и физических параметрах поверхности (шероховатость, диэлектрические свойства и т.д.).

Известно, что при радиолокационном зондировании земной поверхности и формировании радиолокационных изображений (РЛИ) возникает трудность регистрации поляризационно-избирательных элементов различных объектов, в том числе военных объектов сконструированных по технологии STELS [3]. Степень отражения электромагнитных волн от такого элемента зависит от ориентации вектора электрического поля падающей на него волны. Если поляризация падающей на элемент поверхности волны совпадает с ориентацией элемента поверхности, то возникает максимум его отражения, если поляризация падающей волны перпендикулярна его ориентации, то отражение этой волны будет минимально и элемент поверхности на РЛИ будет мало заметным, либо совсем не виден. Для решения этой проблемы используют радиолокационные станции с синтезированной апертурой антенны работающие с полным поляризационным излучением/приемом (многополяризационное зондирование) [3].

В данной статье представлен способ комплексирования двух разнополяризационных и многополяризационных РЛИ на основе совместной градиентной обработки и последующего цветового синтеза.

Цель работы – повышение локального контраста результирующего комплексированного изображения, содержащего элементы исходных изображений одной и той же сцены, полученных на различных поляризациях, а также упростить выявление поляризационно-зависимых объектов

2. Предпосылки комплексирования на основе цветового синтеза

Синтез цветного изображения используется с целью перевода различий классов в спектральной яркости в цветовые различия. В случае многополяризационных РЛИ цвет будет характеризовать поляризационные различия элементов объекта.

Следует отметить, что практически все известные варианты синтеза цветного единого комплексированного изображения в той или иной мере имеют эвристический характер. Формализовать задачу оптимального получения цветосинтезированного изображения оказывается затруднительным. Это связано с относительно скудными данными по физиологии зрительного восприятия объектов на цветном и псевдоцветном изображениях.

Часто возникает вопрос о предпочтительности цветного или черно-белого синтеза единого комплексированного изображения. Он не имеет однозначного ответа. Все зависит от особенностей решаемой задачи дешифрирования. Однако очевидно, что цветовой синтез многоспектральных (многополяризационных) изображений является дополнительным эффективным инструментом, подчеркивающим спектрозональные (поляризационные) особенности объектов сцены.

Классическим подходом комплексирования многоспектральных (многополяризационных) изображений является получение единого полутонового изображения включающего отличительные особенности исходных изображений [4-6]. Существуют алгоритмы формирования цветных комплексированных изображений,

например, на основе методов преобразования цветов [7], требующие качественных эталонов цвета и предварительных настроек. При этом все разработанные алгоритмы не позволяют качественно выделить спектрально зависимые объекты и не всегда результирующее комплексированное изображение получается с высоким локальным контрастом этих объектов. Это связано с ограниченностью динамического диапазона полутоновых изображений и разнообразием фоно-объектовых ситуаций.

Далее предлагается оригинальный способ, на основе переноса градиентов наиболее информативного изображения другому изображению и последующего цветового синтеза, позволяющий повысить локальный контраст результирующего изображения, содержащего элементы исходных изображений одной и той же сцены, полученных на различных поляризациях, а также упростить выявление поляризационно-зависимых объектов.

3. Способ комплексирования многополяризационных радиолокационных изображений

На первом этапе осуществляется предварительная подготовка полученных разнополяризационных изображений (например, вертикальной поляризации (ВП) и горизонтальной поляризации (ГП)), далее определяют основное изображение с наибольшим количеством информативных деталей путем субъективной оценки изображений оператором, либо используя любой известный метод оценки.

На втором этапе при комплексировании разнополяризационных РЛИ вычисляют разности значений интенсивности каждого пиксела наиболее информативного РЛИ (например, на ВП) с окружающими его пикселами:

$$\left(\Delta^{\text{ВП}}_{i\pm p,j\pm q}\right)_d = \left(x^{\text{ВП}}_{i,j} - x^{\text{ВП}}_{i\pm p,j\pm q}\right), \qquad (1)$$

где $i = 1,...,m; j = 1,...,n$; m,n – число строк и столбцов РЛИ на ВП ($x^{\text{ВП}}_{i,j}$); $p = 0,..., P$ – параметр определяющий координаты пиксела окрестности по i; $q = 0,..., Q$ – параметр определяющий координаты пиксела окрестности по j; $d = 1,...,\left((2P+1)(2Q+1)\right)-1$ – индекс разности значений интенсивности i, j-го пиксела с пикселами окрестности.

Усредняют полученные разности по количеству пикселей окрестности:

$$\Delta^{\text{ВП}}_{i,j} = \left(\frac{\sum_d \left(\Delta^{\text{ВП}}_{i\pm p,j\pm q}\right)_d}{\left((2P+1)(2Q+1)\right)-1} \right) k . \qquad (2)$$

где k – коэффициент усиления средней разности интенсивностей пикселей наиболее информативного изображения.

Формируют комплексированное полутоновое изображение путем суммирования значений пикселей второго изображения (например, на ГП) с соответствующими значениями средней разности интенсивности пикселей наиболее информативного изображения:

$$x_{i,j}^{\text{компл}} = x_{i,j}^{\text{ГП}} + \Delta_{i,j}^{\text{ВП}}. \qquad (3)$$

На третьем этапе, для визуализации отличительных признаков разнополяризационных РЛИ, результирующее изображение представляют в виде синтезированного RGB-цветного изображения $\mathbf{X} = \left[\mathrm{R}_{i,j} \quad \mathrm{G}_{i,j} \quad \mathrm{B}_{i,j} \right]^{\mathrm{T}}$ с тремя компонентами (например, $\mathrm{R}_{i,j} = x_{i,j}^{\text{ВП}}$, $\mathrm{G}_{i,j} = x_{i,j}^{\text{компл}}$, $\mathrm{B}_{i,j} = x_{i,j}^{\text{ГП}}$) [8]:

$$\mathbf{X}^{\text{компл}} = \begin{bmatrix} x_{i,j}^{\text{ВП}} \\ x_{i,j}^{\text{компл}} \\ x_{i,j}^{\text{ГП}} \end{bmatrix}. \qquad (4)$$

После чего, выравнивают яркостный диапазон результирующего цветного изображения с помощью любого известного метода [9].

На рисунке 1 представлены исходные РЛИ ВП и ГП с явно выраженными поляризационно-зависимыми элементами. На рисунке 2 представлены результирующие комплексированные изображения полученные по известному усредняющему алгоритму и алгоритму максимума [6]. На рисунке 3 представлены комплексированные полутоновые изображения полученные на втором этапе предлагаемого способа, согласно выражений (1)-(3). Перенос среднего перепада яркости наиболее информативного изображения на другое, положительно сказывается на информативность результирующего изображения. На рисунке 4 представлены результирующие цветные комплексированные изображения, полученные на основе разработанного алгоритма, согласно выражения (4). Результирующее комплексированное цветное изображение является более информативным с высоким локальным контрастом и позволяет осуществлять селекцию поляризационно-зависимых объектов по их цветовому различию. При этом стоит отметить, что с увеличением коэффициента усиления k возрастает и шумовая составляющая результирующего изображения. Одним из наиболее эффективных методов снижения этих искажений является некогерентное накопление (суммирование) РЛИ одной и той же поверхности с некоррелированными спекл-структурами [3]. При этом для однородных поверхностей контраст спекл-структур снижается в $\sqrt{N}$ раз, где N – число некогерентно суммируемых РЛИ.

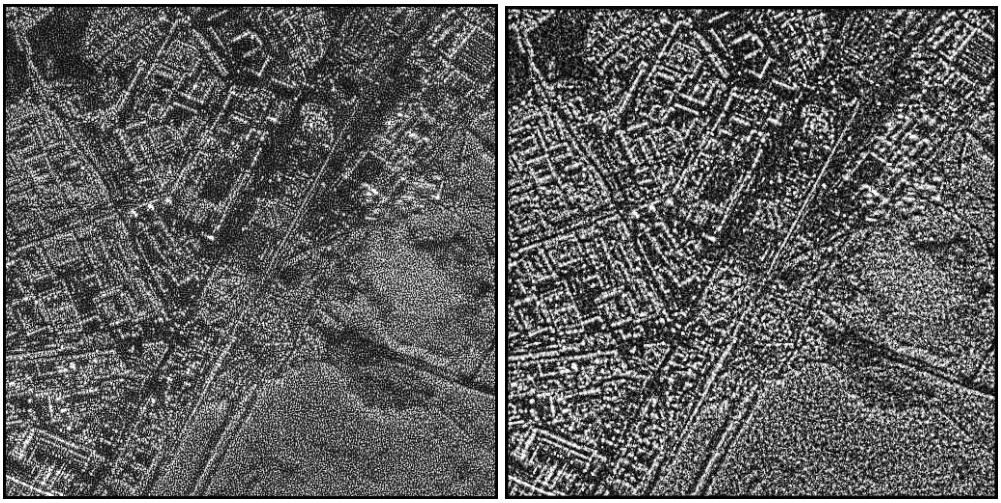
а) б)

Рис. 1. Исходные РЛИ полученные на ВП – а, и РЛИ на ГП – б

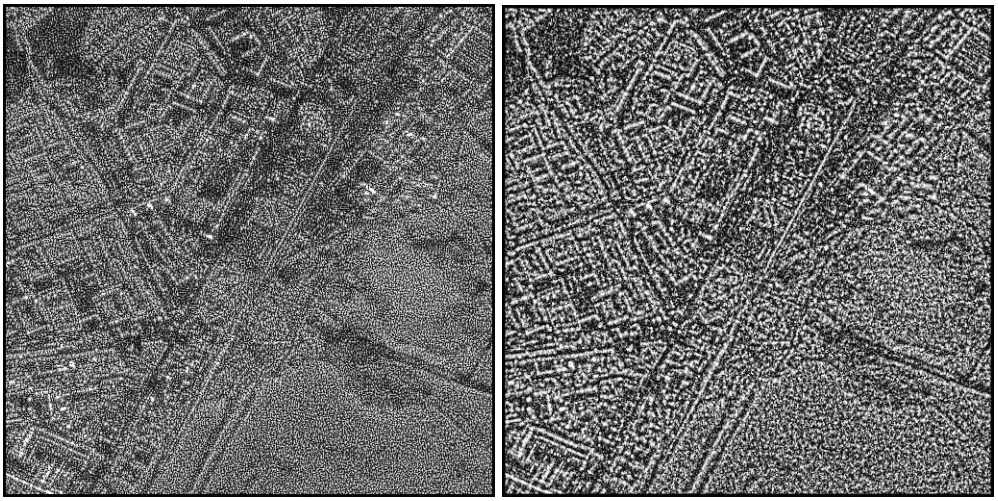
в) г)

Рис. 2. Пример комплексирования исходных РЛИ по алгоритму усреднения – а, по алгоритму максимума – б

а) б)

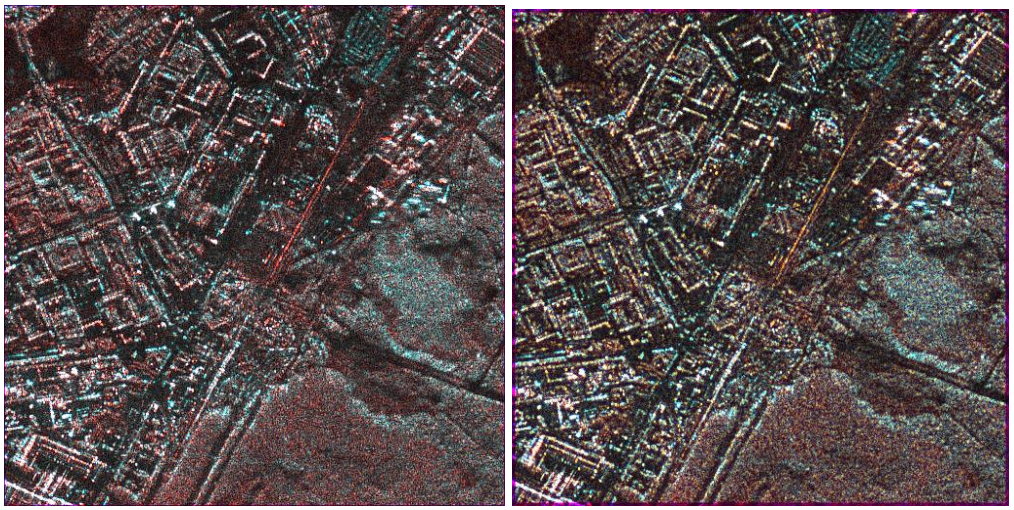


в) г)

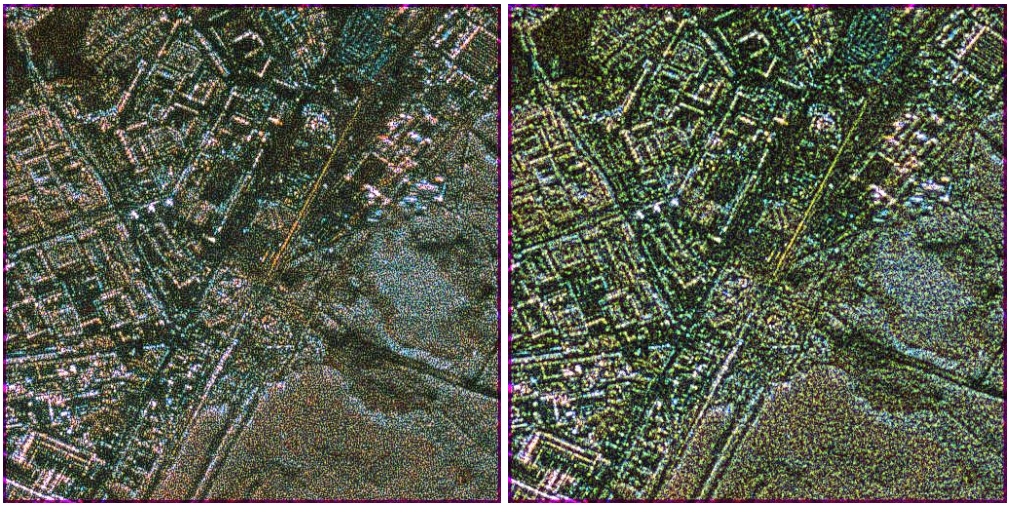


д) е)

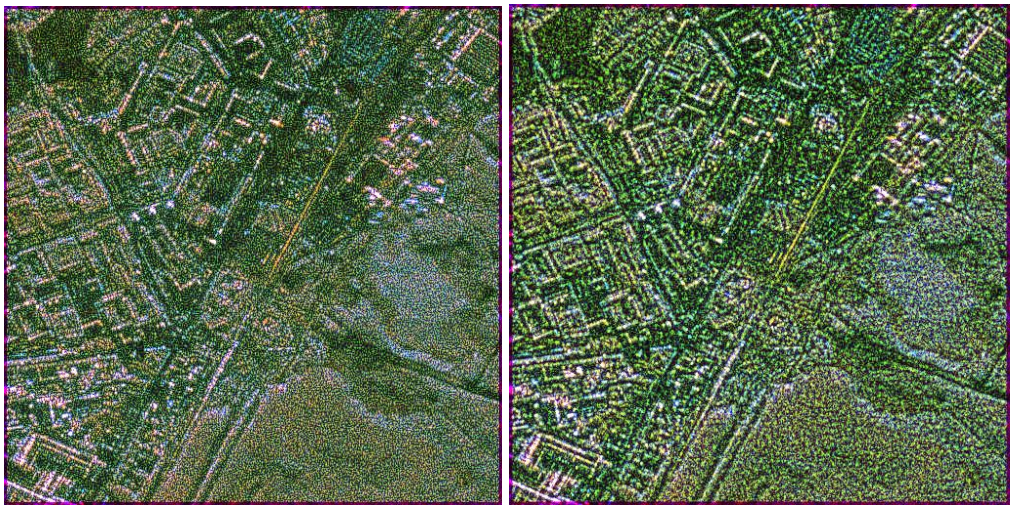
Рис. 3. Комплексированные полутоновые изображения полученные согласно выражений (1)-(3) для следующих исходных данных: $(P,Q)=1,k=1$ – а; $(P,Q)=4,k=1$ – б; $(P,Q)=1,k=4$ – в; $(P,Q)=4,k=4$ – г; $(P,Q)=1,k=8$ – д; $(P,Q)=4,k=8$ – е.



а) б)



в) г)



д) е)

Рис. 4. Комплексированные цветные изображения полученные согласно выражения (4) для следующих исходных данных: $(P,Q)=1,k=1$ – а; $(P,Q)=4,k=1$ – б; $(P,Q)=1,k=4$ – в; $(P,Q)=4,k=4$ – г; $(P,Q)=1,k=8$ – д; $(P,Q)=4,k=8$ – е.

Разработанный способ комплексирования не ограничивается только РЛИ на ГП и ВП, его также можно распространить и на большее количество каналов многополяризационных или многочастотных РЛИ. Тогда подготовка полутоновых RGB-составляющих цветного комплексированного изображения может производиться с использованием одного из методов синтеза единого черно-белого изображения (например, по выражениям (1)-(3)). Рассмотрим такой случай.

Вычисляют разности значений интенсивности каждого пиксела с окружающими его пикселами во всех каналах многоканального РЛИ:

$$\left(\Delta^{l}_{i\pm p,j\pm q}\right)_{d}=\left(x^{l}_{i,j}-x^{l}_{i\pm p,j\pm q}\right), \qquad (5)$$

где $l=1,...,L$ – индекс поляризационной или частотной компоненты

Усредняют полученные разности по количеству пикселей окрестности и каналов:

$$\Delta_{i,j}^{l1}=\left(\frac{\sum\limits_{l1}\sum\limits_{d}\left(\Delta_{i\pm p,j\pm q}^{l1}\right)_d}{(L/3-1)\left(\left((2P+1)(2Q+1)\right)-(L/3-1)\right)}\right)k, \quad (6)$$

$$\Delta_{i,j}^{l2}=\left(\frac{\sum\limits_{l2}\sum\limits_{d}\left(\Delta_{i\pm p,j\pm q}^{l2}\right)_d}{(L/3-1)\left(\left((2P+1)(2Q+1)\right)-(L/3-1)\right)}\right)k, \quad (7)$$

$$\Delta_{i,j}^{l3}=\left(\frac{\sum\limits_{l3}\sum\limits_{d}\left(\Delta_{i\pm p,j\pm q}^{l3}\right)_d}{(L/3-1)\left(\left((2P+1)(2Q+1)\right)-(L/3-1)\right)}\right)k. \quad (8)$$

где $l1=2,...,r2-1;\ l2=r2+1,...,r3-1;\ l3=r3+1,...,L;\quad r1,\ r2,\ r3\in[1,...,L];\quad r1=1,$ $r2=L/3,\ r3=2(L/3),\ r1,\ r2,\ r3$ – индексы каналов при L кратном 3.

Формируют цветовые комплексированные компоненты в виде полутоновых изображений:

$$x_{i,j}^{\text{Rкомпл}}=x_{i,j}^{r1}+\Delta_{i,j}^{l1},\ x_{i,j}^{\text{Gкомпл}}=x_{i,j}^{r2}+\Delta_{i,j}^{l2},\ x_{i,j}^{\text{Bкомпл}}=x_{i,j}^{r3}+\Delta_{i,j}^{l3}. \quad (9)$$

Результирующее изображение представляют в виде синтезированного RGB-цветного изображения:

$$\mathbf{X}^{\text{компл}}=\begin{bmatrix} x_{i,j}^{\text{Rкомпл}} \\ x_{i,j}^{\text{Gкомпл}} \\ x_{i,j}^{\text{Bкомпл}} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

4. Заключение

Таким образом, перенос градиентов и цветовой синтез является эффективным средством для комплексного дешифрирования РЛИ, полученных на различных поляризациях. Важным свойством цветового синтеза является то, что результат синтеза по своим дешифровочным свойствам при прочих равных условиях не хуже, чем каждое из поляризационных изображений, что говорит в пользу его применения для сокращения времени дешифрирования при исключении потерь информации. Цветовой синтез оказывается выгодным и с точки зрения вычислительных затрат, так как не требует обработки изображения попиксельно, а использует физиологические особенности цветового зрения человека. Разработанный алгоритм может использоваться в любых многополяризационных и многочастотных радиолокационных системах с целью повышения их информативности.

Литература

1. Тарасов В.В., Якушенков Ю.Г. Двух- и многодиапазонные оптико-электронные системы с матричными приемниками излучения. М.: Университетская книга; Логос. 2007. 192 с.

2. Действующие и перспективные спутники наблюдения земли // Геоматика. 2013. № 2. С. 107−111.
3. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений. Под ред. Л.А. Школьного. М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. 531 с.
4. Шипко В.В. О возможных подходах комплексирования иконической информации в многоканальных системах воздушно-космической разведки. Актуальные вопросы исследований в авионике: теория, обслуживание, разработки: сб. тезисов докл. IV Всероссийской научно-практической конференции «АВИАТОР», Воронеж, 16-17 февраля 2017 г., Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2017. 232 с.
5. Современные технологии обработки данных дистанционного зондирования Земли / Под ред. В.В. Еремеева. М.: Физматлит, 2015. 460 с.
6. Васильев А.С. Методы комплексирования изображений многоспектральных оптико-электронных систем // Сборник трудов международной конференции «Прикладная оптика – 2014». – СПб, 2014, Т.2, С.191-194.
7. Богданов А.П., Холопов И.С. Алгоритмы формирования цветного комплексированного изображения из многоспектральных монохромных на основе методов преобразования цветов / Цифровая обработка сигналов. 2013. № 3. С. 26-32.
8. Шипко В.В. Алгоритм комплексирования двух разноспектральных изображений на основе цветового синтеза // Цифровая обработка сигналов. 2017. № 3. С. 32-38.
9. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. 1072 с.

REFERENCES

1. Tarasov V.V., Yakushenkov Yu.G. Two - and multirange optical-electronic systems with matrix receivers of radiation. M.: University book; Logos. 2007. 192 p.
2. The operating and perspective satellites of supervision of the earth // Geomatika. 2013. No. 2. Pp. 107−111.
3. Radar-tracking systems of air reconnaissance, decoding of radar images. Under the editorship of L.A. Shkolny. M.: VVIA of the prof. N. E. of Zhukovsky, 2008. 531 p.
4. Shipko V. V. O possible approaches of a integration of iconic information in multichannel systems of aerospace investigation. Actual questions of researches in avionics: theory, service, developments: sb. theses dokl. IV All-Russian scientific and practical PILOT conference, Voronezh, on February 16-17, 2017, Voronezh: VUNTs Air Force "VVA", 2017. 232 p.
5. Modern technologies of data processing of remote sensing of Earth / Under the editorship of V. V. Yeremeyev. M.: Fizmatlit, 2015. 460 pages.
6. Vasiliev A.S. Methods integration images multi-spectral optical-electronics system // Proceedings of the international conference «Applied Optics – 2014». – SPb, 2014, T.2, Pp.191-194.
7. Bogdanov A.P., I.S's Lackeys. Algorithms of formation of the color integration image from multispectral flowers, monochrome on the basis of methods of transformation, / Digital processing of signals. 2013. No. 3. Pp 26-32.
8. Shipko V. V. Algorithm of a integration of two different spectrums images on the basis of color synthesis//Digital processing of signals. 2017. No. 3. Page 32-38.
9. Gonsalez R., Woods River. Digital processing of images. M.: Technosphere, 2005. 1072 pages.

О НЕКОТОРЫХ СПОСОБАХ ОЦЕНКИ АНИЗОТРОПИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Ю. С. Радченко, О. А. Машарова

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе рассмотрены алгоритмы количественной оценки анизотропии полей (изображений). Предложен подход на основе анализа спектров в ортогональных базисах. Спектральные алгоритмы оценки анизотропии корректны с математической точки зрения, удобны для практической реализации. В работе предложены два вида алгоритмов. Первый основан на энергетическом сравнении верхней и нижней треугольных подматриц двумерной спектральной матрицы блоков изображений. Предложены метрики оценки анизотропии изображения. Другой подход основан на вычислении рангового коэффициента корреляции Спирмена вертикальных и горизонтальных компонент спектральных матриц. Метрика, основанная на ранговом коэффициенте корреляции свободна от ограничений на статистику обрабатываемого изображения и структуру спектров.

Ключевые слова: анизотропия изображения, спектральный анализ поля, метрики оценки анизотропии, корреляция Спирмена.

ABOUT SOME METHODS OF ESTIMATION OF IMAGES ANISOTROPY

Y. S. Radchenko, O. A. Masharova

Voronezh state university (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. This paper considers algorithms for quantitative estimation of anisotropy of fields (images). An approach based on the analysis of spectra in orthogonal bases is proposed. Spectral algorithms of estimation of the anisotropy is correct from a mathematical point of view, convenient for practical implementation. In this paper, two types of algorithms are proposed. The first one is based on the energy comparison of the upper and lower triangular submatrices of the two-dimensional spectral matrix of image blocks. Proposed metrics for evaluation of image anisotropy. Another approach is based on the calculation of Spearman's rank correlation coefficient of vertical and horizontal components of spectral matrices. The metric based on the rank correlation coefficient is free from restrictions on the statistics of the processed image and the structure of the spectra.

Keywords: anisotropy of image, a spectral analysis of the field, metrics of estimation of anisotropy, correlation coefficient.

1. Введение

Реальные изображения, содержащие границы фрагментов, контуры, разнообразные текстуры, являются анизотропными. Оценка ориентации и анизотропии пространственного фрагмента в кадре являются важными задачами цифровой обработке изображений при видеокодировании, трассировке движения объекта и других приложениях [1,2,3]. Исследование анизотропии может быть самостоятельной задачей при обнаружении и распознавании текстур, объектов, границ фрагментов, так и вспомогательной задачей при адаптивной обработке изображений.

Как правило, анизотропия исследуется и оценивается в пиксельном пространстве изображения. Например, в [4,5] строится корреляционный тензор градиента фрагментов изображений. Однако такой подход обладает рядом недостатков. Во-первых, дифференцирование изображений на реальном изображении создает разрывные контуры изображений, так что попутно возникает проблема их сшивания. Во-вторых, при дифференцировании изображения с сопутствующими шумами усиливаются шумы на полученном изображении, от которых нужно избавиться. В-третьих, при видеокодировании используются блочные алгоритмы обработки. Поэтому возникает проблема ложных контуров.

В работе [6] предложен способ оценки анизотропии изображений на основе анализа спектров в некоторых ортогональных базисах: дискретного косинусного - DCT, Уолша-Адамара, чебышевского-GDCT. Эта методика не приводит к математическим неопределенностям при дифференцировании резких краев фрагментов изображений, а также не дает усиления шумов на изображении. Данная работа предлагает новые алгоритмы оценки анизотропии изображений, в том числе непараметрические, основанные на анализе спектров.

2. Анализ спектров анизотропных двумерных сигналов

Пусть задан двумерный сигнал $s(x,y)$, $(x,y)\in D$. Свойства сигнала по координатам (x,y) различные. В [4,5] это отличие характеризуется компонентами градиента $\nabla s(x,y)$: $\partial s(x,y)/\partial x$, $\partial s(x,y)/\partial y$. Известно, что характеристикой, которая определяет протяженность сигнала, является интервал корреляции, или в двумерном случае область корреляции. Запишем двумерную автокорреляционную функцию (АКФ) сигнала

$$R(X,Y)=\frac{\int\int s(x,y)s(x+X,y+Y)dxdy}{\int\int (s(x,y))^2 dxdy}. \qquad (1)$$

Для АКФ имеет место пара преобразований

$$S(\omega_x,\omega_y)=\int\int R(X,Y)\exp\left[-j\left(X\omega_x+Y\omega_y\right)\right]dXdY,$$

$$R(X,Y)=\left(1/2\pi\right)^2\int\int S(\omega_x,\omega_y)\exp\left[j\left(X\omega_x+Y\omega_y\right)\right]d\omega_x d\omega_y. \qquad (2)$$

Спектральная плотность мощности $S\left(\omega_x,\omega_y\right)=\left|G(\omega_x,\omega_y)\right|^2$, где $G(\omega_x,\omega_y)=\int\int s(x,y)\exp\left[-j\left(x\omega_x+y\omega_y\right)\right]dxdy$ – спектр сигнала. В окрестности положения максимума $\omega_x=0,\ \omega_y=0$ спектральная плотность $S(\omega_x,\omega_y)$ имеет вид

$$S(\omega_x,\omega_y)\approx S_{00}-0.5\left(S_{11}\omega_x^2+S_{22}\omega_y^2+2S_{12}\omega_x\omega_y\right), \qquad (3)$$

где $S_{11}=-\partial^2 S(\omega_x,\omega_y)/(\partial\omega_x)^2$, $S_{22}=-\partial^2 S(\omega_x,\omega_y)/(\partial\omega_y)^2$

$$S_{12} = -\frac{\partial^2 S(\omega_x, \omega_y)}{\partial \omega_x \partial \omega_y} \tag{4}$$

Как видно из (3) спектральная плотность в окрестности максимума представляет собой квадратичную форму (в сечении – эллипс). Поворот осей с помощью преобразования

$$\begin{aligned} X &= u\cos\theta - v\sin\theta & \Omega_u &= \omega_x \cos\theta - \omega_y \sin\theta \\ Y &= u\sin\theta + v\cos\theta & \Omega_v &= \omega_x \sin\theta + \omega_y \cos\theta \end{aligned} \tag{5}$$

приводит квадратичную форму (3) к каноническому виду

$$S(\Omega_u, \Omega_v) = S_{00} - 0.5(\alpha^2 \Omega_u^2 + \beta^2 \Omega_v^2). \tag{6}$$

Здесь Θ – угол поворота, приводящий к канонической форме

$$tg(2\theta) = \frac{2S_{12}}{S_{11} - S_{22}}, \tag{7}$$

$\alpha^2 = \lambda_1, \quad \beta^2 = \lambda_2$, где λ_1, λ_2 – корни уравнения

$$\begin{vmatrix} S_{11} - \lambda & S_{12} \\ S_{12} & S_{22} - \lambda \end{vmatrix} = 0. \tag{8}$$

Причем, $\lambda_1 + \lambda_2 = S_{11} + S_{22}$, $\lambda_1 \lambda_2 = S_{11} S_{22} - S_{12}^2$. Набор параметров $(\lambda_1, \lambda_2, \theta)$ характеризует неоднородность сигнала $s(x, y)$ по координатам (x, y).

Из пары соотношений для $R(X,Y) \leftrightarrow S(\omega_x, \omega_y)$ (2) следует, что

$$\begin{aligned} S_{11} &= \int\int X^2 R(X,Y) dX dY = \int X^2 R(X) dX, \\ S_{22} &= \int\int Y^2 R(X,Y) dX dY = \int Y^2 R(Y) dY, \\ S_{12} &= \int\int XY \cdot R(X,Y) dX dY. \end{aligned} \tag{9}$$

Операции интегрирования свободны от вычислительных проблем, свойственных дифференцированию. Кроме того, интегральные преобразования не ухудшают отношения сигнал/шум. Отметим, что характеристики анизотропии, указанные выше, соответствуют характеристикам анизотропии, введенным в [4,5] на основе анализа корреляционного тензора градиента.

3. Спектральные энергетические метрики

Рассмотрим дискретный цифровой сигнал, вписанный в квадратный блок. Двумерный спектр сигнала можно вычислить при разложении по базису дискретного косинусного преобразования – DCT или дискретного чебышевского преобразования – GDCT [7]. Прямые преобразования DCT и GDCT имеют сходный вид

$$\mathbf{C} = [C_{km}] = \Phi \mathbf{S} \Phi^T \quad , k, m = 0...N-1, \tag{10}$$

где $\mathbf{S} = [s_{i,j}], \quad i, j = 0..N-1$ - двумерный блок отсчетов сигнала- для DCT, или сэмплов для GDCT.

$$\Phi = \sqrt{\frac{2}{N}} \begin{bmatrix} \sqrt{0.5} \\ \cos(\pi k \frac{i+0.5}{N}) \end{bmatrix} , k = 0..N-1 . \quad (11)$$

Двумерная спектральная матрица $[C_{km}]$, $k,m = 0..N-1$ в общем случае имеет неоднородную структуру. Для нее целесообразно ввести энергетическую характеристику интегральной анизотропии

$$M_E = \frac{\sum_{k=0}^{N-2} \sum_{m=k+1}^{N-1} C_{km}^2}{\sum_{m=0}^{N-2} \sum_{k=1}^{m+1} C_{km}^2} = \frac{E_H}{E_L} . \quad (12)$$

То есть берется отношение энергии верхней треугольной подматрицы к энергии нижней треугольной подматрицы матрицы $\mathbf{C}$. Здесь k номер стоки, m номер столбца спектральной матрицы. Диагональные элементы матрицы $\mathbf{C}$ не учитываются. В предельном случае либо $E_H = 0$, либо $E_L = 0$. Таким образом, метрика $0 \le M_E < \infty$ в зависимости от степени анизотропии. Для изотропного поля $M_E = 1$. Такой разброс значений метрики M_E неудобен для практики. Более удобна метрика

$$L_E = \frac{E_H - E_L}{E_H + E_E} \quad (13)$$

Очевидно, что $-1 \le L_E \le 1$. Изотропному полю будет соответствовать значение $L_E \approx 0$. Из формул (12) и (13) видно, что метрики M_E и L_E однозначно связаны.

Отметим, что с вычислительной точки зрения вместо C_{km}^2 удобнее использовать $|C_{km}|$. Введем спектральные параметры

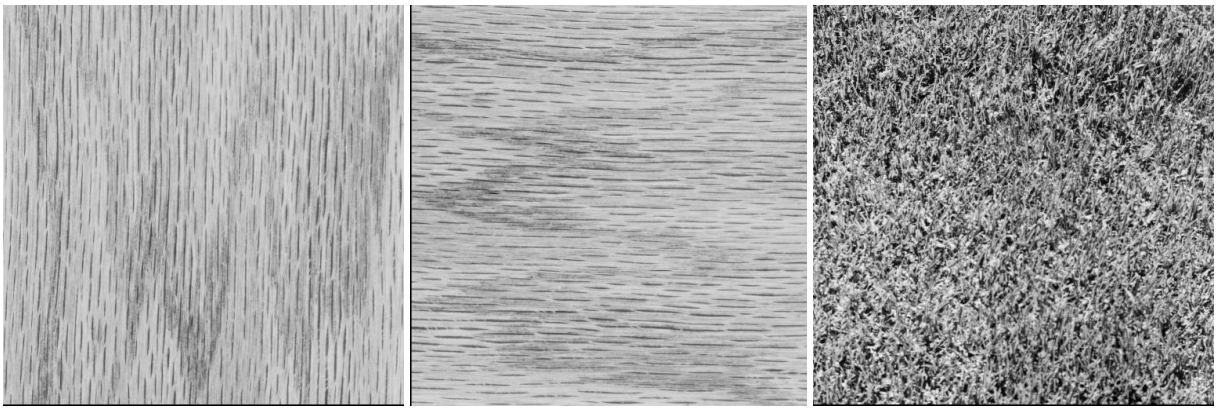
$$d_H = \sum_{k,m}^{m>k} |C_{km}|, \qquad d_L = \sum_{k,m}^{m<k} |C_{km}| \quad (14)$$

Тогда можно ввести метрику, определив отношение данных величин как

$$M_d = \frac{d_H}{d_L} , \quad (15)$$

По значению M_d мы можем судить о величине и направлении анизотропии. Если $M_d < 1$, то поле анизотропно в вертикальном направлении. Если $M_d > 1$, то анизотропия имеет горизонтальное направление. В случае $M_d \approx 1$ блок является изотропным.

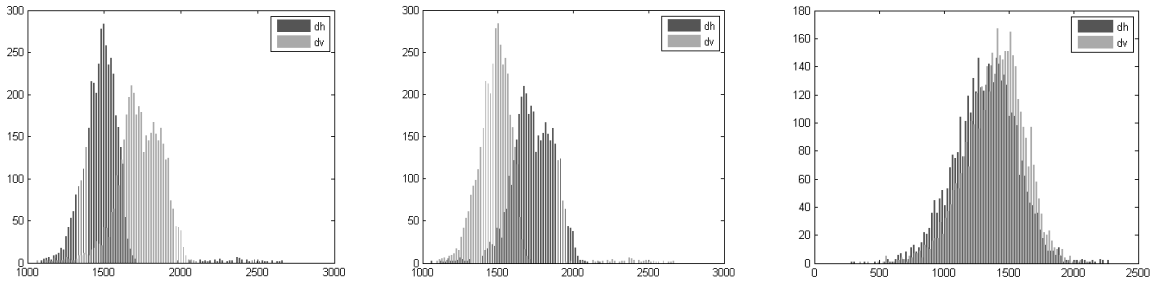
Для экспериментального исследования предложенного метода анализа анизотропии взяты изображения текстур, представленные на рисунке 1. На рисунке 1*а* анизотропия имеет вертикальное направление, на рисунке 1*б* анизотропия имеет горизонтальное направление и на рисунке 1*в* изображение изотропно.



а) б) в)

Рис. 1 – Изображения текстур

Гистограммы параметров (d_H, d_L) всех блоков исследуемых изображений представлены на рисунке 2. Более темная гистограмма соответствует d_H, более светлая d_L. В таблице приведены статистические характеристики распределения найденных параметров.



а) б) в)

Рис. 2 – Гистограммы параметров (d_H, d_L) для а) вертикальной текстуры, б) горизонтальной текстуры в) изотропного изображения

Как видно из рисунка 2, гистограммы d_H и d_L имеют сдвиг в зависимости от степени анизотропии.

Табл. 1

Тип текстуры	Изотропная	Вертикальная	Горизонтальная
Мат. ожидание d_H	1329	1488	1734
Мат. ожидание d_L	1394	1734	1488
Дисперсия d_H	240	148	141
Дисперсия d_L	224	141	148
Мода d_H	282	1088	1053
Мода d_L	355	1053	1088
Медиана d_H	1340	1487	1733
Медиана d_L	1411	1733	1487

В таблице 1 приведены статистические характеристики компонент d_H и d_L.

Из полученных гистограмм и статистических характеристик видно, что распределения предложенных метрик направления анизотропии зависят от типа

текстуры. На изображениях с вертикальной текстурой, метрика $M_d > 1$. На изображениях с горизонтальной текстурой, метрики $M_d < 1$ блоков. Метрика $0 \le M_d < \infty$ и имеет те же неудобства, что и M_E. Поэтому может оказаться предпочтительней метрика

$$L_d = \frac{d_H - d_L}{d_H + d_L}. \qquad (16)$$

4. Непараметрическая метрика Спирмена

Анизотропия сказывается на поведении спектральных коэффициентов по горизонтали и вертикали. При этом самые значительные компоненты спектра сосредоточены в первом столбце и первой строке матрице $\mathbf{C}$. В случае анизотропии поля эти два вектора сильно различаются, и, наоборот, для изотропного поля они приблизительно одинаковы. Мерой различия или сходства двух векторов может служить коэффициент ранговой корреляции Спирмена [8]. Его достоинством является независимость от статистики обрабатываемых данных. Таким образом, структура алгоритма оценки анизотропии выглядит следующим образом. 1) Для каждого блока вычисляется векторы величин $\left(C_{k,0}\right)^2$ и $\left(C_{0,m}\right)^2, k,m = 0..N-1$ 2) элементы векторов сортируются и вычисляются их ранговые векторы $R^{(c)}$, $R^{(r)}$ по столбцу $\left(C_{k,0}\right)^2$ и строке $\left(C_{0,m}\right)^2$, 3) вычисляется коэффициент ранговой корреляции Спирмена

$$R_S = 1 - \frac{6}{N(N^2-1)} \sum_{j=0}^{N-1} \left(R_j^{(c)} - R_j^{(r)} \right)^2 \qquad (17)$$

Если $\sum_{j=0}^{N-1} \left(R_j^{(c)} - R_j^{(r)} \right)^2 \approx 0$, то коэффициент корреляции $R_S \to 1$, что соответствует случаю изотропного поля. Если $R_S << 1$, то имеет место вертикальная или горизонтальная анизотропия поля. Для случайного поля коэффициент $0 \le R_S \le 1$. Поэтому необходимо построить гистограммы или ядерные оценки плотностей величин R_S для разных типов изображений.

Для статистического анализа изображений, представленных на рисунке 1, кадр размером 800x800 пикселей разбивался на блоки 16x16 элементов. То есть, таких блоков $N = 50 \times 50 = 2500$ штук. Соответственно, вычислялись $N = 2500$ коэффициентов ранговой корреляции Спирмена для каждого из изображений, представляющих выборку $\vec{\xi}$ для статистического анализа.

Для построения гистограммы использовалось $\nu = 17$ интервалов группировки на интервале $[0,1]$ ($\nu = 5 \cdot \lg(2500) \approx 17$). Поскольку гистограмма представляет собой дискретную аппроксимацию плотности вероятности, целесообразно построить непрерывную аппроксимацию плотности вероятности на основе ядерной оценки [8]. Для

этого над элементами исходной выборки $\vec{\xi}$ производилась операция свертки с ядром вида $K(u)=\left(1/\sqrt{2\pi h_0^2}\right)\exp\left(-u^2/2h_0^2\right)$, где ширина ядра $h_0=0.04$. На рисунке 3 приведена гистограмма и ядерная оценка плотности вероятности (сплошная линия) для выборки данных, соответствующих рисунку 1а.

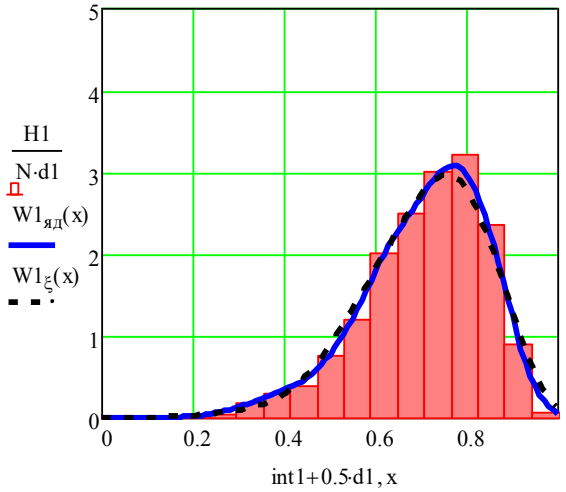


Рис. 3 - Гистограмма, ядерная оценка и аппроксимация рядом Эджворта

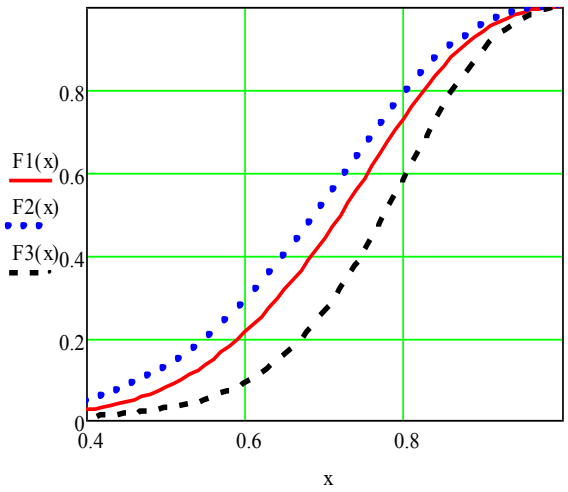


Рис.4. - Функции распределения ранговых векторов изображений

Для более глубокого анализа распределения получена аппроксимация распределения в виде расширенного ряда Эджворта

$$W(x)=N(z(x))\left[1+\frac{\gamma_1}{3!}H_3(z(x))+\frac{\gamma_2}{4!}H_4(z(x))+\frac{10}{6!}(\gamma_1)^2H_6(z(x))\right]$$

и функция распределения $F(x)=\int_0^x W(u)du$.

Здесь $z(x)=\dfrac{x-m_\xi}{\sigma_\xi}$, $N(z(x))=\dfrac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\xi^2}}\exp\left(-\dfrac{(x-m_\xi)^2}{2\sigma_\xi^2}\right)$, m_ξ, σ_ξ^2 - математическое ожидание и дисперсия выборки $\vec{\xi}$, а γ_1, γ_2 -коэффициенты асимметрии и эксцесса этой выборки. Аппроксимация в виде ряда Эджворта приведена на рисунке 3 штриховой линией. Как видно из графика, ядерная оценка и ряд Эджворта очень хорошо совпадают.

На рисунке 4 приведены на одном графике функции распределения $F_1(x), F_2(x), F_3(x)$ статистик $\vec{\xi}_1, \vec{\xi}_2, \vec{\xi}_3$ для изображений на рисунках 1 а), б), в). Как видно из графиков, появление анизотропии приводит к сдвигу функции распределения в сторону меньших значений коэффициента корреляции Спирмена.

Значение $x=0.7$ лежит в центре медиан функций распределения $F_1(x), F_2(x), F_3(x)$. Расчеты показали, что в этой точке $F_2(x)/F_1(x)\approx 1.2$, $F_2(x)/F_3(x)\approx 2$. То есть два случайных поля с противоположными видами анизотропии имеют небольшое различие

в вероятности метрики Спирмена. В то же время отличие анизотропного и изотропного поля весьма существенно с точки зрения указанной метрики.

Анализ моментов распределений $F_1(x), F_2(x), F_3(x)$ показал, что наибольшее различие при переходе от анизотропного поля к изотропному наблюдается для коэффициентов эксцесса $\mu = \gamma_2^{(3)} / \gamma_2^{(2)} \approx 2.92$. В то же время $\mu = \gamma_2^{(1)} / \gamma_2^{(2)} = 1.15$. Здесь верхний индекс соответствует номеру выборки. Таким образом, параметр $1 \le \mu \le 3$ при переходе от сравнения анизотропных/анизотропных к варианту изотропных/анизотропных полей.

Итоговый критерий можно предложить следующий. По кадру изображения вычисляется вектор $\vec{\xi}$ коэффициентов ранговой корреляции Спирмена спектральных горизонтальных и вертикальных векторов в кадрах изображения. На основе этого вектора вычисляется коэффициент эксцесса $\gamma_2 = \dfrac{(\xi_i - m_\xi)^4}{\sigma_\xi^4} - 3$ и сравнивается с коэффициентом эксцесса тестового анизотропного изображения, для которого $\gamma_2 \approx 0.35 \pm 0.02$.

Данный подход обладает тем преимуществом, что статистика μ основана на непараметрическом виде коэффициента корреляции Спирмена, свободном от ограничений на статистику обрабатываемого изображения и структуру спектров.

5. Заключение

В работе рассмотрены алгоритмы количественной оценки анизотропии полей (изображений). В отличие от существующих алгоритмов, основанных на покоординатном дифференцировании полей, предложен подход на основе анализа спектров по ортогональным базисам. Пример таких базисов - базисы Фурье, дискретного косинусного преобразования, дискретного преобразования Чебышева, преобразования Уолша-Адамара и др. Спектральные алгоритмы оценки анизотропии корректны с математической точки зрения, удобны для практической реализации. В работе предложены два вида алгоритмов. Первый основан на энергетическом сравнении верхней и нижней треугольных подматриц двумерной спектральной матрицы блоков изображений. Гистограммы и статистические характеристики параметров, характеризующих вид и степень анизотропии поля, демонстрируют изменение при изменении структуры поля. Метрики, основанные на этих параметрах, могут служить мерой анизотропии изображения.

Другой подход основан на вычислении рангового коэффициента корреляции Спирмена вертикальных и горизонтальных компонент спектральных матриц. Метрика, основанная на ранговом коэффициенте корреляции, обладает тем преимуществом, что свободна от ограничений на статистику обрабатываемого изображения и структуру спектров.

Литература

1. Дворкович В. П., Дворкович А. В. Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика). Москва: Техносфера, 2012. -1008 с.
2. Яне Б. Цифровая обработка изображений / Пер. с англ. . – Москва: Техносфера, 2007. -584 с.
3. Методы компьютерной обработки изображений /Под ред. В. А. Сойфера. – Москва: Физматлит, 2003.- 784 с.
4. Vliet, L. J., Verbeek, P. W. Estimation for orientation and anisotropy in digitized Images. // Proc. Of the first conf. ASCI'95, 1995, Netherland. - Pp. 442-450.
5. Xudong, Jiang. On orientation and anisotropy for online fingerprint authentication. // IEEE Trans. Of Signal Proc., 2005, Vol. 53, No. 10. - Pp. 4038-4049.
6. Радченко Ю. С., Миляев С. В. Спектральный анализ анизотропии изображений // Вестник ВГУ. Серия Математика, физика, 2011, №2. - с. 45-51/
7. Радченко Ю. С. Алгоритм сжатия изображений на основе полиномиальных преобразований // Цифровая обработка сигналов, 2002, №1. - с.2-6.
8. Лагутин М. Б. Наглядная математическая статистика. Москва: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2007.– 472 с.

References

1. Dvorkovich, V. P., Dvorkovich, A. V. Digital Video Information Systems (Theory and Practice). M.: Technosphera, 2012. - 1008 p.
2. Jane, B. Digital Image Processing. M.: Technosphera, 2005. – 690 p.
3. Methods of computer image processing. / Ed. V. A. Soifer - 2nd ed. M.: Fizmatlit, 2003. - 784 p.
4. Xudong, Jiang. On orientation and anisotropy for online fingerprint authentication. // IEEE Trans. Of Signal Proc., 2005, Vol. 53, No. 10. - Pp. 4038-4049.
5. Vliet, L. J., Verbeek, P. W. Estimation for orientation and anisotropy in digitized Images. // Proc. Of the first conf. ASCI'95, 1995, Netherland. - Pp. 442-450.
6. Radchenko, Y. S., Milyaev, S. V. Spectral analysis of image anisotropy. // Proceeding of Voronezh State University. Series Physics. Mathematics, 2011, No. 2. - Pp. 45-51.
7. Radchenko, Y. S. The algorithm of image compression based on polynomial transformations. Digital signal processing, 2002, No. 1. - Pp.2-6.
8. Lagutin, M. B. Visual mathematical statistics. M.: BINOM. Laboratory of Knowledge, 2007.-472 p.

ПРИМЕНЕНИЕ ЛЕСТНИЧНОГО СПОСОБА ШИФРОВАНИЯ ПРИ СКРЫТИИ ИНФОРМАЦИИ В ИЗОБРАЖЕНИИ

А.В. Бесков[1], М.Л. Вотинов[1], Ю.В. Ковайкин[1], А.В.Уйманов[1]

[1]Военная академия связи им. С.М. Буденного (ВАС им. С.М. Буденного), Санкт-Петербург

Аннотация. На сегодняшний день существует множество криптографических способов шифрования данных для гарантированной стойкости передаваемой информации. Также, множество способов их расшифрования, что ставит под вопрос актуальность криптографической защиты передаваемой информации из-за возрастающей минимизации времени на процедуру расшифрования. Поэтому стеганографические способы становятся более востребованными так как они скрывают сам факт передачи данных, а также их хранение.

Ключевые слова: стенография, криптографические способы шифрования, BMP-файл.

USING STAIRCASE ENCRYPTION WHEN HIDING INFORMATION IN AN IMAGE

A. V. Beskov[1], M. L. Votinov[1], Y.V Kovaykin[1], A.V. Uimanov[1]

[1]Military Academy of Communications named after S.M. Budyonny, St-Petersburg, Russia

Abstract: today there are many cryptographic methods of data encryption to ensure the durability of the transmitted information. Also, there are many ways to decrypt them, which calls into question the relevance of cryptographic protection of transmitted information due to the increasing minimization of time for the decryption procedure. Therefore, steganographic methods are becoming more popular because they hide the fact of data transfer, as well as their storage.

Keywords: stenography, cryptographic methods of encryption, BMP-file.

1. Введение

Эффективность управления боевыми действиями войск, силами и оружием существенно зависит от надёжной защищённости и имитостойкости обмениваемой информации между органами и объектами управления. Анализ требований, предъявляемых управлением к связи, позволяет сделать вывод о том, что наряду с требованиями по своевременности и достоверности наиболее важным являются обеспечение безопасности связи. Это вызвано тем, что в системах управления оперативного и тактического звеньев циркулирует около 70% сообщений, которые содержат секретные сведения. Противник применяет всё более новые усовершенствованные способы вскрытия содержание передаваемой информации. На сегодняшний день существует множество криптографических способов шифрования данных для гарантированной стойкости передаваемой информации. Также, множество способов их расшифровки, что ставит под вопрос актуальность криптографической защиты передаваемой информации из-за возрастающей минимизации времени на процедуру декодирования. Поэтому стеганографические способы становятся более

востребованными в ИТКС СН, так как они скрывают сам факт передачи секретных данных, а также их хранение.

Стеганографический способ передачи изображений методом LSB.

К примеру, возьмём BMP-файл, в котором каждый пиксель кодируется тремя байтами BGR. BMP-файл относится к растровому изображению, если же необходимо скрыть СС в векторной графике, её сначала нужно перевести в растровое изображение. Для такого типа изображения существует LSB метод. Заключается он в изменении незначительных бит каждого байта для ввода СС. При изменении цвет изображения меняется незаметно для человеческого глаза. 1байт = 8бит = 11111111 = 2^0 2^1 2^2 2^3 2^4 2^5 2^6 2^7 = 1+2+4+8+16+32+64+128 = 255

Так как первые три бита имеют малые значения: 1ый бит = 2^0 = 1; 2ой бит = 2^1 = 2; 3ий бит = 2^2 = 4, то их разность от общей суммы при итоговом значении особо не повлияет на изменение цвета. При максимальных значениях BGR цвет будет белым, как показано на рисунке №1.

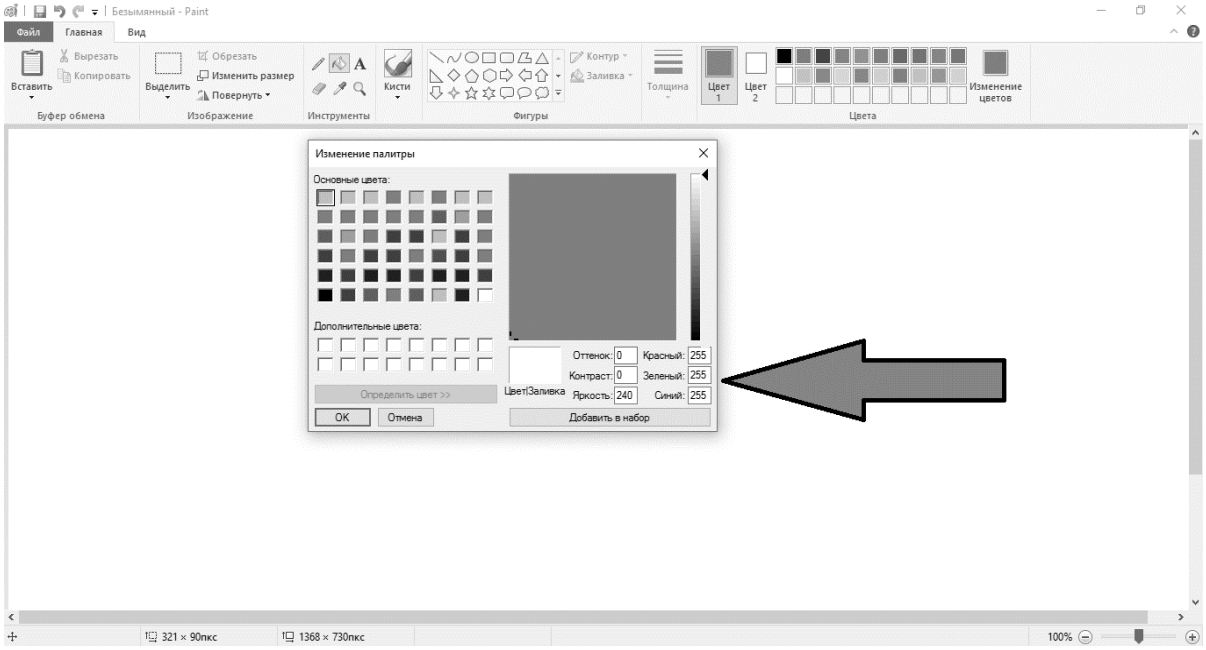


Рис.1. Изменение цветов в Paint

Рассмотрим изменение байта на примере с помощью программы Paint. Допустим мы хотим зашифровать в одном пикселе 3 буквы: Д, А и Р, где Д в третичной системе = 010; А в третичной системе = 011; Р в третичной системе = 100. Пиксель равен 3 байтам, в каждом байте по 8 бит. Мы возьмём пиксель, в котором три байта имеют биты как показано на рисунке №2.

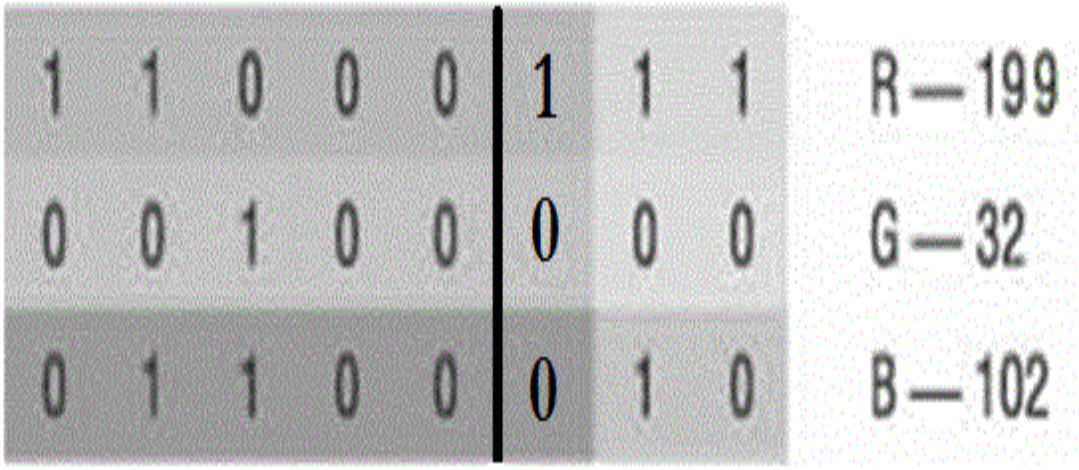


Рис.2. Бинарный вид первого пикселя

На рисунке №3 изображён круг в Paint такого же цвета, как и этот пиксель, введя значения КРАСНЫЙ, ЗЕЛЁНЫЙ, СИНИЙ.

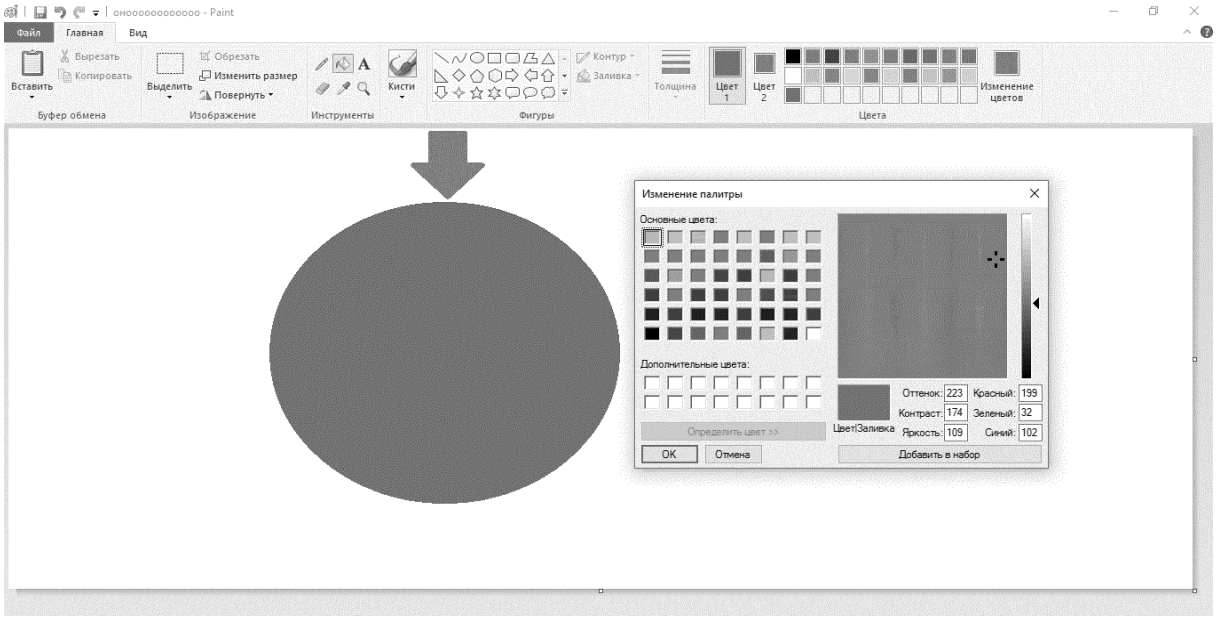


Рис.3. Цвет первого пикселя

Теперь заменим по три последних бита в трех байтах на биты букв из третичной системы, получим результат на рисунке №4.

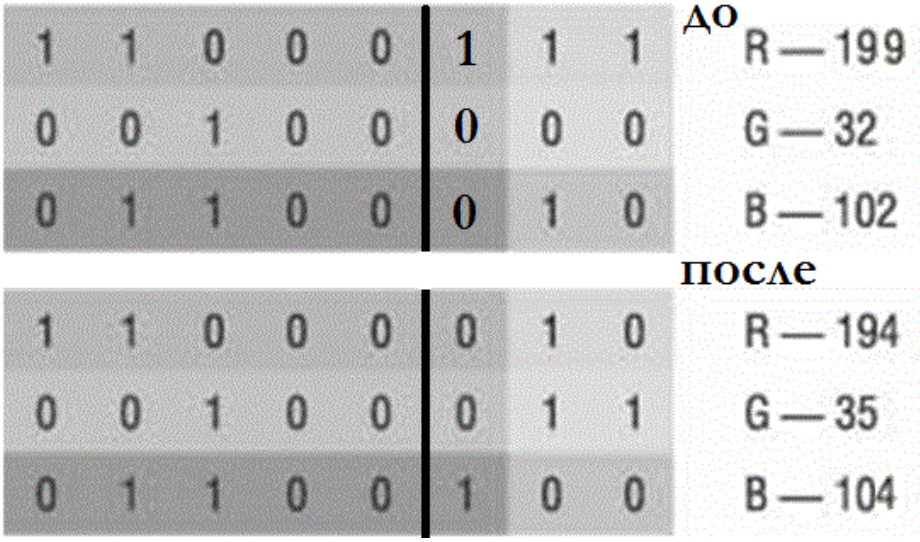


Рис.4. Бинарный вид первого и второго пикселя

На рисунке №5 изображён круг цветом второго изменённого пикселя.

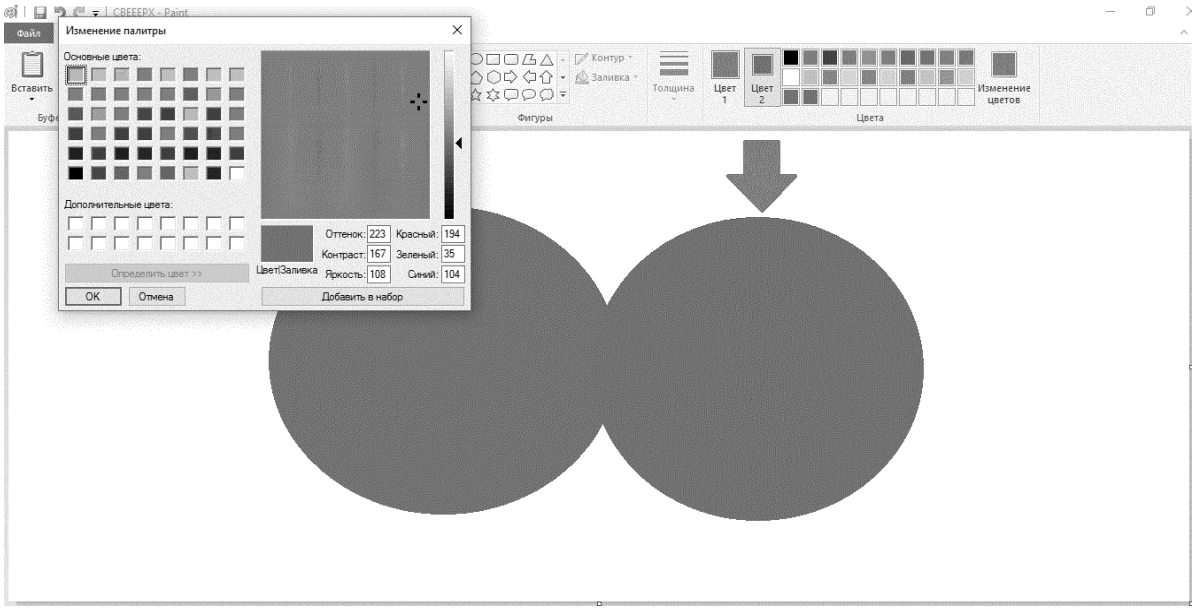


Рис.5. Цвета первого и второго пикселя

Как видно, цвета практически одинаковы, изменения при сравнении картинок, в общем, будут абсолютно незаметны. Таким образом компьютер видит не изображение, а бинарный код, причем он осуществляет отсчёт с конца в начало:

00000000 10110110 00110011 10100010 10001111 01110001 10100011

11000010 01001000 10000111 00101011 00111100 10100100 10001111… и т.д.

В данном примере выделены незначительные биты, которые можно использовать для метода LSB для ввода ложного СС. Количество битов, которые мы можем изменить так, чтобы человеческий глаз не заметил разницы равен именно трём последним битам.

Эти данные подтверждены не только визуально, но и решением математического уравнения: ПОСШ = $10\ln\frac{255^2}{(A-\tilde{A})*(A-\tilde{A})}$ > 30 дб, где А – исходное значение пикселя (от 0 до 255), а Ă – восстановленное значение пикселя (от 0 до 255). Решим уравнение взяв в пример значения тех же байтов и букв Д, А и Р: ПОСШ = $10\ln\frac{255^2}{(199-194)*(199-194)}$ = 76,3 дб. ПОСШ > 30 дб, следовательно, изменение удовлетворяет качеству.

Естественно у противников есть программа, которая при обработки изображения подбирает ключ для расшифровки информации на основе использования незначительного бита, методом подбора, либо стегоанализом изображения на сдвоенные цвета. Но для начала он должен выкрасть этот передаваемый файл. Современным компьютерным атакам может успешно противостоять только система с возможностями, в несколько раз превосходящими возможности нападающего. На это влияет зависимость эффективности защиты информации в ИТКС СН от объёма и важности обрабатываемой информации, а также от возможностей нападающей стороны.

Злоумышленники проводят разведку вычислительной сети, исследуют её, пытаются обнаружить модем подключённый в обход периметровой системы защиты для проникновения через него в сеть. Либо проводят сетевое сканирование для поиска активных хостов, трассировки маршрутов и отдельных узлов, активных портов, после чего противнику становится известна структура всей исследуемой сети для выбора варианта атаки и способов уничтожения своих следов. Произведя атаку и получив засекреченные данные на основе этого метода противник рано или поздно раскроет и дешифрует изображение в конечном итоге. Поэтому этот метод мы используем для введения противника в заблуждение, введя дезинформацию.

Метод неизменного символа заключается в том, что мы производим скрытие СС используя четвёртый бит, причем, не меняя его. Программа осуществляет подбор байтов, в которых присутствует необходимый для истинного СС четвёртый символ (0 или 1). Таким образом можно использовать и любой другой бит, однако реализация шифрования каждого неизменного бита весьма проблематична. К неизменному биту мы добавляем один изменяемый бит, для того, чтобы можно было скрыть как можно больше истинной информации.

Теперь снова представим бинарный код:

0000<u>0</u>000 1011<u>0</u>110 0011<u>0</u>011 1010<u>0</u>010 1000<u>1</u>111 0111<u>0</u>001 1010<u>0</u>011
1100<u>0</u>010 0100<u>1</u>000 1000<u>0</u>111 0010<u>1</u>011 0011<u>1</u>100 1010<u>0</u>100 1000<u>1</u>111… и т.д.

Светло-серым цветом выделен неизменный бит, тёмно-серым – изменяемые биты. Подчёркнутые биты (изменяемый и неизменный) являются тем самым контейнером, который мы будем использовать для истинного СС.

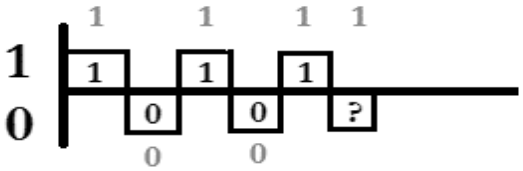
Четвёртый бит не изменяется, следовательно, не изменен значительно и цвет пикселя, что удовлетворяет требованию качества изменяемого изображения.

Помимо этого, в случаях, когда речь идёт о малых, но весьма значимых сообщениях, передаваемых в агентурных подразделениях, для максимального запутывания противника в случае обнаружения им стеганографического изображения и попытках помимо расшифровки метода LSB расшифровать другой метод, можно применить к методу неизменного символа "лестничный" способ шифрования.

"Лестничный" способ подразумевает использование, для наглядности, графиков, похожих на графики NRZ кода, представляющий собой обычный цифровой сигнал, но 0 и 1 будут соответствовать не уровням напряжения в кабелях для локальных сетей, а нашим битам бинарного кода.

Допустим нам нужно отправить букву А – истинную информацию, двоичный код символа, которого выглядит так: 11000000. Ложная информация – Б, имеет вид: 11000001. Программа должна выбрать только те биты, которые начинаются неизменным символом на нужную цифру "1" или "0". В данном примере код истинной информации начинается на "1". Программа находит первый попавшийся соответствующий байт в массиве, учитывая чётное либо нечётное число битов до неизменного символа, в зависимости от того, какой кодируемый символ "1" или "0" должны поставить после неизменного символа. В зависимости от перевода графика и количества получившихся битов до неизменного символа, производим замену кодируемого символа. Если число битов чётное, ставим "1", если нечётное, ставим "0". Повторяющиеся символы на графике при этом объединяем в один.

а) 10101000



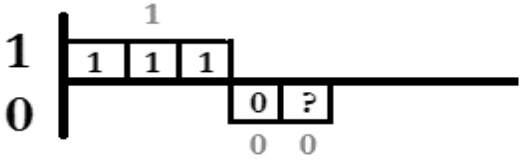
(1010)1100 => 1010<u>1</u>111

^

чётное

Рис.6. Бинарный график первого байта

б) 11100000



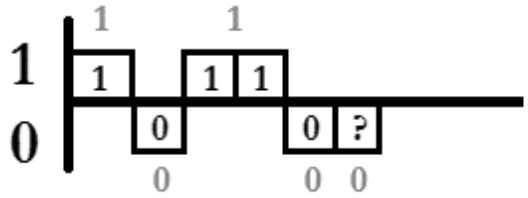
(1)0000000 => 1110<u>0</u>000

^

нечётное

Рис.7. Бинарный график второго байта

в) 10110011



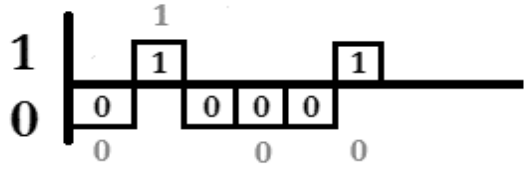
(101)00000 => 10110000

^

нечётное

Рис.8. Бинарный график третьего байта

г) 01000110



(010)00000 => 01000001

^

нечётное

Рис.9. Бинарный график четвёртого байта

В итоге мы расшифровали: 11000000 => **А**. То, что сможет расшифровать враг: 11000001 => **Б**. При просмотре гистограммы изображения, в случае, если объём контейнеров позволит, можем использовать не по 2, а по одному незначительному биту, пользуясь тем же методом неизменного символа.

2. Заключение

Метод многоуровневого контейнера позволяет существенно сократить количество изменяемых контейнеров, что позволяет зашифровать больше ложного и истинного СС.

Плюсы метода и самого алгоритма:

1. Гарантированная стойкость защиты информации;
2. Практически невозможное обнаружение истинного СС, так как необходимо огромное количество времени, в течении которого информация потеряет свою актуальность;
3. Возможность ввода дезинформации для дезориентации и обмана противника.

Минусы метода и самого алгоритма:

1. Сравнительно малое количество зашифрованной информации;
2. Огромная зависимость от качества и бинарного кода изображения;
3. Относительная сложность программной реализации.

Литература

1. Жельников В. Криптография от папируса до компьютера. М., 1996.
2. Simmons G.J. The prisoner`s problem and the subliminal channel, Proc. Workshop on Communications Security (Crypto`83), 1984, 51-67.
3. N.F. Johnson, S. Jajodia. Exploring Steganography: Seeing the Unseen, IEEE Computer, February 1998, vol. 31, no. 2, pp.26-34.
4. Walter Bender, Daniel Gruhl, Norishige Morimoto, and Anthony Lu. Techniques for data hiding. IBM Systems Journal, 35(3& 4):313{336, 1996.
5. Raymond B. Wolfgang and Edward J. Delp. A watermark for digital images. In International Conference on Images Processing, pages 219-222, Lausanne, Switzer-land, September 1996. IEEE.

References

1. Zhelnikov V. Cryptography from papyrus to computer. M., 1996.
2. Simmons G.J. The prisoner`s problem and the subliminal channel, Proc. Workshop on Communications Security (Crypto`83), 1984, 51-67.
3. N.F. Johnson, S. Jajodia. Exploring Steganography: Seeing the Unseen, IEEE Computer, February 1998, vol. 31, no. 2, pp.26-34.
4. Walter Bender, Daniel Gruhl, Norishige Morimoto, and Anthony Lu. Techniques for data hiding. IBM Systems Journal, 35(3& 4):313{336, 1996.
5. Raymond B. Wolfgang and Edward J. Delp. A watermark for digital images. In International Conference on Images Processing, pages 219-222, Lausanne, Switzer-land, September 1996. IEEE.

ПРОЦЕДУРА ИТЕРАЦИОННОГО МАСШТАБИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ С АДАПТИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИЕЙ

И.Ю. Давыдов[1], Д. В. Климов[1], Р.В. Климов[2], Н.В. Маркеева[2]

[1]Ульяновский государственный технический университет (УлГТУ), Ульяновск, Россия,
[2]Нижегородский государственный инженерно-экономический университет, Княгинино, Россия

Аннотация. Рассмотрены основные методы масштабирования изображений. На основе методов созданных ранее, обоснованно дальнейшее направление развития метода итерационного масштабирования и очистка цифровых изображений.

Ключевые слова: итерационное масштабирование цифровых изображений, фильтрация изображений.

DEVELOPMENT OF METHODS OF ITERATIVE PROCESSING OF DIGITAL IMAGES

I.I. Davydov[1], D.V. Klimov[1], R.V. Klimov[2], N.V.Markeeva[2]

[1] Ulyanovsk state technical University (UlSTU), Ulyanovsk, Russia
[2] Nizhny Novgorod State University of Engineering and Economics, Knyaginino, Russia

Abstract. The main methods of scaling images are considered. Based on the methods created earlier, it is reasonable to further develop the method of iterative scaling and cleaning of digital images.

Keywords: iterative scaling of digital images, image filtering.

1. Введение

Аппарат масштабирования изображений базируется на идее реконструкции его отдельных фрагментов, с целью получения дополнительных сведений или достижения субъективного улучшения качества их восприятия. Методы масштабирования нашли применение в медицине, криминалистике, дефектоскопии, астрономии, компьютерном зрении и т.д.

В рамках данной работы рассматриваются только программные методы масштабирования изображений. Подобный выбор обусловлен однотипностью подхода к осуществлению обработки изображений независимо от способов их получения, области применения и свойств самих изображений. Наибольший интерес имеют методы итерационного преобразования, что обусловлено большей гибкостью получаемых алгоритмов.

Большая часть методов масштабирования основана на применении аппарата интерполяции, при этом в зависимости от поставленной задачи и имеющихся ресурсов могут быть выбраны различные разновидности этого подхода. Для получения изображений наибольшей четкости рекомендуется применять бикубическую интерполяция, однако данный подход является наиболее ресурсоемким.

2. Процедура итерационного масштабирования

Процедура осуществления масштабирования включает три основных этапа:

- предварительная обработка исследуемого изображения;

- выделение масштабируемого фрагмента;
- непосредственная процедура масштабирования.

Схема осуществления процедуры масштабирования представлена на рисунке 1.

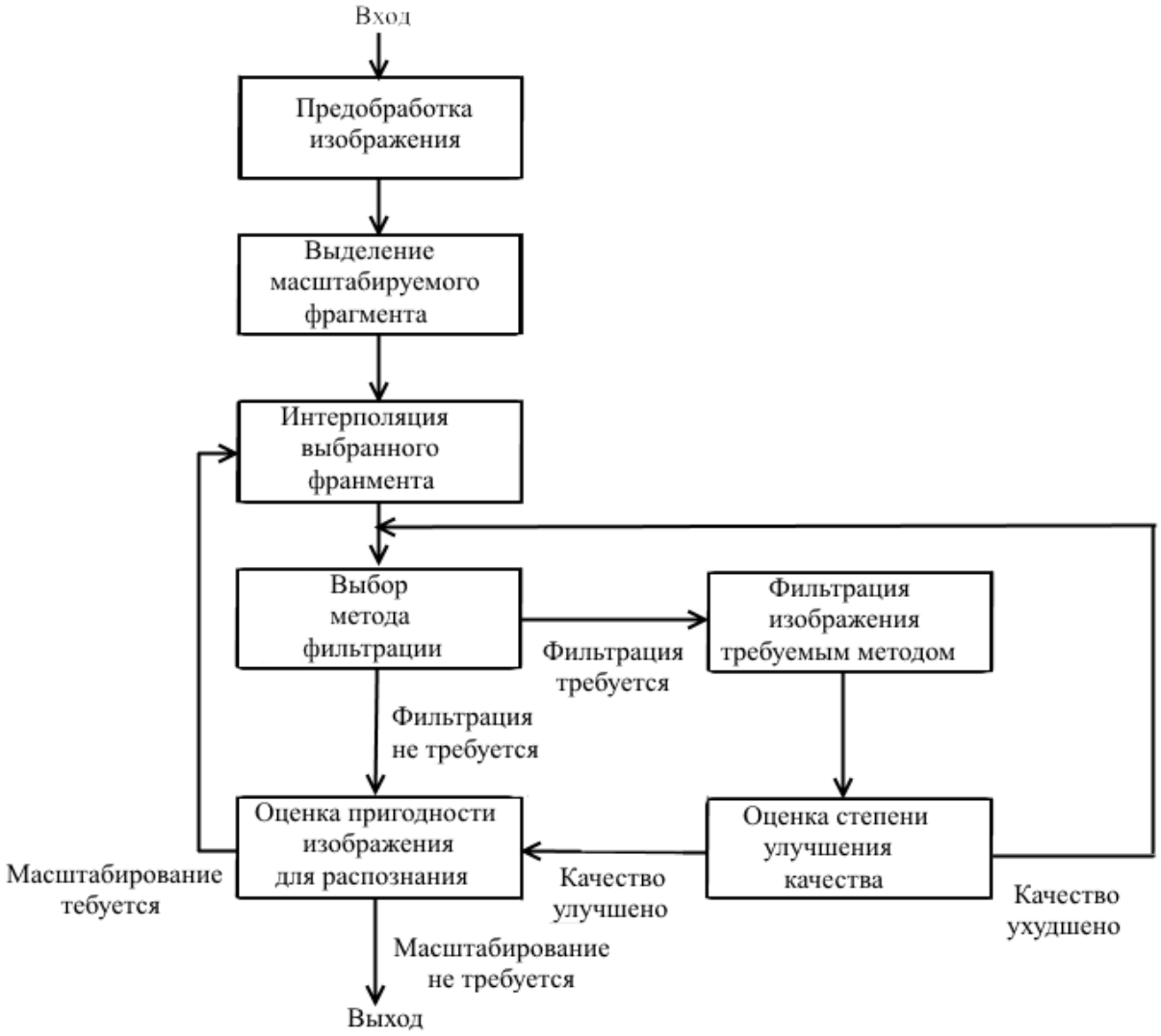


Рис. 1. Схема осуществления процедуры масштабирования.

Этап предварительной обработки изображения направлен на подготовку исходного изображения в целом к процессам последующего изменения. Данный этап включает в себя операции по устранению аберрационных искажений и выравнивание перспективы исходного изображения; приведению исходного изображения к требуемой цветовой схеме, определению шумовых составляющих отдельных фрагментов изображения. При необходимости может быть проведена предварительная фильтрация всего изображения в целом.

Полученное в результате предварительной обработки изображение подвергаются анализу на предмет наличия фрагментов, представляющих интерес, при этом могут использоваться различные методы поиска фрагментов изображений. При необходимости выделенный фрагмент подвергается корректировке положения с использованием аффинных преобразований. Все неиспользуемое изображение, за исключением выбранного фрагмента не учувствует в дальнейшей обработке.

Масштабирование изображения осуществляется на базе аппарата бикубической интерполяции с использованием выражения:

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

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

Итеративный характер процедуры масштабирования заключается в применении нескольких циклов интерполяции, при этом на каждом цикле осуществляется интерполяция с малым коэффициентом увеличения. В результате интерполяции наблюдается появление дополнительных шумов и размытие изображения. Подобные эффекты вызваны межсимвольными влияниями, и могут быть скомпенсированы путем применения методов фильтрации.

Важным отличием предложенной процедуры масштабирования от ранее описанных является применение адаптивного аппарата фильтрации, включающего в себя этапы выбора схемы фильтрации для каждой итерации, применение выбранного метода фильтрации и оценки полученного результата. В случае возникновения в ходе интерполяции мешающих факторов незначительной степени влияния, масштабируемое изображение направляется на анализ его пригодности для распознания. В ином случае производится анализ шумовых характеристик и выбор фильтра, позволяющего их компенсировать. Данный этап в целом направлен на очистку увеличенного фрагмента от масштабирования малозначимых и компенсацию размытия границ значимых элементов, а так же повышение контрастности изображения. Результаты фильтрации подвергаются дополнительной оценке и в случае снижения качества изображения или недостаточного его повышения отбрасываются и перенаправляются на повторный подбор фильтра.

В ином случае полученное изображение направляется на оценку пригодности к распознанию. На данном этапе осуществляется предварительная классификация фрагментов масштабируемого изображения и в случае возникновения большого числа вариантов классификации, связанного с недостаточным объемом деталей изображения, осуществляется его направление на повторное масштабирование. В случае выявления определения изображения как пригодного для классификации производится завершение процедуры масштабирования и передача полученного изображения для дальнейшего экспертного анализа.

3. Заключение

Представленный подход к осуществлению адаптивного итерационного масштабирования отличается высокой степенью гибкости настроек при осуществлении увеличения малых фрагментов изображений. Подобная гибкость достигается возможностью внедрения широкого набора фильтров, применимых при компенсации шумов на каждом этапе масштабирования. Интеллектуальный подход к осуществлению

подбора набора фильтров на каждом этапе масштабирования позволяет повысить разборчивость получаемого изображения.

4. Благодарности

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ и Правительства Ульяновской области в рамках научного проекта № 16-47-732011\19.

Литература

1. Ганин Д.В. Применение итеративных процедур при масштабировании изображений / Ганин Д.В. // Инфокоммуникационные технологии. - 2017. - Т.15 (№4). - С.416-422.
2. Гладких А.А. Процедура инспекции печатных плат на основе морфологического анализа и яркостного сопоставления изображений их рентгенограмм / Гладких А.А., Климов Р.В., Поляков А.Н. // Вестник НГИЭУ. - 2017. - №6(73). - С. 31-37.
3. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB Пер. В. В. Чепыжова. / М.: Техносфера, 2006. 616 с.
4. Петров, С.М. Определение по видеозаписям, фиксирующим события дорожно-транспортного происшествия, положения и параметров движения его участников: метод. рекомендации для экспертов. подг.: С.М. Петров [и др.]/ М.: ФБУ РФЦСЭ при Минюсте России, 2016. - 88 с.

References

1. Ganin D.V. Application of iterative procedures when scaling images / Ganin D.V. // Infocommunication technologies. - 2017. - T.15 (№4). - P.416-422.
2. Gladkikh A.A. The procedure for the inspection of printed circuit boards on the basis of morphological analysis and brightness matching of images of their radiographs / Gladkikh A.A., Klimov R.V., Polyakov A.N. // Bulletin NGII. - 2017. - №6 (73). - p. 31-37.
3. Gonsales R., Vuds R., EHddins S. Cifrovaya obrabotka izobrazhenij v srede MATLAB [Digital image processing in MATLAB], russ. ed.: V. V. CHepyzhova, Moscow, Tekhnosfera, 2006, 616 pages.
4. Petrov, S.M. Definition video that captures events of a traffic accident, the position and parameters of motion of its members: method. recommendations for experts/ Petrov, S.M., Boyarov A.G., Vlasov O.O.,Krivoshchekov S.A., SHavykina S.B., Amelin V.A. // Moscow, The Russian Federal Centre of Forensic Science of the Ministry of Justice of the Russian Federation, 2016, 88 pages.

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ КЛАССИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ НАБЛЮДЕНИЯ ПО ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ ПРИЗНАКАМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДЕЛИ РАСЧЕТА ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ МАТРИЦ РАССЕЯНИЯ

Е. Г. Паринов, А. А. Копылов, И. В. Зимин

Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет), Долгопрудный, Россия

Аннотация. Разработана математическая модель классификации объектов наблюдения по поляризационным признакам с использованием модели расчета поляризационных матриц рассеяния. Получены результаты моделирования реализаций поляризационных матриц рассеяния для различных классов объектов наблюдения, обладающих различными геометрическими размерами. На основе полученных реализаций поляризационных матриц рассеяния проведено моделирование процесса классификации и представлены результаты моделирования.

Ключевые слова: классификация объектов наблюдения, поляризационные признаки, поляризационная матрица рассеяния, эффективная площадь рассеяния, математическое моделирование.

DESIGN OF THE MODEL OF CLASSIFICATION OF RADAR OBJECTS ON THE BASIS OF POLARIZATION SIGNS USING A MODEL OF CALCULATION OF POLARIZATION SCATTERING MATRICES

E.G. Parinov, A. A. Kopylov, I. V. Zimin

Moscow Institute of Physics and Technology (National Research Institute), Dolgoprudny, Russia

Abstract. A model of classification of radar objects on the basis of polarization signs using a model of calculation of polarization scattering matrices was developed. Simulated polarization scattering matrix realizations for basic classes of radar objects with different geometric sizes and proportions were obtained. Modeling of the functioning of the classification model was performed with use of the realizations. The results of modeling were presented.

Keywords: radar objects classification; polarization signs; polarization scattering matrix; radar cross-section; math modeling.

1. Введение

На этапах разработки и испытаний радиолокационных систем чрезвычайно важно использовать математические модели основных подсистем и физических процессов, определяющих функционирование столь сложных систем. Одной из важнейших является модель среды распространения электромагнитных волн. Грамотное построение данной модели позволяет перейти к решению задачи классификации объектов наблюдения (ОН) с учетом их движения, в том числе при движении по баллистическим траекториям.

Один из подходов к решению данной задачи основан на обработке реализаций поляризационных матриц рассеяния (ПМР), полученных при сопровождении ОН. Этот подход подразумевает необходимость расчета различных групп статистических параметров по компонентам ПМР с последующим построением набора признаков объекта и сравнении его с эталонами основных классов ОН. В данной работе были

рассмотрены параметры Стокса [1], параметры двухвибраторной модели (ДВМ) [2], деполяризационные параметры подобия (ДПП) в целях изучения их информативности для решения задачи классификации.

Для решения задачи классификации ОН необходимо получить реализации замеров ПМР ОН, движущихся в зоне видимости радиолокационной станции (РЛС). Большое количество ОН обладают размерами, характерными для резонансного случая, что накладывает ограничения на используемые в работе методы расчета реализаций ПМР. Ввиду этих ограничений возникает необходимость использовать решения задач рассеяния электромагнитных волн, позволяющие определить поляризационные характеристики с заданной точностью. В данной работе реализации ПМР получаются с помощью использования разработанной модели расчета ПМР, основанной на развитии метода моментов [3-6].

2. Постановка задачи

В общем виде процесс определения поляризационных характеристик ОН выглядит следующим образом: имеются приёмная и передающая позиции РЛС, в дальней зоне которой движется ОН. Задача нахождения элементов ПМР сводится к решению задачи дифракции плоской электромагнитной волны (ЭМВ) произвольной поляризации. Для этого вместе расположения приемной позиции РЛС необходимо рассчитать поле отраженной ЭМВ.

Сформированные реализации ПМР являются входной информацией для проведения математического моделирования процесса классификации ОН.

3. Математическая модель расчета поляризационных матриц рассеяния

Рассмотрим идеально проводящий осесимметричный ОН в однородном пространстве (рис. 1). $Oxyz$ – система отсчета, связанная с ОН: ось Oz совпадает с осью симметрии тела. $O\rho\phi z$ – цилиндрическая система координат, $\hat{\mathbf{n}}$– единичный вектор нормали, направленный от поверхности рассеивателя. В общем случае на тело падает плоская монохроматическая электромагнитная волна под произвольным углом.

Введем обозначения: $\mathbf{E^{total}}$– напряженность полного электрического поля, $\mathbf{E^{s}}$ – напряженность рассеянного поля, $\mathbf{E^{inc}}$ – напряженность падающего электрического поля. Тогда из принципа суперпозиции

$$\mathbf{E^{total}} = \mathbf{E^{inc}} + \mathbf{E^{s}}. \quad (1)$$

Из граничных условий следует, что касательная к поверхности тела составляющая вектора $\mathbf{E^{total}}$ равна нулю:

$$\hat{\mathbf{n}}\times\mathbf{E^{total}} = \hat{\mathbf{n}}\times\mathbf{E^{inc}} + \hat{\mathbf{n}}\times\mathbf{E^{s}} = \mathbf{0}, \quad (2)$$

то есть

$$\hat{\mathbf{n}}\times\mathbf{E^{s}} = -\hat{\mathbf{n}}\times\mathbf{E^{inc}}. \quad (3)$$

Воспользуемся принципом эквивалентности и выразим вектор напряженности рассеянного поля через поверхностные токи $\mathbf{J}$ [4]:

$$\mathbf{E^s}(\mathbf{r}) = -\mathrm{j}\omega\mathbf{A}(\mathbf{r}) - \nabla\Phi(\mathbf{r}), \quad (4)$$

где ω – круговая частота падающей волны, потенциалы $\mathbf{A}(\mathbf{r})$и $\Phi(\mathbf{r})$задаются выражениями:

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \frac{\mu}{4\pi}\iint_S \mathbf{J}(\mathbf{r}')\mathrm{G}(\mathbf{r},\mathbf{r}')\mathrm{d}S', \quad (5)$$

$$\Phi(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi\varepsilon}\iint_S \rho(\mathbf{r}')\mathrm{G}(\mathbf{r},\mathbf{r}')\mathrm{d}S', \quad (6)$$

где ε, μ– диэлектрическая и магнитная проницаемости среды, S– поверхность тела, $\rho(\mathbf{r}')$– плотность заряда, которая выражается через поверхностный ток:

$$\rho(\mathbf{r}') = \frac{\mathrm{j}}{\omega}[\nabla_{s'}\cdot\mathbf{J}(\mathbf{r}')]. \quad (7)$$

Рис. 1. Геометрия задачи рассеяния.

Функция Грина, используемая в (5) и (6) определяется:

$$\mathrm{G}(\mathbf{r},\mathbf{r}') = \frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}k\mathrm{R}}}{\mathrm{R}}, \quad (8)$$

где R – расстояние между точкой наблюдения $\mathbf{r} = (\rho, \phi, \mathrm{z})$ и точкой источника $\mathbf{r}' = (\rho', \phi', \mathrm{z}')$. В цилиндрической системе координат R вычисляется по формуле:

$$\mathrm{R} = |\mathbf{r}-\mathbf{r}'| = \sqrt{\rho^2 + \rho'^2 - 2\rho\rho'\cos(\phi-\phi') + (z-z'^2)}. \quad (9)$$

После подстановки (4) – (7) в (3) интегральное уравнение имеет вид:

$$\hat{\mathbf{n}}\times\mathbf{E^{inc}} = \hat{\mathbf{n}}\times\left[\frac{\mathrm{j}\omega\mu}{4\pi}\iint_S \mathbf{J}(\mathbf{r}')\mathrm{G}(\mathbf{r},\mathbf{r}')\mathrm{d}S' + \frac{\mathrm{j}}{4\pi\omega\varepsilon}\nabla\iint_S \left(\nabla_{s'}\cdot\mathbf{J}(\mathbf{r}')\right)\mathrm{G}(\mathbf{r},\mathbf{r}')\mathrm{d}S'\right]. \quad (10)$$

На любой точке поверхности тела поверхностный ток $\mathbf{J}$ представим суммой двух ортогональных составляющих:

$$\mathbf{J} = \hat{\boldsymbol{\phi}}\mathrm{J}_\phi + \hat{\mathbf{t}}\mathrm{J}_\mathrm{t}, \quad (11)$$

где $\hat{\boldsymbol{\phi}}$ – орта цилиндрической системы координат, $\hat{\mathbf{t}}$ – единичный вектор, касательный к поверхности тела: векторы ($\hat{\mathbf{n}}$, $\hat{\boldsymbol{\phi}}$, $\hat{\mathbf{t}}$) образуют правую тройку. $\mathbf{E^{inc}}$ тоже может быть выражено через $\hat{\mathbf{t}}$ и $\hat{\boldsymbol{\phi}}$ компоненты, поэтому интегральное уравнение (9) может быть переписано:

$$\begin{bmatrix} E_t^{inc} \\ E_\phi^{inc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} \\ \beta_{21} & \beta_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_t \\ J_\phi \end{bmatrix}, \quad (12)$$

где β_{ij} $(i = 1,2; j = 1,2)$ – интегро-дифференциальные операторы, действующие на соответствующие компоненты тока так, как показано в (10).

Неизвестные компоненты поверхностного тока J_t и J_ϕ получаются с помощью решения системы (12) численными методами. В [3] описан способ решение системы, основанный на методе моментов, в [4] приведены выражения для элементов ПМР. Использование быстрого преобразования Фурье позволяет ускорить время вычисления элементов ПМР [5].

Для определения угла падения плоской электромагнитной волны на осесимметричный ОН в системе координат, связанной с телом, моделировалось движение ОН. В качестве модели движения использовалась стандартная модель движения тела по баллистической траектории.

На основе вышеизложенной методики была разработана математическая модель расчета ПМР.

Для верификации модели было проведено моделирование бистатической эффективной площади рассеяния (ЭПР) сферы, радиус которой равен длине волны. Результаты математического моделирования, нормированные на квадрат длины волны, приведены на рисунках 2-3 в логарифмическом масштабе. На графике также представлены результаты расчета бистатической ЭПР с помощью теории Ми. Относительная ошибка расчета ЭПР составила менее 1%.

Рис. 2. Бистатическая ЭПР сферы в H-плоскости.

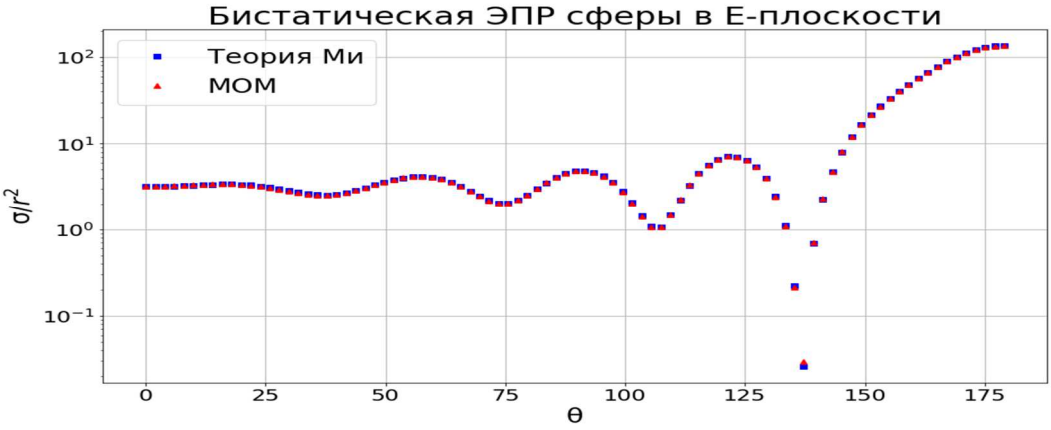


Рис. 3. Бистатическая ЭПР сферы в Е-плоскости.

Разработанная модель использовалась для моделирования реализаций ПМР для следующих классов ОН: «эллипсоид» (рисунок 4), «цилиндр» (рисунок 5), «конус» (рисунок 6). На рисунках 7-8 представлены результаты моделирования ЭПР цилиндра в зависимости от угла между линией визирования и осью симметрии в горизонтальной (рисунок 7) и вертикальной (рисунок 8) поляризациях. На рисунках 9-10 представлены результаты моделирования ЭПР цилиндра в зависимости от времени наблюдения в круговом базисе. На рисунке 9 изображены результаты для основной поляризации, на рисунке 10 для кроссовой. Значения ЭПР были получены из ПМР и представлены для наглядности.

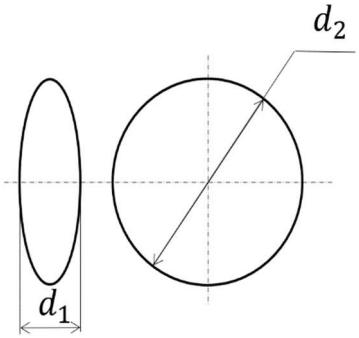


Рис. 4. Эллипсоид вращения.

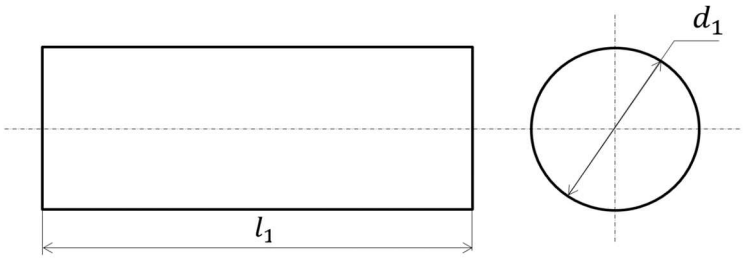


Рис. 5. Цилиндр.

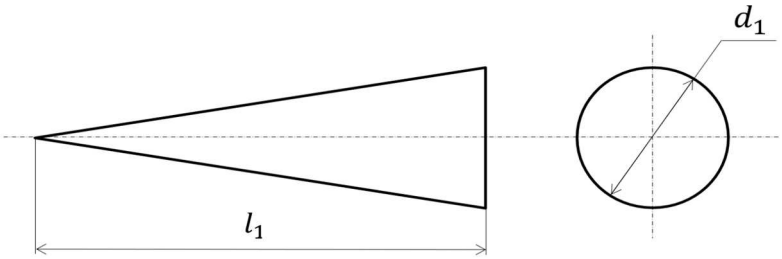


Рис. 6. Конус.

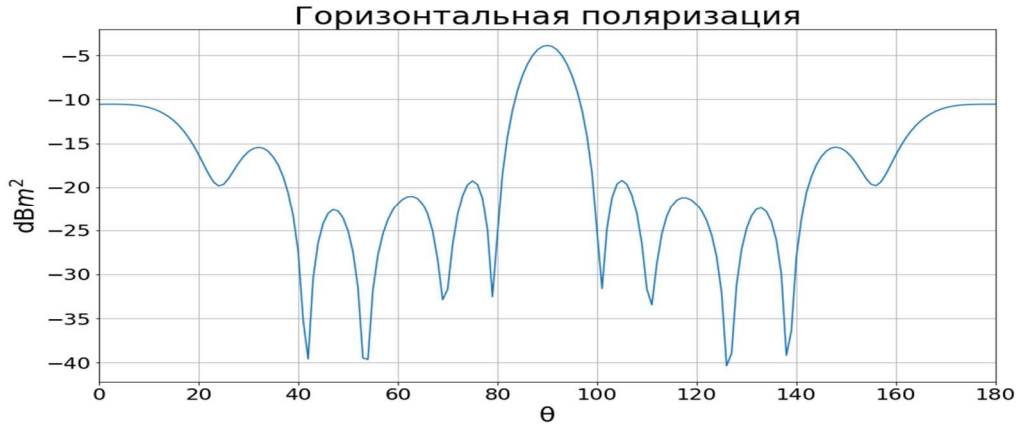


Рис. 7. ЭПР цилиндра в зависимости от угла между осью симметрией и линией визирования в горизонтальной поляризации.

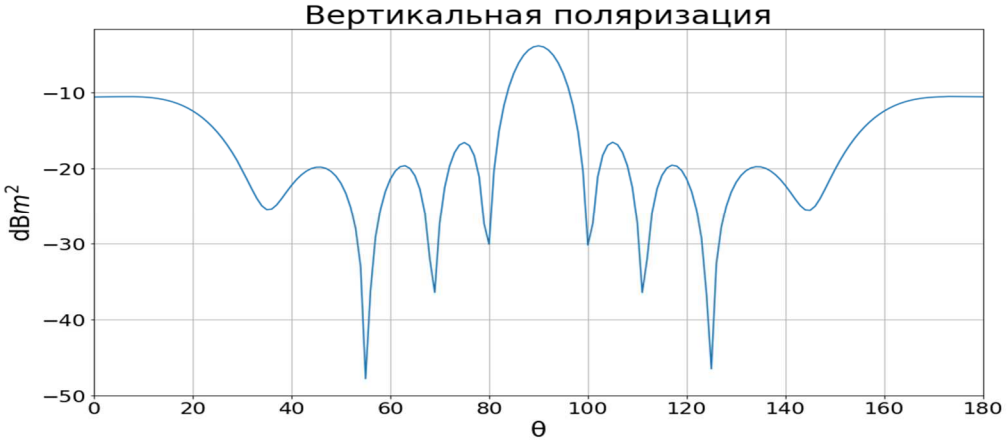


Рис. 8. ЭПР цилиндра в зависимости от угла между осью симметрией и линией визирования в вертикальной поляризации.

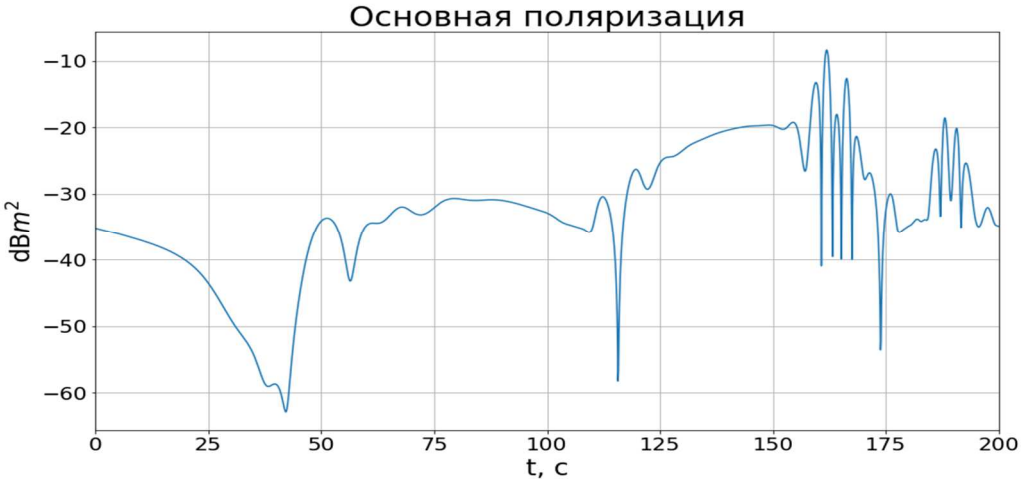


Рис. 9. ЭПР цилиндра в зависимости от времени наблюдения в основной круговой поляризации.

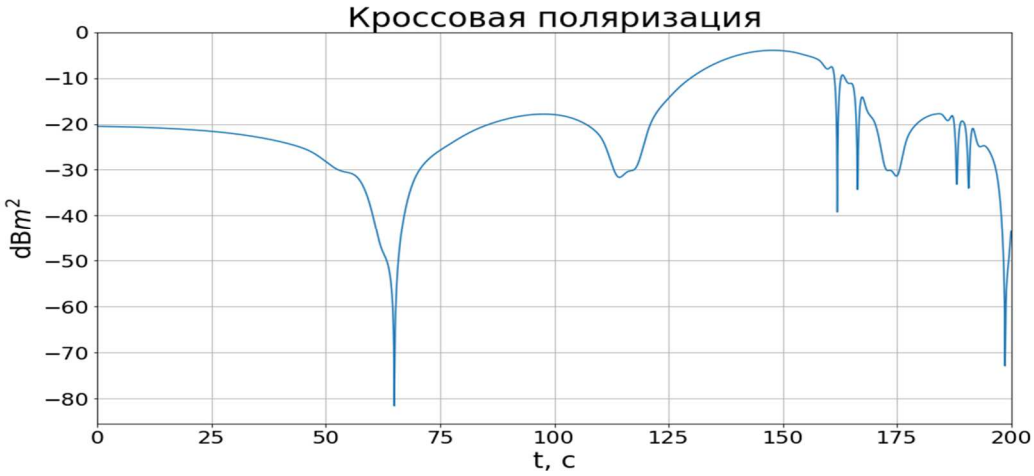


Рис. 10. ЭПР цилиндра в зависимости от времени наблюдения в кроссовой круговой поляризации.

4. Математическое моделирование алгоритма классификации ОН по поляризационным признакам

На основе упомянутого во введении подхода к решению задачи классификации, была доработана модель классификации ОН по поляризационным признакам [6]. Отметим, что структура данной модели позволяет добавлять в нее блоки расчета других групп поляризационных параметров без изменения остальных структурных блоков (рисунок 11). При моделировании процесса классификации рассматривается случай однопозиционной радиолокации как наиболее актуальный, однако методику построения модели можно без особых усилий распространить и на случай бистатической (многопозиционной) радиолокации.

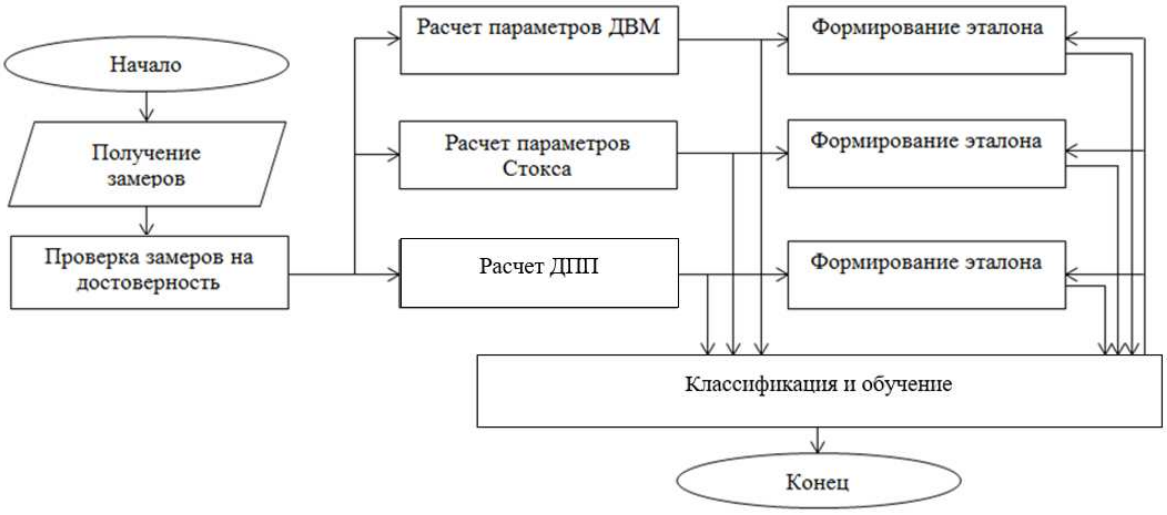


Рис. 11. Блок-схема модели классификации ОН по поляризационным признакам.

При моделировании процесса классификации ОН по поляризационным признакам на вход модели подавались обучающие реализации ПМР в целях создания эталонов классов ОН.

Проведенное моделирование показало, что параметры Стокса и параметры ДВМ не обладают достаточной информативностью для классификации ОН рассматриваемых классов, поэтому ниже приведены результаты моделирования для ДПП.

Расчет группы параметров ДПП основан на анализе коэффициентов поляризации, рассчитываемых по компонентам ПМР (13):

$$D_i^{(k)} = \frac{S_{ii}^{(k)^2}}{S_{1i}^{(k)^2} + S_{2i}^{(k)^2}},\ i = 1,2 \qquad (13)$$

где $S_{ij}^{(k)} = \left|S'^{(k)}_{ij}\right|,\ i,j = 1,2.$

На основе этих коэффициентов определяется оценка подобия рассматриваемого ОН основным формам, которые обладают характерными значениями коэффициентов деполяризации.

Коэффициенты деполяризации могут иметь значения в пределах от 0 до 1. При этом, в случае кругового поляризационного базиса, равенство нулю характерно для объектов, имеющих сферическую отражающую поверхность. Равенство единице свойственно объектам, имеющим множество центров рассеяния. Равенство 0.5 характерно случаю отражения от диполей.

Таком образом для значений коэффициентов деполяризации были выделены характерные для определенных форм области [7]: [0; 0,1] для сферических поверхностей, [0,45; 0,55] для диполей, [0,9; 1] для объектов с множеством центров рассеяния.

Вычисление ДПП производится следующим образом. По каждому замеру ПМР вычисляются коэффициенты деполяризации D_1, D_2и проверяется их попадание в одну из вышеуказанных областей. В итоге формируется трехмерный вектор $\vec{P}(p_1, p_2, p_3)$, включающий в себя число замеров, попавших в каждую из вышеперечисленных областей. Далее необходимо рассчитать направляющие косинусы вектора Рпо формулам (14):

$$\cos\alpha = \frac{p_1}{|\vec{P}|};\ \cos\beta = \frac{p_2}{|\vec{P}|};\ \cos\gamma = \frac{p_3}{|\vec{P}|}. \qquad (14)$$

В итоге формируется набор направляющих косинусов ($\cos\alpha, \cos\beta, \cos\gamma$), который используется для классификации объектов наблюдения.

Построенные области локализации группы ДПП для ОН классов «эллипсоид», «цилиндр» и «конус» (рисунок 12) позволяют провести анализ информативности этой группы параметров в рамках решения задачи классификации.

Данный график показывает, что область локализации параметров ДПП не пересекаются для классов «эллипсоид», «конус» и «цилиндр». Данный факт обуславливает возможность использования данного параметра для классификации ОН, относящихся к рассматриваемым в рамках работы классам.

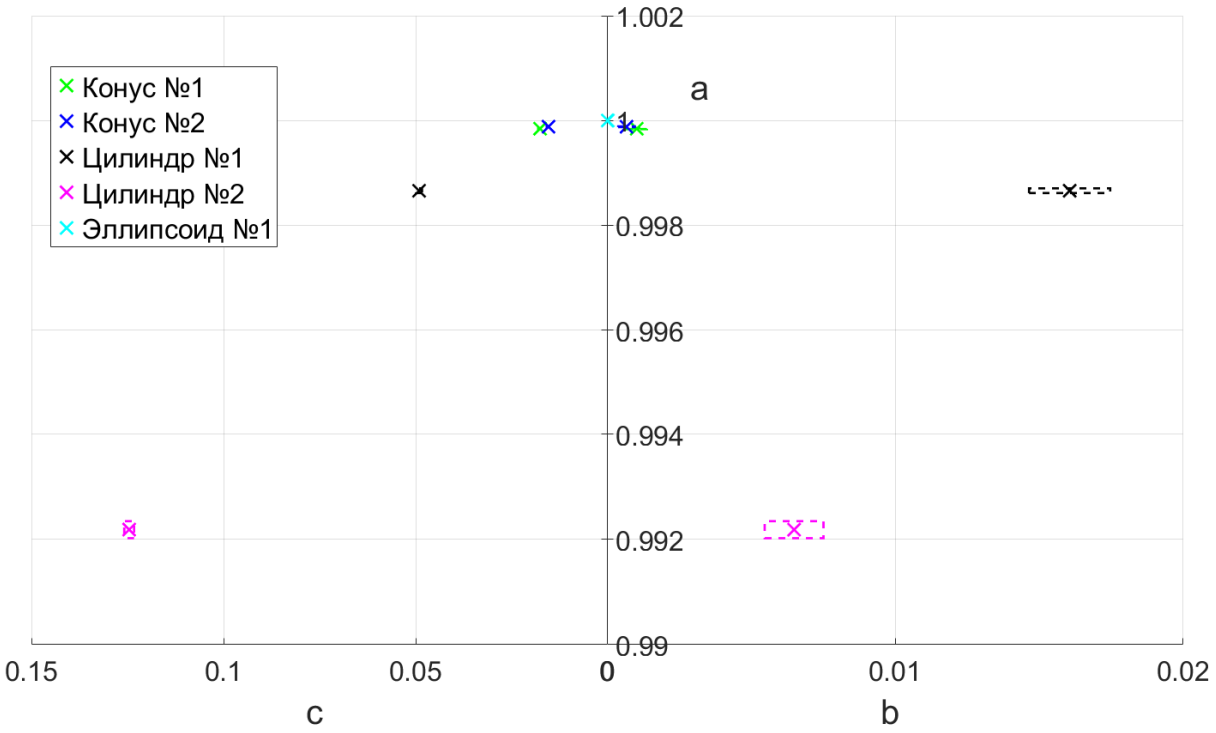


Рис. 12. Области локализации параметров ДПП для классов «эллипсоид», «конус» и «цилиндр».

При этом необходимо отметить, что области локализации не пересекаются независимо от геометрических размеров и пропорций рассматриваемых классов ОН, т.е. использование данного параметра позволяет произвести надёжную классификацию именно формы предъявленного образца ОН.

В рамках моделирования процесса классификации ОН на вход модели подавались зашумленные реализации ПМР для ОН, представленных на рисунках 4-6 классов, движущихся по траекториям, отличным от траекторий, используемых для моделирования обучающих реализаций. Результаты моделирования представлены в таблице 1.

Таблица 1. Результаты моделирования классификации

Класс ОН	Ответ
«Конус №1»	«Конус №2»
«Конус №2»	«Конус №2»
«Цилиндр №1»	«Цилиндр №1»
«Цилиндр №2»	«Цилиндр №2»
«Эллипсоид №1»	«Эллипсоид №1»

Все ОН были классифицированы верно, кроме ОН класса «Конус №1», который был отнесен к ОН класса «Конус №2», однако форма ОН была определена правильно. Таким образом, результаты моделирования показали высокую информативность группы параметров ДПП для классификации ОН рассматриваемых классов.

5. Заключение

В данной работе была разработана модель классификации ОН по поляризационным признакам с использованием модели расчета ПМР.

Представлены результаты моделирования реализаций ПМР основных классов ОН с различными геометрическими размерами и пропорциями. На основе реализаций ПМР проведено моделирование процесса классификации основных классов ОН.

В результате были построены области локализации параметров ДПП для рассматриваемых классов, которые оказались непересекающимися, что указывает на их высокую информативность для классификации ОН рассматриваемых классов.

Особенно важным является тот факт, что данное явление наблюдалось независимо от геометрических размеров и пропорций предъявленных ОН.

Таким образом, разработанная модель классификации объектов наблюдения по поляризационным признакам может быть использована для решения задачи классификации.

Литература

1. Козлов А. И., Логвин А. И. Сарычев В. А. Поляризация радиоволн. Книга 2. Радиолокационная поляриметрия. М.: Радиотехника, 2007. - 642 с.
2. Канарейкин Д. Б., Павлов Н. Ф. Потехин В. А. Поляризация радиолокационных сигналов. М.: Советское радио. 1966, - 440 с.
3. Glisson A. W., Wilton D. R. Simple and efficient numerical techniques for treating bodies of revolution. // IEEE Trans. Antennas Propagat., 1980, Vol. AP-28, No. 5. - Pp. 593-603.
4. Joseph J., Mittra R. Electromagnetic scattering by conducting by bodies of revolution - solution using sub-domain and entire-domain basis functions. Urbana: University of Illinois at Urbana-Champaign, 1988 – 33 p.
5. Gedney S. D., Mittra R. The use of the FFT for the efficient solution of the problem of electromagnetic scattering by a body of revolution. // IEEE Trans. Antennas Propagat., 1990, Vol. 38, - Pp. 313–322.
6. Parinov E. G., Kopylov A. A., Zimin I. V. Simulation of polarization scattering matrices for axisymmetric objects of control with the use of a complete circular basis. // 2018 IVth International Conference on Engineering and Telecommunication (EnT).
7. Bickel S. H. Some invariant properties of the polarization scattering matrix. // Proceedings of the IEEE, 1965, Vol. 53. - Pp. 1070-1072.

References

1. Kozlov A. I., Logvin A. I., Sarychev V. A., Radiowave polarization. Radar polarimetry. -M.: Radiotechnika, 2007. - 642 p.
2. Kanareikin D. B., Pavlov I. F., Potechin V. A. Polarization of the radar signals. -M.: Sovetskoe Radio, 1966. - 440 p.
3. Glisson A. W., Wilton D. R. Simple and efficient numerical techniques for treating bodies of revolution. // IEEE Trans. Antennas Propagat., 1980, Vol. AP-28, No. 5. - Pp. 593-603.
4. Joseph J., Mittra R. Electromagnetic scattering by conducting by bodies of revolution - solution using sub-domain and entire-domain basis functions. Urbana: University of Illinois at Urbana-Champaign, 1988 – 33 p.
5. Gedney S. D., Mittra R. The use of the FFT for the efficient solution of the problem of electromagnetic scattering by a body of revolution. // IEEE Trans. Antennas Propagat., 1990, Vol. 38, - Pp. 313–322.
6. Parinov E. G., Kopylov A. A., Zimin I. V. Simulation of polarization scattering matrices for axisymmetric objects of control with the use of a complete circular basis. // 2018 IVth International Conference on Engineering and Telecommunication (EnT).
7. Bickel S. H. Some invariant properties of the polarization scattering matrix. // Proceedings of the IEEE, 1965, Vol. 53. - Pp. 1070-1072.

ВАРИАНТЫ РЕАЛИЗАЦИИ СХЕМ СИСТЕМ ЧАСТОТНО-ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПЕРЕДАВАЕМОГО СИГНАЛА

В. А. Цимбал, Д. В. Мокринский, А. А. Парфентьев

Филиал Военной академии Ракетных войск Стратегического назначения имени Петра Великого, г. Серпухов Московской области, Российская Федерация

Аннотация. В данной статье, проведены варианты реализации схем частотно-фазовой синхронизации для сигналов с QPSK модуляцией и проведена оценка эффективности их работы. Для каждого варианта приведены значения вероятности битовой ошибки, в зависимости от частотного рассогласования в канале связи и отношения сигнал/шум на входе схемы; также приведены характеристики приема при работе с каналом связи с ионосферными замираниями (по модели Ваттерсона).

Ключевые слова: синхронизация; частотная синхронизация; фазовая автоподстройка; адаптивный эквалайзер.

OPTIONS FOR THE IMPLEMENTATION OF THE SCHEME OF THE SYSTEMS OF FREQUENCY-PHASE SYNCHRONIZATION IN THE CONDITIONS OF MULTI-BEAM SPREADING OF THE TRANSMITTED SIGNAL

V. A. Zimbal, D.V.Mokrinskiy, A. A. Parfentiev

Branch of the Military Academy of the Rocket Forces of the Strategic Designation of the name of Peter the Great, Serpukhov, Moscow Region, Russian Federation

Abstract. In this article, the variants of the implementation of frequency-phase synchronization schemes for signals with QPSK modulation are carried out and the effectiveness of their work is evaluated. For each option, the values of the bit error probability are given, depending on the frequency difference in the communication channel and the signal-to-noise ratio at the circuit input; Also, reception characteristics are given when working with a communication channel with ionospheric fading (according to the Watterson model).

Keywords: synchronization; frequency synchronization; phase locking; adaptive equalizer.

1. Введение

По характеру воздействия на сигналы различают мультипликативные и аддитивные помехи. Аддитивные помехи возникают вне приемника или внутри него и представляют собой случайные колебания, складывающиеся с сигналом. Аддитивные помехи моделируются посредством передачи сигнала в канал с наличием аддитивного белого гауссова шума (AWGN–канал).

Однако далеко не любое искажение сигнала, которое имеет место в реальных радиоканалах, может быть представлено в рамках модели белого гауссова шума [1,2].

Мультипликативные помехи вызываются случайными изменениями коэффициента передачи канала. Причинами этого могут являться замирания радиоволн. Принимаемое колебание под действием мультипликативной помехи $k(t)$ можно представить в виде:

$$x(t) = k(t)u(t) \quad (1)$$

где $k(t)$ - случайная неотрицательная функция.

Физический принцип возникновения мультипликативных помех заключается в том, что информационный модулированный сигнал попадает на приемную антенну по нескольким путям (лучам). В результате сложения, на приемной стороне, всех пришедших лучей формируется общий коэффициент передачи канала. В результате изменения условий распространения коэффициент передачи канала меняется – возникают замирания в канале связи.

Вышеописанный эффект получил название – многолучевого распространения передаваемого сигнала. При этом, хорошо описаны эффекты значительного ухудшения качества приема при возникновении замираний различных типов и глубины. [3] Критически важной, проблема становиться для систем и средств связи, работающих в декаметровой области частот распространения радиоволн, при этом для уменьшения эффекта искажений принимаемого сигнала используются специализированные системы частотно-фазовой синхронизации, основными компонентами которых являются контуры цифровой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и адаптивные фильтры, эквалайзеры.

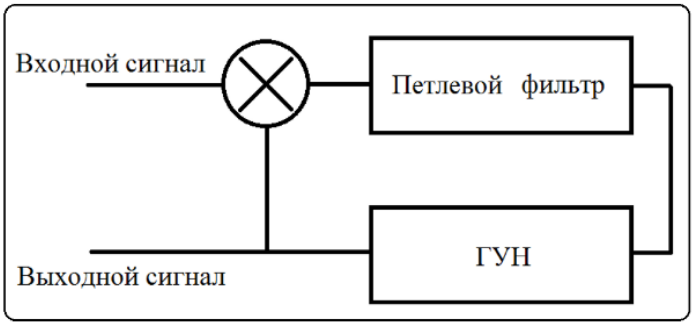


Рис. 1. Базовые элементы замкнутой петли ФАПЧ.

Система ФАПЧ в своей основе состоит из умножителя (фазового детектора), петлевого фильтра и генератора управляемого напряжением (ГУН) (рисунок 1) и представляет собой, частный случай схемы автоматического регулирования. [3] Адаптивный эквалайзер представляет собой линейный фильтр с изменяемыми коэффициентами. В общем случае, выходной сигнал фильтра определяется соотношением[4]:

$$y(k) = h^H x \tag{2}$$

Где $h = h(k)$ - весовые коэффициенты фильтра; $x = x(k)$ - комплексные отсчеты сигнала на входе приемника. «H» - эрмитово сопряжение.

2. Результаты моделирования

В данной работе, на основе имитационного моделирования, предлагается оценить эффективность работы различных систем частотно-фазовой синхронизации, в зависимости от: частотного рассогласования в канале связи, наличия помехи в виде аддитивного белого гаусовского шума (AWGN канал) и наличия эффекта многолучевого распространения передаваемого сигнала, вызванного замираниями в

канале связи (модель Ваттерсона для имитационного моделирования ионосферных радиоканалов).

Модель Ватерсона для имитационного моделирования ионосферных радиоканалов, показала свою эффективность в ходе стендовых испытаний существующих модемов (модулей повышения помехоустойчивости) и описана в рекомендации для использования американских стандартов связи ITU-R F.1487 [5].

Для оценки эффективности работы систем частотно-фазовой синхронизации в условиях многолучевого распространения передаваемого сигнала предлагаются следующие варианты схем (рисунок 2):

Вариант 1. Классический контур ФАПЧ с пропорционально-интегральным фильтром второго порядка и модифицированной версией фазового детектора Костаса.

Вариант 2. Классический контур ФАПЧ с пропорционально-интегральным фильтром второго порядка, модифицированной версией фазового детектора Костаса и последовательно соединенного адаптивного эквалайзера.

Вариант 3. Контур ФАПЧ с пропорционально-интегральным фильтром второго порядка, модифицированной версией фазового детектора Костаса и непосредственно включенного в контур адаптивного эквалайзера.

Вариант 4. Контур ФАПЧ с пропорционально-интегральным фильтром второго порядка, фазовым детектором, работающем в частотной области, методом сравнения фаз на входе и выходе адаптивного эквалайзера (Cross Spectrum Correlation), непосредственно включенного в контур ФАПЧ.

В качестве, адаптивного эквалайзера, используется модель RLS эквалайзера с обратной связью по решению, состоящего из 20 прямых ветвей и 10 обратных. Выбор данной конкретной схемой объясняется тем, что данный тип реализации адаптивного эквалайзера показал наилучшие характеристики по компенсации искажений (выравниванию частотной характеристики канала), вызванными эффектом многолучевого распространения сигнала в модели Ваттерсона [6].

Использование контура ФАПЧ второго порядка, объясняется простотой реализации, наибольшей устойчивостью, под воздействием помех различной природы и возможностью его расчета известными методами.

Моделирование проводилась для скорости передачи информации - 9600 бит/с; в качестве сигнала приема использовался фазоманипулированный QPSK сигнал, обучение адаптивного эквалайзера проводилось непрерывно, а канала связи с замираниями характеризовался наличием двух лучей распространения с задержкой в 0,5 сек. и смещением частот 0.1 Гц. (что соответствует модели канала Ваттерсона для средних широт). В качестве параметра оценки качества синхронизации использовалась вероятность битовой ошибки в установившемся режиме.

Для вышеописанных схем было проведено две серии численных экспериментов: первая серия характеризует качество синхронизации в зависимости от частотного рассогласования в канале связи (область захвата контура) и отношения сигнал/шум (ОСШ) на входе схемы; вторая серия характеризует качество синхронизации при наличии замираний в канале связи.

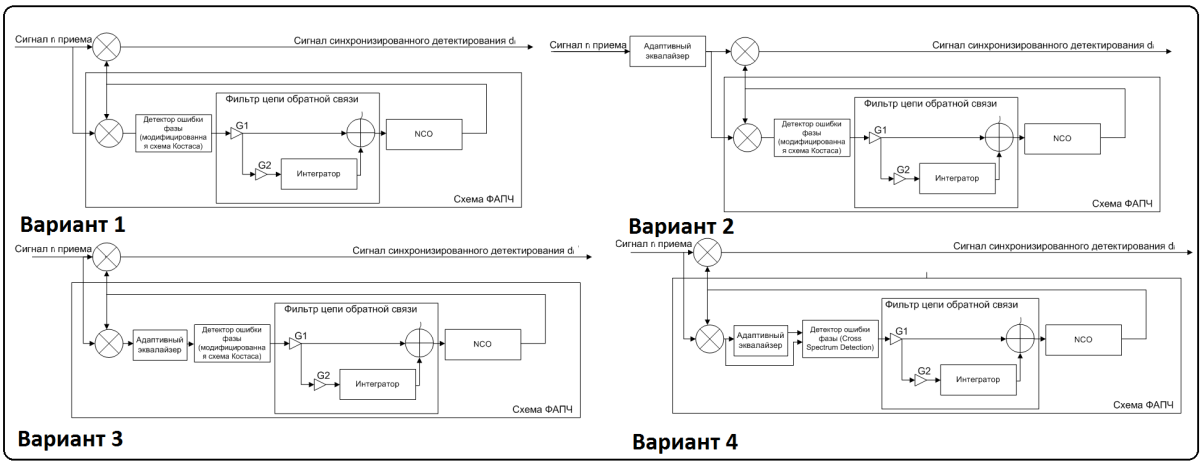


Рис.2. Варианты схем частотно-фазовой синхронизации

Результаты работы для первого варианты хорошо известны и описаны [1,7]. Контур ФАПЧ второго порядка обеспечивает качественную характеристику приема при воздействии аддитивного белого шума, а область захвата контура ограничивается лишь требованиями по скорости установления. При этом, существенным недостатком является невозможность функционирования схемы при возникновении замираний в канале связи.

Результаты моделирования вариантов 2 и 3 для первой серии экспериментов представлены на рисунке 3.

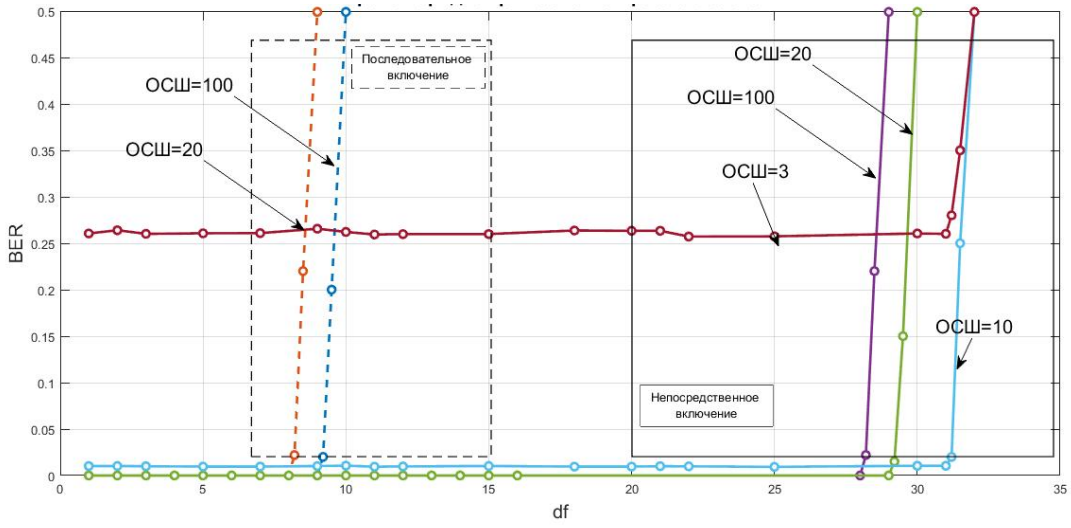


Рис. 3. Зависимость вероятности битовой ошибки в установившемся режиме, от частотного рассогласования в канале связи при различных отношениях сигнал/шум

Таким образом, для варианта 2 (схема с последовательным включением на рисунке 3) мы наблюдаем стабильную работу контура при частотном рассогласовании до 9 Гц и ОСШ>20. Помимо этого вследствие того, что адаптивный эквалайзер включен в схему отдельно от контура ФАПЧ, наблюдается эффект «обратной работы», заключающийся в неопределенности фазы при компенсации частотного рассогласования.

Лучший результат показывает вариант 3 (непосредственное включение адаптивного эквалайзера в контур ФАПЧ). Обеспечивается стабильная работа контура при частотном рассогласовании до 27 Гц, при этом решена проблема варианта 2 (отсутствие синхронизации при ОСШ<10). Между тем, стоит отметить что при низких значениях ОСШ (ОСШ<3) появляются срывы синхронизации имеющие вероятностный характер.

Особенностью варианта № 4 является возможность компенсации значительного частотного рассогласования (до 100 Гц и более) и работы при низких ОСШ. Недостатком данного варианта является требование к точной настройки коэффициентов пропорционально-интегрирующего фильтра, которые являются оптимальными для конкретного частотного рассогласования.

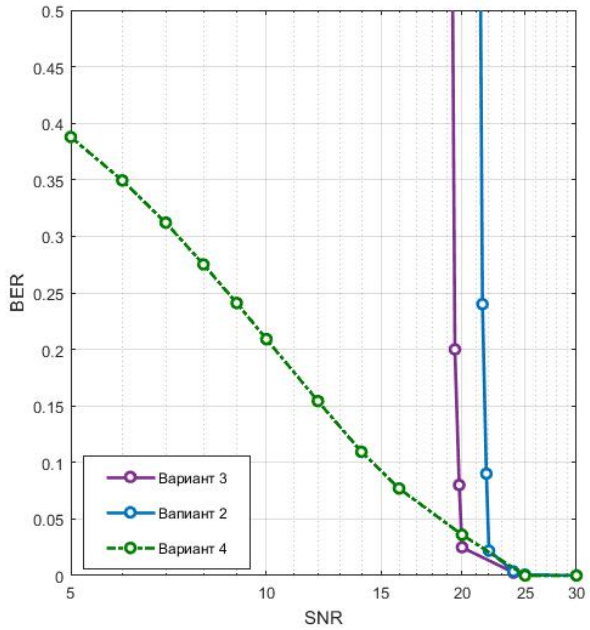


Рис. 4. Зависимость вероятности битовой ошибки в установившемся режиме, от отношения сигнал шум при наличии в канале связи замираний.

Результаты моделирования вариантов 2, 3 и 4 для второй серии экспериментов представлены на рисунке 4. Из результатов следует, что варианты 2 и 3 способны обеспечить работу системы синхронизации при воздействии ионосферных замираний при ОСШ>20. При дальнейшем увеличении ОСШ происходит резкий срыв синхронизации. Зависимость для варианта 4 качественно отличается тем что, при уменьшении ОСШ происходит постепенное ухудшение характеристики приема, при этом отсутствуют срывы синхронизации, характерные для вариантов 2 и 3.

3. Заключение

Таким образом вариант 4 показывает наилучшие характеристики качества синхронизации, обеспечивая сходимость контура при значительных частотных рассогласованиях в канале связи и возможность компенсации эффекта многолучевого распространения сигнала (для модели Ваттерсона). При этом существенным

недостатком является жесткое требование к адаптивной подстройки коэффициентов пропорционально-интегрирующего фильтра в зависимости от динамики изменения ухода частоты в канале.

Литература

1. Галкин В. А. Цифровая мобильная связь: Учебное пособие для вузов. - М:. Горячая линия - Телеком, 2012. - 592 с.
2. Феер Д. К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. - М.: Радио и связь, 2000. - 520 с.
3. Проксис Дж. Цифровая связь. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
4. Джиган В.И.Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. – М.:Техносфера, 2013. – 528 с.
5. Recomemendation ITU-R F.1487 Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 kHz using ionosheric channel simulators
6. Оценка и границы применимости адаптивных LMS и RMS эквалайзеров для протокола типа MIL-STD-188-110A [Текст] /Д. В. Мокринский, Д. А. Лебедев// Новые информационные технологии в системах связи и управления: Тр. XVII Рос. НТК / М-во промышленности и торговли Рос. Федерации, Гос. Корпорация «Ростех», АО «ОПК», ОАО «Концерн радиостроения «Вега», АО «Калужский НИИ телемеханических устройств». – Калуга: Изд. ООО «Ноосфера», 2018. – С. 34–38.
7. Моделирование и исследование замкнутой системы ФАПЧ для канала с аддитивным белым гаусовским шумом [Текст] / Д. В. Мокринский, Л. Н. Косарева, А. А. Жарнов, В. В. Черкасов // Междунар. конф. «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» (REDS-2018) ; Сб. докладов / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М. : ООО «БРИС-М», 2018. – Вып. LXXIII. – С. 186–191.

References

1. Galkin V. A. Digital Mobile Communication: Study Guide for Universities. - M.:. Hotline - Telecom, 2012. - 592 p.
2. Feer DK. Wireless digital communication. Modulation and spreading methods. - M.: Radio and communications, 2000. - 520 p.
3. Proksis J. Digital communication. - Moscow: Radio and communications, 2000. - 800 p.
4. Djigan V.I. Adaptive signal filtering: theory and algorithms. - M .: Technosphere, 2013. - 528 p.
5. Recommendation ITU-R F.1487 Testing HF modems with bandwidths up to 12 kHz using ionospheric channel simulators. – 253 p
6. Evaluation and limits of applicability of adaptive LMS and RMS equalizers for the protocol of the type MIL-STD-188-110A [Text] / D. V. Mokrinsky, D. A. Lebedev // New Information Technologies in Communication and Control Systems: Tr. XVII Ros. STC / M-industry and trade Ros. Federation, State. Corporation "Rostec", JSC "OPK", JSC "Concern of Radio Engineering" Vega ", JSC" Kaluga Research Institute of Telemechanical Devices ". - Kaluga: Ed. LLC Noosphere, 2018. - p. 34–38
7. Modeling and study of the closed loop PLL for the channel with additive white Gaussian noise [Text] / D. V. Mokrinsky, L. N. Kosareva, A. A. Zharnov, V. V. Cherkasov // Intern. conf. “Radioelectronic devices and systems for information and communication technologies” (REDS-2018); Sat reports / Grew. scientific and technical total radio engineering., electron. and communication to them. A.S. Popov. - M.: BRIS

ВЫРАВНИВАНИЕ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО СИГНАЛУ И ПОМЕХЕ ПРИ ПОВЫШЕННОЙ УДЕЛЬНОЙ СКОРОСТИ МАНИПУЛЯЦИИ

Е.О. Хабаров

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), Самара, Российская Федерация

Аннотация. Рассматривается процедура выравнивания с обратной связью по решению и шуму при повышенной удельной скорости манипуляции. На выходе выравнивателя оцениваются амплитуды сигнального и шумового импульсов. Для уточнения оценки используется итеративная процедура.

Ключевые слова: межсимвольная интерференция; скорость Найквиста; выравнивание с обратной связью; итеративное оценивание шумовых амплитуд.

THE EQUALIZATION WITH DECISION- AND NOISE- FEEDBACK BY HIGH SPECIFIC KEYING RATE

E. O. Khabarov

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

Abstract. The procedure of equalization with decision- and noise-feedback by high specific keying-rate is considered. On output of equalizer, the amplitudes of signal- and noise-impulses are estimated. For improvement of estimate, the iterative procedure is used.

Keywords: intersymbol interference; Nyquist-rate; the equalization with feed-back; the iterative estimation of noise-amplitudes.

1. Введение

В последовательных системах передачи данных по каналам с межсимвольной интерференцией (МСИ) нашли применение выравниватели с обратной связью по решению – ВОСР [1,2]. Несмотря на эффект размножения ошибок, такие выравниватели улучшают помехоустойчивость при работе в каналах подобного типа [1,4].

Один из возможных вариантов ВОСР представлен на рисунке 1.

На вход демодулятора поступает сигнал с выхода канала связи (в общем случае комплексный):

$$\dot{z}(t) = \dot{s}(t) + \dot{n}(t), \qquad (1)$$

где $\dot{s}(t) = \sum_{l} \dot{b}_{m,l}^{(l)} \dot{\varphi}(t - lT)$ – принимаемая сигнальная последовательность, $\dot{b}_{m,l}^{(l)}$ – комплексные амплитуды сигнальных элементов (СЭ), $\dot{\varphi}(t)$ – отклик канала связи на СЭ с единичной амплитудой, l – номер СЭ в последовательности, $m \in \overline{0; M-1}$ – номер варианта сигнальной амплитуды, M – позиционность сигнальной системы, T – тактовый интервал, $\dot{n}(t)$ – аддитивная помеха, представляющая собой аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ).

Данная смесь сигнала и шума подаётся на вход согласованного фильтра с единичным СЭ $\dot{\varphi}(t)$ (СФ). Отметим, что согласно известной теореме Форни [3], отсчёты с выхода такого согласованного фильтра, взятые через тактовый интервал T с учётом задержки в СФ t_0, образуют последовательность достаточных статистик,

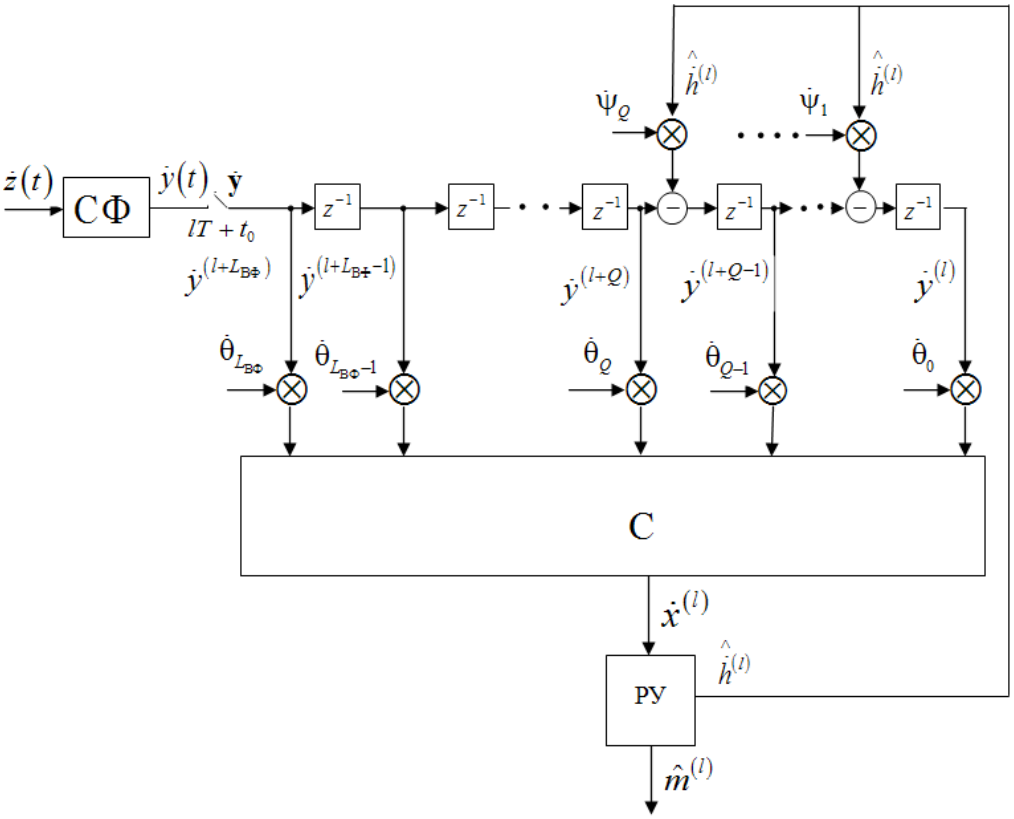


Рис. 1. Функциональная схема демодулятора на основе выравнивателя с обратной связью по решению (ВОСР).

т.е. содержат всю информацию о принимаемом сигнале $\dot{z}(t)$, который определяется соотношением (1). Последовательность достаточных статистик с выхода СФ содержит как сигнальную, так и шумовую составляющие:

$$\dot{\mathbf{y}} = \sum_l \dot{b}_{m,l}^{(l)} \dot{\boldsymbol{\psi}}^{(l)} + \dot{\mathbf{u}}\,, \qquad (2)$$

где

$$\dot{\boldsymbol{\psi}}^{(l)} = \left[.. \;\; 0 \;\; .. \;\; 0 \;\; \psi_Q \;\; .. \;\; \psi_1 \;\; \psi_0 \;\; \psi_1 \;\; .. \;\; \psi_Q \;\; 0 \;\; .. \;\; 0 \;\; .. \right] \qquad (3)$$

– сдвинутые друг относительно друга векторы отсчётов откликов СФ на единичный сигнальный элемент ЕСЭ (т.е. сигнальный элемент с единичной энергией и амплитудой), $\dot{\psi}_k = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{\varphi}(t)\dot{\varphi}^*(t+kT)\,\mathrm{d}t$ – отсчёты автокорреляционной функции (АКФ) единичного СЭ $\dot{\varphi}(t)$, Q – т.н. «память» канала, т.е. интервал рассеяния в канале связи, выраженный в тактовых интервалах T.

Вектор $\dot{\mathbf{u}}$, входящий в соотношение (2), представляет собой последовательность отсчётов канального шума на выходе СФ. При наличии АБГШ на выходе канала связи автокорреляционная функция (АКФ) шумовой последовательности $\dot{\mathbf{u}}$ с точностью до постоянного множителя совпадает с функцией АКФ единичного СЭ $\dot{\psi}(\tau)$:

$$\mathrm{B}_{\mathbf{u}}(\tau) = \sigma_{\mathbf{u}}^2\, \psi(\tau) = \sigma_{\mathbf{u}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \dot{\varphi}(t)\, \overset{*}{\dot{\varphi}}(t+\tau)\, \mathrm{d}t\,, \qquad (4)$$

где $\sigma_{\mathbf{u}}^2$ – дисперсия аддитивной помехи на выходе СФ.

Последовательность отсчётов с выхода СФ, записанных в линии задержки в момент принятия решения относительно СЭ с номером l, можно представить в виде вектора размера $1\times(L_{B\Phi}+1)$:

$$\dot{\mathbf{y}}_{B\Phi}^{(l)} = \sum_{q=-Q}^{L_{B\Phi}+Q} \dot{b}_m^{(l+q)}\, \dot{\vec{\boldsymbol{\psi}}}_q + \dot{\mathbf{u}}_{B\Phi} = \dot{\mathbf{b}}^{(l)}\, \dot{\vec{\boldsymbol{\Psi}}} + \dot{\mathbf{u}}_{B\Phi}\,, \qquad (5)$$

где $\dot{\vec{\boldsymbol{\Psi}}}$ – матрица размера $(L_{B\Phi}+2Q+1)\times(L_{B\Phi}+1)$, строки которой $\dot{\vec{\boldsymbol{\psi}}}_q$ представляют собой векторы отсчётов АКФ соответствующих СЭ, ограниченных длиной линии задержки выравнивающего фильтра (ВФ).

Вектор $\dot{\mathbf{b}}^{(l)}$ размера $1\times(L_{B\Phi}+2Q+1)$, входящий в соотношение(5),

$$\dot{\mathbf{b}}^{(l)} = \left[\dot{b}^{(l+L_{B\Phi}+Q)} \;..\; \dot{b}^{(l+L_{B\Phi}+1)} \;..\; \dot{b}^{(l+q)} \;..\; \dot{b}^{(l+1)} \;\; \dot{b}^{(l)} \;\; \dot{b}^{(l-1)} \;..\; \dot{b}^{(l-Q)}\right] \qquad (6)$$

представляет собой вектор амплитуд СЭ, записанных в линии задержки ВФ.

Отсчёты с выхода СФ поступают на вход выравнивающего фильтра (ВФ) , основу которого составляет дискретная по времени линии задержки с отводами, задержка между которыми определяется тактовым интервалом T.

Сигналы с каждого из отводов подключены к умножителям, на вторые входы которых подаются весовые коэффициенты $\dot{\theta}_\lambda$, причём $\lambda \in \overline{0; L_{B\Phi}}$, где $L_{B\Phi}+1-$ число отводов выравнивающего фильтра.

Сигналы с выходов указанных умножителей объединяются через сумматор С, к выходу которого подключено решающее устройство (РУ), задачей которого является принятие окончательного решения относительно амплитуды демодулируемого сигнального элемента.

Вектор весовых коэффициентов $\dot{\boldsymbol{\theta}} = \left[\dot{\theta}_0, \dot{\theta}_1, .., \dot{\theta}_{L_{B\Phi}}\right]$ выбирается в соответствии с некоторым критерием оптимизации. Наиболее широкое применение нашли выравнивающие фильтры, вектор весовых коэффициентов которых оптимизирован в соответствии с критерием минимума среднеквадратического отклонения (СКО). При этом минимизируется средний квадрат погрешности оценки амплитуды демодулируемого сигнального элемента на выходе выравнивающего фильтра:

$$\overline{|\varepsilon|^2} = \overline{\left|x^{(l)} - \dot{b}^{(l)}\right|^2}\,, \qquad (7)$$

где $x^{(l)}$ – отклик ВФ, соответствующий сигнальному элементу с номером l:

$$x^{(l)} = b^{(l)} + v^{(l)} + \sum_{i=1}^{L_{ВФ}+Q} b^{(l+i)}\xi_i . \qquad (8)$$

При отсутствии ошибок в цепи обратной связи по решению (ОСР), каждый отсчёт на выходе ВФ включает в себя полезную составляющую – истинное значение сигнальной амплитуды $b^{(l)}$, шумовую составляющую $v^{(l)}$, а также сумму отсчётов преддействий СЭ (т.н. «носов»), следующих за демодулируемым на выходе ВФ, обусловленную остаточной МСИ:

$$\eta^{(l)} = \sum_{i=1}^{L_{ВФ}+Q} b^{(l+i)}\xi_i . \qquad (9)$$

Таким образом, погрешность ε, определяемая (7), вызвана совместным действием, как аддитивной помехи, так и остаточной МСИ.

В данной схеме вычитание вектора последействий осуществляется из вектора сигнальной последовательности, записанного в линии задержки ВФ. При этом получаем модифицированный вектор отсчётов в линии задержки:

$$\overset{\circ}{\dot{\mathbf{y}}}{}^{(l)}_{ВФ} = \dot{\mathbf{y}}^{(l)}_{ВФ} - \sum_{q=-1}^{-Q} \hat{\dot{h}}^{(l-q)} \ddot{\dot{\boldsymbol{\psi}}}_q , \qquad (10)$$

где $\ddot{\dot{\boldsymbol{\psi}}}_q$ – векторы отсчётов АКФ единичных элементов принимаемого сигнала, предшествующих демодулируемому, $\hat{\dot{h}}^{(l-q)} = \hat{\dot{b}}^{(l-q)}$, в данном случае, совпадает с решением относительно сигнальной амплитуды.

Таким образом, представленная на рисунке 1 система осуществляет рекуррентную модификацию вектора достаточных статистик, записанных в линии задержки ВФ в соответствии с правилом (10): на каждом шаге вычитаются последействия от сигнального элемента, предшествующего демодулируемому.

Из соотношения (10) следует, что значение отсчёта на выходе ВФ, вычисленное с учётом действия ОСР, и соответствующее СЭ с номером l, определяется следующим образом:

$$\overset{\circ}{\dot{x}}{}^{(l)} = \overset{\circ}{\dot{\mathbf{y}}}{}^{(l)}_{ВФ}\dot{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{H}} = \dot{\mathbf{y}}^{(l)}_{ВФ}\dot{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{H}} - \sum_{q=1}^{Q} \hat{\dot{h}}^{(l-q)} \ddot{\dot{\boldsymbol{\psi}}}_q \dot{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{H}} = \dot{x} - \sum_{q=1}^{Q} \hat{\dot{h}}^{(l-q)}\, \xi_q , \qquad (11)$$

где $\xi_q = \ddot{\dot{\boldsymbol{\psi}}}_q \dot{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{H}}$ – отсчёт на выходе ВФ сигнального элемента, опережающего демодулируемый на интервал времени qT (отсчёт последействия СЭ с номером $l-q$), $\dot{x}$ – значение отсчёта на выходе ВФ без учёта действия ОСР, $^{\mathrm{H}}$ – означает сопряжение по Эрмиту.

Отметим, что данном случае выравнивающий фильтр является односторонним, т.е. он в той или иной степени осуществляет подавление преддействий сигнальных элементов, следующих за демодулируемым (т.н. «носов»), в то время как последействия от сигнальных элементов, предшествующих демодулируемому (т.н. «хвосты») компенсируются за счёт .

2. Обратная связь по аддитивной помехе

Рассмотрим сначала вектор шумовой составляющей на выходе СФ, который входит в соотношение (2). Указанный вектор можно представить в виде суммы двух слагаемых:

$$\dot{\mathbf{u}} = \hat{\dot{\mathbf{u}}} + \tilde{\dot{\mathbf{u}}}, \tag{12}$$

где $\hat{\dot{\mathbf{u}}} = \sum_l \hat{\dot{u}}^{(l)} \dot{\boldsymbol{\psi}}^{(l)}$ – вектор оценки шумовой составляющей на выходе СФ, $\tilde{\dot{\mathbf{u}}}$ – вектор погрешности, $\dot{\boldsymbol{\psi}}^{(l)}$ – векторы единичных СЭ, соответствующих элементам сигнальной последовательности.

Величины коэффициентов $\hat{\dot{u}}^{(l)}$, определяющих вектор оценки $\hat{\dot{\mathbf{u}}}$, можно определить следующим образом:

$$\hat{\dot{u}}^{(l)} = \dot{\boldsymbol{\psi}}^{(l)} \dot{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{H},(l)}. \tag{13}$$

Векторы $\dot{\boldsymbol{\theta}}^{(l)}$ образуют взаимный базис по отношению к системе векторов $\dot{\boldsymbol{\psi}}^{(l)}$, и удовлетворяют соотношению:

$$\dot{\boldsymbol{\psi}}^{(k)} \dot{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{H},(l)} = \delta_{kl}, \tag{14}$$

где δ_{kl} – символ Кронекера.

Таким образом, вектор $\hat{\dot{\mathbf{u}}}$ представляет собой неортогональную проекцию вектора шумовых отсчётов с выхода СФ $\dot{\mathbf{u}}$ на направления сдвинутых векторов единичных СЭ $\dot{\boldsymbol{\psi}}^{(l)}$. Из интуитивных соображений следует, что эта проекция оказывает существенное влияние на помехоустойчивость телекоммуникационной системы.

Жёсткое требование ортогональности векторов взаимного базиса (13) можно заменить минимизацией СКО, обусловленного влиянием соседних элементов вектора шумовой проекции $\hat{\dot{\mathbf{u}}}$:

$$\sum_{\substack{k \\ k \neq l}} \left| \dot{\boldsymbol{\psi}}^{(k)} \dot{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{H},(l)} \right|^2 \to \min, \ \dot{\boldsymbol{\psi}}^{(l)} \dot{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{H},(l)} = 1. \tag{15}$$

Как уже отмечалось выше, подавление последействий элементов последовательности (в данном случае – шумовой) можно осуществить за счёт обратной связи по решению. В этом случае условие (14) можно изменить следующим образом:

$$\sum_{\substack{k \\ k > l}} \left| \dot{\boldsymbol{\psi}}^{(k)} \dot{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{H},(l)} \right|^2 \to \min, \ \dot{\boldsymbol{\psi}}^{(l)} \dot{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{H},(l)} = 1. \tag{16}$$

С учётом приведённых соображений проекции вектора сигнально-шумовой смеси $\dot{\mathbf{y}}$, определяемого соотношением (2) ,на направления взаимных базисных функций $\dot{\boldsymbol{\theta}}^{(l)}$ можно получить путём взятия отсчётов на выходе выравнивающего фильтра, представленного на рисунке 1. Тогда оценки шумовых амплитуд определятся соотношением:

$$\hat{\dot{u}}^{(l)} = \dot{x}^{(l)} - \hat{\dot{b}}^{(l)}, \tag{17}$$

где $\hat{\dot{b}}^{(l)}$ – решения относительно амплитуд сигнальной последовательности.

В этом случае компенсирующие амплитуды, подаваемые в цепь обратной связи, можно представить следующим образом:

$$\hat{\dot{h}}^{(l)} = \hat{\dot{b}}^{(l)} + \hat{\dot{u}}^{(l)}. \qquad (18)$$

На рисунке 2 представлены результаты имитационного моделирования демодулятора на основе ВОСР в различных режимах.

В качестве канала связи использовался фильтр с импульсной характеристикой, представляющей собой усечённый импульс Котельникова:

$$g(t) = \begin{cases} \dfrac{\sin\left(\dfrac{\pi}{2T}(t-16T)\right)}{\left(\dfrac{\pi}{2T}(t-16T)\right)}; & 0 \le t \le 32T \\ 0; & 0 > t > 32T \end{cases}, \qquad (19)$$

при этом АЧХ фильтра близка к прямоугольной, с полосой пропускания $F = \dfrac{1}{4T}$, т.е. равной половине полосы Найквиста. Удельная скорость манипуляции при этом составляет величину $\nu = 4$ Бод/Гц.

Кривая 1 определяет зависимость коэффициента ошибок от отношения сигнал/шум при идеальной ОСР. В этом случае компенсирующие амплитуды, подаваемые в цепь обратной связи, определяются как истинные значения сигнальных амплитуд:

$$\hat{\dot{h}}^{(l)} = \dot{b}^{(l)}. \qquad (20)$$

Кривая 2 соответствует режиму с идеальной ОСР как по сигналу, так и по помехе. При этом компенсирующие амплитуды определяются как сумма истинных значений сигнальных и шумовых амплитуд:

$$\hat{\dot{h}}^{(l)} = \dot{b}^{(l)} + \dot{u}^{(l)}; \qquad (21)$$

Данная кривая характеризует предельные возможности процедуры обратной связи по аддитивной помехе. Из сравнения кривых 1 и 2 следует, что данная процедура имеет высокие потенциальные возможности.

Кривая 3 соответствует «классическому» режиму работы ВОСР – реальной обратной связи по решению. При этом в силу эффекта размножения ошибок кривая идет выше кривой 1, соответствующей идеальной обратной связи по решению. Компенсирующие амплитуды при этом определяются решениями демодулятора:

$$\hat{\dot{h}}^{(l)} = \hat{\dot{b}}^{(l)}. \qquad (22)$$

Режиму реальной обратной связи по сигналу и помехе соответствует кривая 4, представленная на рисунке 2. При этом компенсирующие амплитуды определяются соотношением (18). Из анализа данной кривой следует, что при низком отношении сигнал/шум режим обратной связи по сигналу и помехе имеет преимущество перед реальной ОСР и даже перед идеальной ОСР. Однако при слабых шумах это преимущество теряется. Данное обстоятельство можно объяснить путём анализа соотношений (8) и (9). Из выражений (8) и (17) следует, что даже при правильных решениях, т.е. при $\hat{\dot{b}}^{(l)} = \dot{b}^{(l)}$, оценка шумовой амплитуды содержит погрешность $\eta^{(l)}$ за счёт преддействий на выходе ВФ СЭ, следующих за демодулируемым, которая определяется (9):

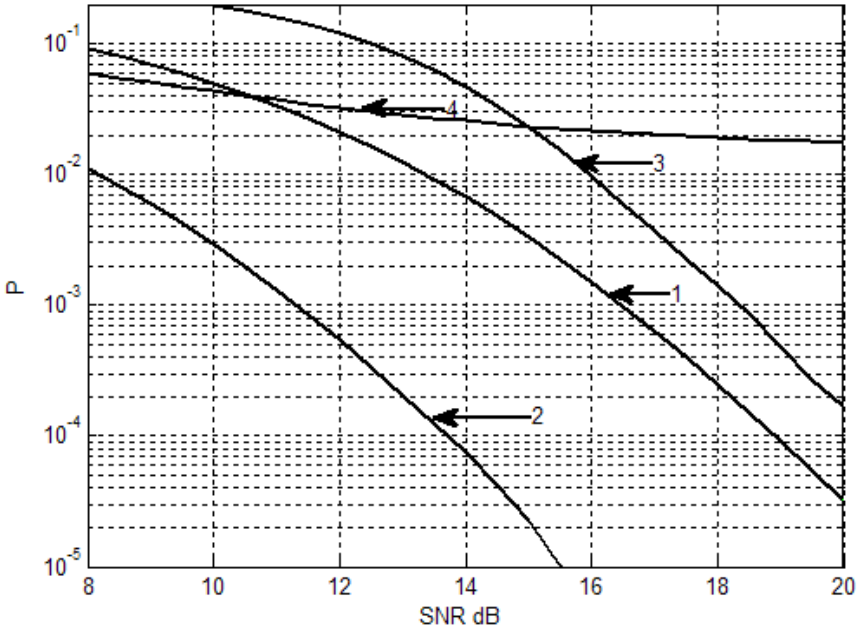


Рис. 2. Характеристики помехоустойчивости демодулятора на основе ВОСР:
1 – при идеальной обратной связи по решению (ИОСР),
2 – при идеальной обратной связи по решению и помехе (ИОСРП),
3 – при реальной обратной связи по решению (РОСР),
4 – при реальной обратной связи по решению (РОСРП).

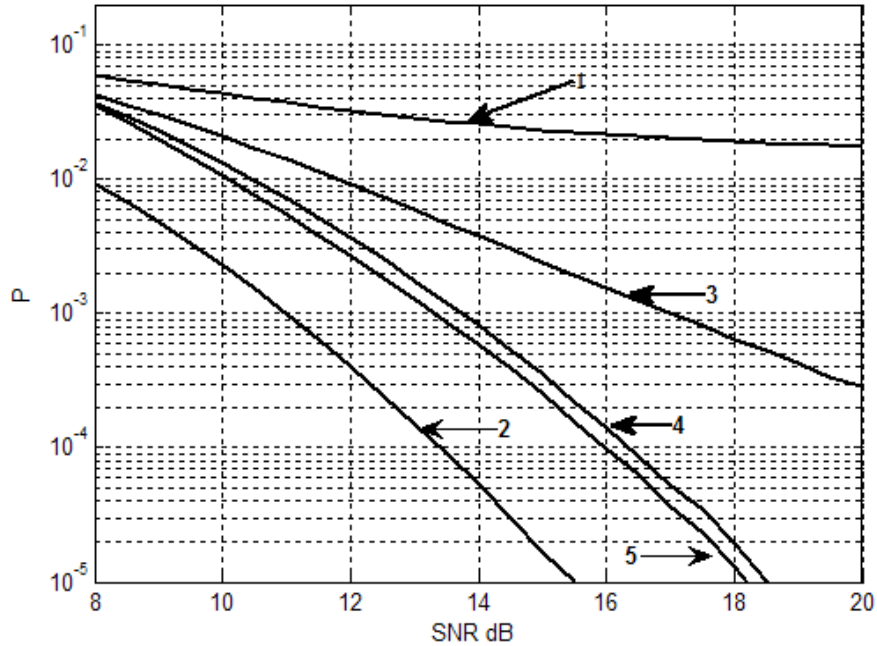


Рис. 3. Характеристики помехоустойчивости демодулятора на основе ВОСР при итеративной обработке:
1 – при реальной обратной связи по решению и помехе (РОСРП),
2 – при идеальной обратной связи по решению и помехе (ИОСРП),
3 – при итеративной обработке с компенсацией преддействий (2-я итерация),
4 – при итеративной обработке с компенсацией преддействий (3-я итерация),
5 – при итеративной обработке с компенсацией преддействий (4-я итерация).

$$\hat{\dot{u}}^{(l)} = \dot{x}^{(l)} - \hat{\dot{b}}^{(l)} = \dot{u}^{(l)} + \eta^{(l)}, \qquad (23)$$

где $\dot{u}^{(l)}$ – истинное значение шумовой амплитуды.

Для компенсации погрешности $\eta^{(l)}$ необходимо знание амплитуд СЭ, которые можно определить в процессе итеративной обработки. В этом случае оценка шумовой амплитуды определяется соотношением:

$$\hat{\dot{u}}^{(l)} = \dot{x}^{(l)} - \hat{\dot{b}}^{(l)} - \hat{\eta}^{(l)} = \dot{u}^{(l)} + \dot{b}^{(l)} - \hat{\dot{b}}^{(l)} + \eta^{(l)} - \hat{\eta}^{(l)}, \qquad (24)$$

где оценка суммы преддействий СЭ, следующих за демодулируемым,

$$\hat{\eta}_i^{(l)} = \sum_{j=1}^{L_{ВФ}+Q} \hat{b}_{i-1}^{(l+j)} \xi_j, \qquad (25)$$

где $\hat{b}_{i-1}^{(l+j)}$ – решения относительно сигнальных амплитуд, полученные на предыдущей итерации, i – номер итерации.

На рисунке 3 представлены характеристики помехоустойчивости демодулятора на основе ВОСР при итеративной оценке сигнальных амплитуд в соответствии с соотношениями (24) и (25). Кривая 1, соответствующая первой ($i = 1$) итерации, совпадает кривой 4 на рисунке 2. Кривая 2 (идеальная обратная связь по решению и помехе) соответствует кривой 2 на рисунке 2. Кривые 3, 4, и 5 соответственно характеризуют помехоустойчивость при 2-й, 3-й и 4-й итерациях.

3. Заключение

В основе предложенного метода лежит наличие корреляции между отсчётами шума на выходе фильтра, согласованного с единичным элементом принимаемого сигнала. Этот эффект имеет место только при наличии межсимвольной интерференции.

Для оценивания шумовых амплитуд предлагается использовать отсчёты на выходе выравнивающего фильтра. Для компенсации остаточных преддействий используется итеративная процедура.

Из анализа представленных результатов следует, что применение демодуляторов на основе выравнивающих фильтров с обратной связью по сигналу и аддитивной помехе в сочетании с итеративной обработкой позволяет улучшить помехоустойчивость последовательных телекоммуникационных систем, использующих процедуру выравнивания с обратной связью по решению при наличии межсимвольной интерференции.

Литература

1. Proakis J.G. Digital Communications. Fourth edition, New York: McGraw-Hill. – 2001. – P. 798.
2. Варгаузин В.А. Методы повышения энергетической и спектральной эффективности цифровой радиосвязи:/ В.А. Варгаузин, И.А. Цикин.– СПб.:БХВ-Петербург, 2013.– 352с.
3. Forney G. D., Jr. Maximum-likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of intersymbol Interference // IEEE Transactions on Information Theory. – 1972. – V.18, № 3 – P. 363 – 428.
4. Хабаров Е.О., Малютин А.А.. Анализ влияния обратной связи по решению при обработке сигналов в каналах с межсимвольной интерференцией на ограниченном интервале анализа // ИКТ. №1, 2008. – С.44-49.

REFERENCES

1. Proakis J.G. Digital Communications. Fourth edition, New York: McGraw-Hill. – 2001. – P. 798.
2. Wargausin W.A., Zikyn I.A. Methods of raising energy- and spectral efficiency by digital radio communication. SPb.: BHW-Petersburg, 2013. – 352 p.
3. Forney G. D., Jr. Maximum-likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of intersymbol Interference // IEEE Transactions on Information Theory. – 1972. – V.18, № 3 – P. 363 – 428.
4. Khabarov E.O., Malutin. A.A. The influence-analyze of decision-feed-back by signal-processing in channels with intersymbol-interference on limited analyze-interval. // IKT.– №1, 2008. – P.44-49.

ЗАВИСИМОСТЬ ВЕРОЯТНОСТИ СВЯЗИ В ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОЛИНИИ С ДИФФУЗНОЙ МНОГОЛУЧЕВОСТЬЮ ОТ ВЫБОРА РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

В. П. Пашинцев[1], Д. П. Киселев[1], А. Д. Скорик[1], М. А. Сенокосов[1]

[1]Северо-Кавказский федеральный университет (СКФУ), Ставрополь, Россия

Аннотация. Разработана методика оценки влияния уровня диффузности ионосферы на изменение оптимальной рабочей частоты декаметровой радиолинии и надежность радиосвязи.

Ключевые слова: Ионосфера, диффузность, декаметровая радиолиния, замирания, оптимальная рабочая частота, максимально применимая частота, наименьшая применимая частота, надежность радиосвязи.

RELIABILITY OF DECAMETER BAND RADIO COMMUNICATION AS A FUNCTION OF IONOSPHERE DIFFUSIVENESS AND USABLE FREQUENCY

V. P. Pashintsev[1], D. P. Kiselev[1], A. D. Skorik[1], M. A. Senokosov[1]

[1]North-Caucasus Federal University (NCFU), Stavropol, Russia

Abstract. A method is developed to evaluate the level of ionosphere diffusiveness impact on variation of optimum working frequency of decameter radio link and on reliability of radio communication.

Keywords: ionosphere, diffusiveness, decameter radio link, fading, optimum working frequency, maximum usable frequency, lowest usable frequency, reliability of radio communication.

1. Введение

Известно [1-5], что рабочая частота (f_0) в декаметровой (ДКМ) радиолинии с учетом поглощения и отражения волны в ионосфере выбирается в диапазоне между максимально применимой (МПЧ) и наименьшей применимой (НПЧ) частотой: $f_н < f_0 < f_м$. Величина НПЧ определяет нижнюю границу диапазона рабочих частот по условию поглощения волны. Величина МПЧ соответствует наибольшей частоте, при которой отраженная от ионосферы волна достигает заданной точки приема, и определяется углом падения волны ψ на ионосферу и ее критической частотой слоя F2 f_{F2} как $f_м = f_{F2}\sec\psi$. Очевидно, что на МПЧ поглощение волны в ДКМ радиолинии будет наименьшим и обеспечивается наилучшее качество ДКМ связи, т.е. наибольшая ее надежность (или вероятность с допустимой достоверностью) $D_{св}$.

Однако этот вывод недостоверен, поскольку при выборе рабочей частоты вблизи МПЧ ($f_{орч} \approx f_м$) отражение ДКМ волны сопровождается сильным рассеянием на мелкомасштабных неоднородностях электронной концентрации (ММН ЭК) ионосферы $\Delta N(h_m)$ и глубокими интерференционными (быстрыми) замираниями сигналов в точке приема, что приводит к снижению надежности связи [5]. Поэтому при нормальном

состоянии ионосферы работа на МПЧ или традиционной ОРЧ $f_{\text{орч}} = (0,85...0,95) f_{\text{м}}$ не обеспечивает достижение максимально возможной надежности ДКМ связи. Следовательно, существует такое значение рабочей частоты ДКМ радиолинии, на которой обеспечивается наибольшая надежность ДКМ связи. Такую частоту следует считать истинной ОРЧ $f'_{\text{орч}}$. В статье [6] разработан графический метод определения истинной ОРЧ в ДКМ радиолинии по критерию максимальной надежности связи. Согласно результатам этой статьи, в условиях нормальной среднеширотной ионосферы с обычной интенсивностью мелкомасштабных неоднородностей ($\beta_{\text{и}} \approx 10^{-3}...5 \cdot 10^{-3}$) истинная ОРЧ ($f'_{\text{орч}} \approx 0,7 f_{\text{м}}$) может быть меньше традиционного значения ОРЧ ($f_{\text{орч}} = 0,85 f_{\text{м}}$) на 20%.

Отсюда следует необходимость разработки методики оценки зависимости надежности ДКМ связи от выбора рабочей частоты с учетом изменения как среднего отношения сигнал/помеха (из-за ионосферного поглощения сигнала и помеховой обстановки), так и глубины замираний принимаемого сигнала (из-за диффузного рассеяния волны на мелкомасштабных неоднородностях ионосферы).

Целью доклада является разработка методики оценки надежности связи в ДКМ радиолинии в зависимости от выбора рабочей частоты с учетом одновременного изменения сигнально-помеховой обстановки и диффузности ионосферы.

Известно [1, 3], что надежность ДКМ связи описывается как вероятность того, что с достоверность (или вероятность ошибки $P_{\text{ош}}$) приема сигналов будет не хуже допустимого значения ($P_{\text{ош.доп}}$):

$$D_{\text{св}} = P\left(P_{\text{ош}} \le P_{\text{ош.доп}}\right) = F\left(\left[\overline{Z} - Z_{\text{доп}}\right] / \sigma_Z\right) = F\left(\Delta Z / \sigma_Z\right) = F(\xi). \qquad (1)$$

Здесь $F(\xi) = \left(\sqrt{2\pi}\right)^{-1} \int_{-\infty}^{\xi} \exp\left(-0,5t^2\right) dt$ – функция Лапласа; $\xi = \left(\overline{Z} - Z_{\text{доп}}\right) / \sigma_Z = \Delta Z / \sigma_Z$; $\overline{Z}$ – среднее (медианное) отношение сигнал/помеха (С/П) на входе приемника (ПРМ), в условиях замираний равных отношению С/П при отсутствии замираний ($Z = \overline{Z}$), выраженное в децибелах (дБ); $Z_{\text{доп}}$ – допустимое превышение С/П на входе ПРМ, определяемое по функциональной зависимости $P_{\text{ош}} = \psi\left(Z = \overline{Z}\right)$ при $P_{\text{ош}} = P_{\text{ош.доп}}$ в условиях быстрых (интерференционных) замираний принимаемых сигналов; σ_Z – среднеквадратическое отклонение (СКО) превышения С/П при медленных замираниях сигналов и помех.

Входящее в выражение (1) СКО превышения С/П при медленных замираниях сигналов и помех от выбора рабочей частоты не зависит (т.е. $\sigma_Z(f_0) = \sigma_Z$) и в среднем за месяц составляет $\sigma_Z = 14$ дБ.

Таким образом, методика расчета надежности ДКМ радиолинии должна включать в себя несколько этапов:

1. Определение зависимости среднего отношения сигнал/помеха от выбора рабочей частоты $\overline{Z} = \psi\{f_0\}$.
2. Определение допустимого отношения сигнал/помеха $Z_{\text{доп}} = \psi\{f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош.доп}}\}$ в зависимости от выбора рабочей частоты f_0 и уровня диффузности ионосферы $\beta_{\text{и}}$.
3. Определение надежности связи в ДКМ радиолинии $D_{\text{св}}(f_0, \beta_{\text{и}}) = F\left[\Delta Z(f_0, \beta_{\text{и}})/\sigma_Z\right]$ в зависимости от выбора рабочей частоты f_0 с учетом возможного одновременного изменения сигнально-помеховой обстановки $\overline{Z}(f_0)$ и диффузности ионосферы $\beta_{\text{и}}$.

2. Определение зависимости среднего отношения сигнал/помеха от выбора рабочей частоты.

В известном [6] методе определения истинной ОРЧ в ДКМ радиолинии по критерию максимальной надежности связи зависимость $\overline{Z} = \psi\{f_0\}$ среднего отношения сигнал/помеха (С/П) на входе приемника (ПРМ) от выбора рабочей частоты описывалась выражением вида

$$\overline{Z}(f_0) = 10\ \lg\frac{\overline{P_{\text{с}}}(f_0)}{\overline{P_{\text{п}}}(f_0)} = 20\ \lg\frac{\overline{E_{\text{с}}}(f_0)}{\overline{E_{\text{п}}}(f_0)} = 20\lg\left[\frac{E_{\text{с}}^{(1)}(f_0)}{E_{\text{п}}^{(1)}(f_0)}\sqrt{\frac{0,25\text{P}_t\text{G}_t\text{G}_r}{\text{B}}}\right], \qquad (2)$$

где $\overline{P_{\text{с}}}$ и $\overline{P_{\text{п}}}$ – средние мощности сигнала и помех на входе ПРМ; $\overline{E_{\text{с}}}$ и $\overline{E_{\text{п}}}$ – медианные напряженности поля сигнала и помех; $E_{\text{с}}^{(1)}$ и $E_{\text{п}}^{(1)}$ – единичные напряженности поля сигнала и помех; P_t – мощность передатчика; G_t и G_r – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн; В – полоса пропускания ПРМ.

Недостатком определения зависимости $\overline{Z}(f_0)$ согласно (2) является ее низкая точность, поскольку зависимости единичных напряженностей поля сигнала $E_{\text{с}}^{(1)}$ и помех $E_{\text{п}}^{(1)}$ от выбора рабочей частоты f_0 в ДКМ радиолинии определяются по графикам МККР [4].

Для более точного определения зависимости (2) $\overline{Z} = \psi\{f_0\}$ фактического отношения С/П на входе ПРМ от выбора рабочей частоты в ДКМ радиолинии можно воспользоваться методическими рекомендациями международного союза электросвязи (МСЭ) по прогнозированию медианного уровня напряженности поля сигнала $\overline{E_{\text{с}}}$ [9] и медианного уровня напряженности поля помех $\overline{E_{\text{п}}}$ [10].

Зависимость $\overline{E_{\text{с}}}(f_0)$ определяется основными потерями передачи $L_b(f_0)$ и выражается в децибелах (относительно $1\,\text{мкВ/м}$) в соответствии с методическими рекомендациями МСЭ по прогнозированию медианного уровня напряженности поля сигнала [9] как

$$\overline{E_{\text{с}}}(f_0)_{[\text{дБ}]} = 136,6 + P_t + G_t + 20\lg f_0 - L_b(f_0). \qquad (3)$$

В формуле (3) основные потери передачи $L_b(f_0) = L_0(f_0)L_T(f_0)$ определяются не дальностью ДКМ связи d, а виртуальной наклонной дальностью $p'(d)$ по траектории ДКМ луча $L_b(f_0) = \left(4\pi f_0 p'(d)/c\right)^2 L_T(f_0)$ как

$$L_b(f_0) = 32,45 + 20\lg f_0 + 20\lg p'(d) + L_T(f_0). \qquad (4)$$

где

$$p'(d) = 2R_0\left\{\sin\left(d/2R_0\right)\Big/\cos\left[\Delta + \left(d/2R_0\right)\right]\right\}. \qquad (5)$$

Здесь R_0=6371 км – радиус Земли; Δ – угол места траектории луча.

Дополнительные потери на трассе распространения ДКМ волны $L_T(f_0)$ из-за поглощения в ионосфере и других факторов зависят от выбора рабочей частоты f_0, параметров ионосферы и ряда других характеристик:

$$L_T(f_0) = \psi\left(f_0, f_{\text{F2}}, f_{\text{E}}, x_j, h_m, M(3000)F2, f_{\text{H}}, d\right), \qquad (6)$$

где $f_{\text{F2}} = \left(80,8N_{F2}\right)^{0,5} = \left(80,8N_m\right)^{0,5}$ – критическая частота слоя F2 ионосферы в точке отражения волны $f_{\text{E}} = \left(80,8N_E\right)^{0,5}$ – критическая частота слоя E ионосферы; x_j – зенитный угол солнца в точке отражения; h_m – высота максимума ионизации в точке отражения; $M(3000)F2$ – масштабный коэффициент; f_{H} – гирочастота в точке отражения; d – дальность связи.

Зависимость $\overline{E_{\text{п}}}(f_0)$ определяется коэффициентом внешних помех $F_A = T_A/T_0$ и в соответствии с методическими рекомендациями МСЭ по прогнозированию медианного уровня напряженности поля помех выражается в децибелах (относительно 1 мкВ/м) как [9]

$$\overline{E_{\text{п}}}(f_0)_{\text{дБ}} = F_A(f_0) + 20\lg f_0 + 10\lg B - 98,9. \qquad (7)$$

Коэффициент внешних помех в ДКМ диапазоне зависит от выбора рабочей частоты, параметров ионосферы (f_{F2}), координат приемника и точки отражения и ряда других характеристик [9]:

$$F_A = \psi\left(f_0, f_{F2}, F_{\text{инд}}, \rho_{\text{прм}}, \rho_{\text{отр}}, t_{\text{дт}}, t_{\text{отр}}, B\right), \qquad (8)$$

где $F_{\text{инд}}$ – уровень индустриальных помех; $\rho_{\text{прм}}$ – координаты приемника; $\rho_{\text{отр}}$ – координаты точки отражения волны; $t_{\text{дт}}$ – дата организации радиосвязи; $t_{\text{отр}}$ – время суток.

Методики получения используемых в (4-6) и (8) параметров, определяющих потери основной передачи по траектории луча L_b и коэффициент внешних помех F_A, детально описаны в рекомендациях МСЭ [9, 10]. Приведем пример использования выражений (4-6) и (8) для расчета медианных значений напряженности поля волны $\overline{E_c}\left(f_0\right)$ и помех $\overline{E_{\text{п}}}\left(f_0\right)$ на входе приемной антенны согласно выражениям (3) и (7) в

соответствии с исходными данными, приведенными в таблицах 1 и 2. Параметры ионосферы (f_{F2}, f_E, f_H, h_m) для заданной точки отражения волны могут быть получены с использованием реферативной модели IRI-2016.

Таблица 1. Географические координаты и технические параметры оборудования для организации ДКМ радиосвязи.

Координаты приемника $\rho_{\text{прм}}$	58,14 с.ш., 70,32 в.д.
Координаты точки отражения от ионосферы $\rho_{\text{отр}}$	56,84 с.ш., 53,78 в.д.
Дата организации радиосвязи $t_{\text{дт}}$	08.08.2018
Мощность передатчика P_t, кВт	1
Коэффициент усиления антенны передатчика G_t, дБ	3
Коэффициент усиления антенны приемника G_r, дБ	2
Полоса пропускания ПРМ B, Гц	300
Дальность связи d, км	2000
СКО превышения С/П σ_Z, дБ	14
Уровень индустриальных помех $F_{\text{инд}}$	Сельская местность

Таблица 2. Параметры ионосферы в точке отражения, полученные с использованием реферативной модели IRI-2016 для заданных координат.

Время суток, часы (для точки отражения от ионосферы) $t_{\text{отр}}$	0:00	4:00	12:00	16:00
Частота слоя F2 f_{F2}, МГц	3,304	2,909	4,880	4,577
Частота слоя E f_{E}, МГц	0,372	1,065	3,031	2,687
Масштабный коэффициент $M(3000)F2$	3,100	3,003	2,993	3,137
Высота максимума ионизации h_m, км	328.6	279.6	233.8	255.3
Зенитный угол Солнца x_j, град.	106	91,9	42,4	60,4
Гирочастота в точке отражения f_H, МГц	0,8			

На рисунках 1 и 2 представлены частотные зависимости параметров сигнально-помеховой обстановки $\overline{E_{\text{с}}}(f_0)$ и $\overline{E_{\text{п}}}(f_0)$ для ночного ($t_{\text{отр}}$=0:00) и утреннего ($t_{\text{отр}}$=4:00) времени суток, когда поглощение в ионосфере невелико (критическая частота Е-слоя $f_{\text{E}} < 2$ МГц).

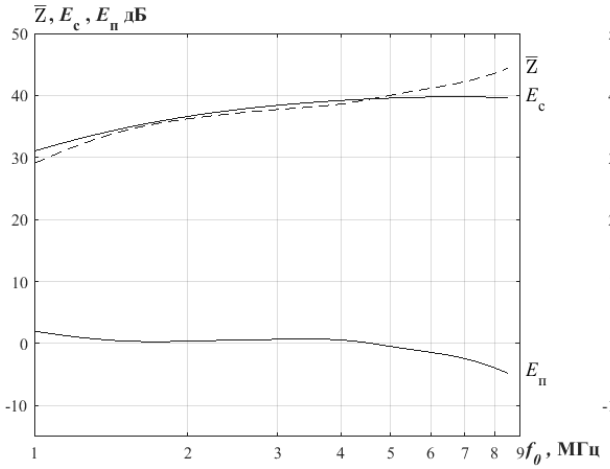


Рис. 1. Параметры сигнально-помеховой обстановки в 00:00 часов.

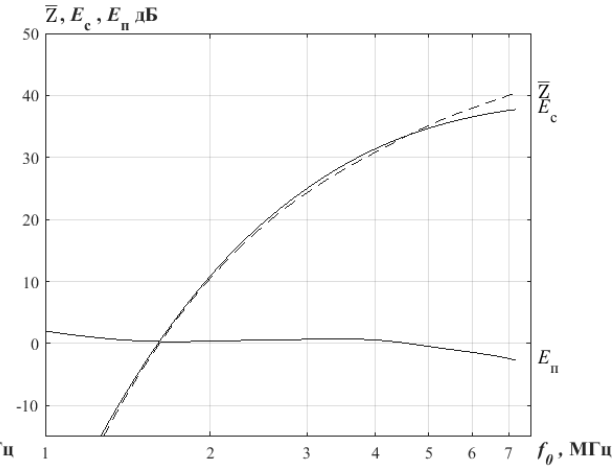


Рис. 2. Параметры сигнально-помеховой обстановки в 04:00 часа.

Приведенные зависимости $\overline{E_с}(f_0)_{дБ}$ и $\overline{E_п}(f_0)_{дБ}$ позволяют определить зависимость (2) $\overline{Z} = \psi\{f_0\}$ среднего отношения С/П на входе ПРМ от выбора рабочей частоты

$$\overline{Z}(f_0)_{дБ} = \overline{E_с}(f_0)_{дБ} - \overline{E_п}(f_0)_{дБ}, \qquad (9)$$

которые представлены на рис. 1, 2 пунктирными линиями.

Существенное отличие частотных зависимостей $\overline{Z}(f_0)$ для ночного (рис. 1) и утреннего (рис. 2) времени суток обусловлено троекратным повышением критической частоты слоя Е утром (с $f_Е = 0,372$ МГц до $f_Е = 1,065$ МГц согласно табл.2) и квадратичной зависимостью потерь на трассе распространения ДКМ волны из-за поглощения в ионосфере (4) от выбора рабочей частоты: $L_T \sim f_Е / f_0^2$.

Следует отметить, что в дневное время суток (12:00 и 16:00 часов) частотные зависимости $\overline{Z}(f_0)$ имеют еще более крутой спад по сравнению с утренним (рис.2), что обусловлено повышением критической частоты слоя Е до $f_Е = 3,031$ МГц в 12:00 и до $f_Е = 2,687$ МГц в 16:00. В диапазоне от $f_м = 12$ МГц до $f_0 = 3$ МГц среднее отношение С/П $\overline{Z}(f_0)$ уменьшается с 45 дБ до -20 дБ в полдень и с 47 дБ до -15 дБ в 16:00.

3. Определение зависимости допустимого отношения сигнал/помеха от выбора рабочей частоты и уровня диффузности ионосферы

Для повышения надежности связи $D_{св}(f_0, \beta_и)$ в условиях диффузности ионосферы, характеризующейся ростом интенсивности мелкомасштабных неоднородностей $\beta_и$ [7], рекомендуется выбирать рабочую частоту ниже традиционных значений ОРЧ ($f_0 < f_{орч} = (0,85...0,95) f_м$). Поэтому вторым этапом методики расчета надежности ДКМ радиолинии (после определения зависимости среднего отношения С/П от выбора рабочей частоты $\overline{Z} = \psi\{f_0\}$) является определение допустимого отношения

сигнал/помеха $Z_{\text{доп}} = \psi\{f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош.доп}}\}$ в зависимости от выбора рабочей частоты f_0 и уровня диффузности ионосферы $\beta_{\text{и}}$.

Известно [2], что при выборе рабочей частоты, близкой к МПЧ ($f_0/f_{\text{м}} > 0,9$) наблюдается релеевское распределение быстрых замираний амплитуды принимаемого сигнала в ДКМ радиолинии, а при выборе рабочей частоты $f_0/f_{\text{м}} < 0,9$ глубина быстрых замираний уменьшается и описывается райсовским (обобщенно-релеевским) законом.

При райсовском распределении быстрых замираний невозможно получить аналитическое выражение для определения требуемого превышения уровня сигнала над уровнем помех $Z_{\text{доп}}(f_0)$. Однако известно [1], что райсовские и релеевские замирания удовлетворительно аппроксимируются распределением Накагами в интервале значений параметра m, равном $1 \le m < \infty$. В этом случае, допустимое превышения С/П рассчитывается следующим образом [1]:

$$Z_{\text{доп}} = 10\lg\left[2m\left(2P_{\text{ош.доп}}\right)^{-1/m} - 1\right]. \qquad (10)$$

Из выражения (10) следует, что при отсутствии замираний, когда $m \to \infty$, выражение (10) сводится к виду [1] $Z_{\text{доп}} = 10\lg\left(-2\ln 2P_{\text{ош доп}}\right)$. В этом случае $Z_{\text{бз}} = 0$ и при $P_{\text{ош доп}} = 3\cdot 10^{-3}$ величина $Z_{\text{доп}} = Z_{\text{н}} \approx 10$ дБ. По мере увеличения глубины замираний (т.е. приближения параметра Накагами m к значению 1, соответствующему релеевским замираниям) требуемое превышение уровня сигнала над уровнем помех $Z_{\text{доп}}$ возрастает до значения, определяемого выражением $Z_{\text{доп}} = 10\lg\left[\left(1-2P_{\text{ош доп}}\right)/P_{\text{ош доп}}\right]$.

Обычно параметры, характеризующие глубину замираний (например, m-параметр) определяются экспериментально [8]. Однако для случая декаметровой радиолинии с одним дискретным лучем и диффузной многолучевостью известна аналитическая зависимость m - параметра Накагами от выбора рабочей частоты (f_0) и уровня диффузности ионосферы ($\beta_{\text{и}}$) через величину дисперсии флуктуаций фазового фронта отраженной волны (σ_φ^2) на выходе неоднородной ионосферы [6]

$$m(f_0, \beta_{\text{и}}) = \left\{1 - \exp\left[-2\sigma_\varphi^2(f_0, \beta_{\text{и}})\right]\right\}^{-1}, \qquad (11)$$

где

$$\sigma_\varphi^2 = 2r_0 L_{\text{э}}(\pi f_0 \beta_{\text{и}} / \sec^2\varphi_0)^2. \qquad (12)$$

Здесь r_0 – наибольший размер мелкомасштабных ионосферных неоднородностей (~ 500 м); $L_{\text{э}}$ – эквивалентный однородный путь ДКМ воны в слое F ионосферы (зависящий от его критической частоты f_{F2}, высоты нижней границы h_0 и максимума ионизации h_m, d – дальности радиосвязи d); φ_0 - угол падения волны на нижнюю границу слоя F.

Более детальное описание функциональной зависимости

$$\sigma_{\varphi}^2 = \psi\left(f_0, \beta_{\text{и}}, h_0, f_{F2}, h_m, r_0, d\right). \qquad (13)$$

приведено в [6]. Напомним, что часть необходимых для расчета (13) параметров ионосферы ($f_{F2}, h_0,\ h_m$) для заданной точки отражения волны могут быть получены с использованием реферативной модели IRI-2016, а интенсивность мелкомасштабных неоднородностей электронной концентрации ионосферы $\beta_{\text{и}}$ можно определить методом вертикального зондирования ионосферы [7] или измерения полного электронного содержания ионосферы с помощью спутниковой радионавигационной системы [11].

В соответствии с выражениями (10-13) и исходными данными, приведенными в таблицах 1 и 2 (f_{F2}, h_m, d), а также дополнительных параметров ($P_{\text{ош.доп}} = 3\cdot10^{-3}$, $h_0 = 1{,}5\cdot10^2$ м, $r_0 = 2\cdot10^2$ м), на рисунках 3 и 4 представлены зависимости $Z_{\text{доп}} = \psi(f_0)$ допустимого отношение С/П на входе приемника от выбора рабочей частоты в ДКМ радиолинии в ночное (00:) и утреннее (04:00) время для пяти уровней диффузности ионосферы: 1) отсутствия диффузности $\beta_{\text{и}} = 10^{-3}$; 2) слабой - $\beta_{\text{и}} = 5\cdot10^{-3}$; 3) умеренной – $\beta_{\text{и}} = 10^{-2}$; 4) средней – $\beta_{\text{и}} = 2{,}5\cdot10^{-2}$; 5) сильной – $\beta_{\text{и}} = 5\cdot10^{-2}$.

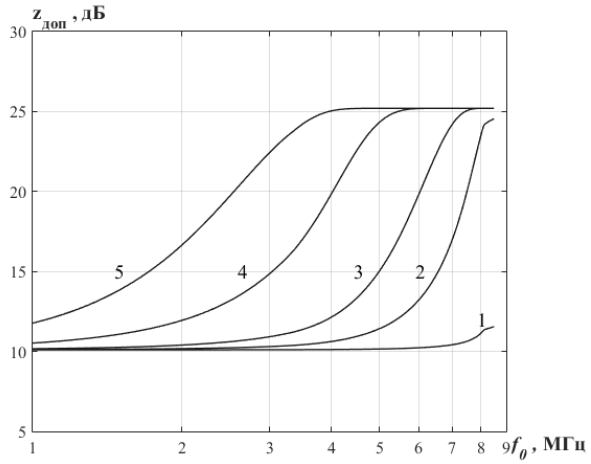


Рис. 3. Зависимости от частоты допустимого отношения сигнала/ помеха ночью (00:00) при различной диффузности ($\beta_{\text{и}}$) ионосферы: 1) 10^{-3}; 2) $5\cdot10^{-3}$; 3) 10^{-2}; 4) $2{,}5\cdot10^{-2}$; 5) $5\cdot10^{-2}$.

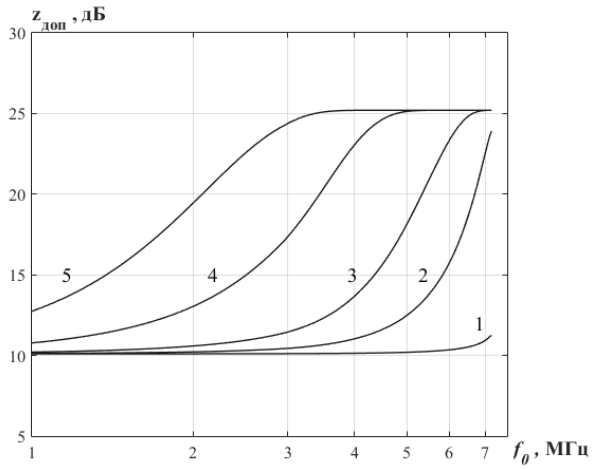


Рис. 4. Зависимости от частоты допустимого отношения сигнала/помеха утром (04:00) при различной диффузности ионосферы ($\beta_{\text{и}}$): 1) 10^{-3}; 2) $5\cdot10^{-3}$; 3) 10^{-2}; 4) $2{,}5\cdot10^{-2}$; 5) $5\cdot10^{-2}$.

Анализ рисунков 3 и 4 показывает, что по мере понижения рабочей частоты в диапазоне от МПЧ ($f_{\text{м}} \approx 8{,}5$ МГц и $f_{\text{м}} \approx 7{,}2$ МГц) до $f_0 = 2$ МГц допустимое отношение С/П на входе приемника $Z_{\text{доп}}$ уменьшается. При этом характер зависимостей $Z_{\text{доп}} = \psi(f_0, \beta_{\text{и}})$ для ночного (00:00) и утреннего (04:00) времени суток отличается незначительно. При отсутствии диффузности ионосферы ($\beta_{\text{и}} = 10^{-3}$, кривые 1), когда замирания отсутствуют ($Z_{\text{бз}} = 0$ дБ), величина $Z_{\text{доп}} \approx Z_{\text{н}} = 10$ дБ. При отсутствии диффузности ионосферы ($\beta_{\text{и}} = 10^{-3}$, кривые 1), когда замирания отсутствуют ($Z_{\text{бз}} = 0$ дБ), величина $Z_{\text{доп}} \approx Z_{\text{н}} = 10$ дБ. При наличии диффузности ионосферы

($\beta_{и} > 10^{-3}$, кривые 2-5), когда замирания присутствуют ($Z_{бз} > 0$ дБ), величина $Z_{доп} \approx 25$ дБ вблизи МПЧ ($f_0 \approx f_{м}$) и может существенно снижаться по мере понижения рабочей частоты f_0. Например, в ночное время (00:00) при $f_0 = 3$ МГц допустимое отношение С/П снижается до значения $Z_{доп} \approx 10...12$ дБ при слабой и умеренной диффузности (кривые 2-3), до $Z_{доп} \approx 15$ дБ – при средней (кривая 4), и до $Z_{доп} \approx 22$ дБ – при сильной диффузности (кривая 5).

Следует отметить, что в дневное время суток (12:00 и 16:00 часов) зависимости $Z_{доп} = \psi(f_0, \beta_{и})$ имеют вид, аналогичный приведенным на рис. 3 и 4.

4. Определение надежности связи ДКМ радиолинии.

Приведенные на рисунках 1-4 зависимости $\bar{Z}(f_0)$ и $Z_{доп}(f_0, \beta_{и})$ позволяют рассчитать превышения фактического отношения С/П на входе приемника над допустимым значением $\Delta Z(f_0, \beta_{и}) = \bar{Z}(f_0) - Z_{доп}(f_0, \beta_{и})$ и произвести оценку надежности связи в ДКМ радиолинии $D_{св}(f_0, \beta_{и}) = F\left[\Delta Z(f_0, \beta_{и})/\sigma_Z\right]$ в зависимости от выбора рабочей частоты f_0 с учетом одновременного изменения сигнально-помеховой обстановки $\bar{Z}(f_0)$ и диффузности ионосферы $\beta_{и}$.

В ночное время (00:00 часов) надежность ДКМ радиолинии не подвержена влиянию поглощения в ионосфере из-за низкой частоты слоя Е ($f_E = 0{,}372$ МГц). Основным фактором, уменьшающим надежность ДКМ радиолинии, остаются быстрые (глубокие) замирания, поэтому понижение рабочей частоты в сторону НПЧ позволяет сохранить максимально возможную надежность ДКМ радиолинии.

На рисунке 5 в качестве примера приведены в зависимости надежности связи в ДКМ радиолинии $D_{св}(f_0, \beta_{и})$ от выбора рабочей частоты f_0 в утреннее время (04:00) при различных уровнях диффузности ионосферы ($\beta_{и} = 10^{-3}$; $5 \cdot 10^{-3}$; 10^{-2}; $2{,}5 \cdot 10^{-2}$; $5 \cdot 10^{-2}$), построенные на основе рисунков 1-4 и выражения (1).

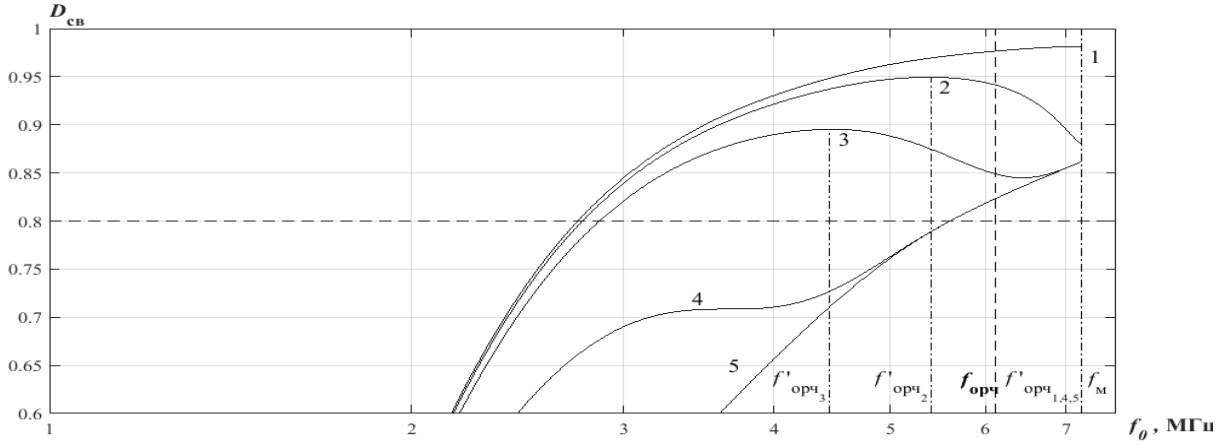


Рис. 5. Зависимости надежности ДКМ связи утром (04:00) при различных уровнях диффузности ионосферы: 1) 10^{-3}; 2) $5 \cdot 10^{-3}$; 3) 10^{-2}; 4) $2{,}5 \cdot 10^{-2}$; 5) $5 \cdot 10^{-2}$.

Анализ рисунка 5 показывает, что в утренние часы (04:00) при отсутствии диффузности ионосферы ($\beta_{и}=10^{-3}$, кривая 1), когда на МПЧ ($f_0=f_{м}\approx 7,2$ МГц) обеспечивается превышение фактического отношения С/П на входе ПРМ над допустимым значением $\Delta Z(f_0,\beta_{и})=\bar{Z}(f_0)-Z_{доп}(f_0,\beta_{и})\approx 29$ дБ, при стандартном СКО превышения С/П $\sigma_Z=14$ дБ возможно достижение надежности связи в ДКМ радиолинии $D_{св}(f_0,\beta_{и})=F\left[\Delta Z(f_0,\beta_{и})/\sigma_Z\right]\approx 0,98$.

При слабой диффузности ионосферы ($\beta_{и}=5\cdot 10^{-3}$, кривая 2) при выборе истинной ОРЧ $f_0=f'_{орч\,2}\approx 5,5$ МГц, на которой обеспечивается максимальное превышение С/П на входе ПРМ $\Delta Z(f_0,\beta_{и})\approx 23$ дБ, достигается надежность ДКМ связи $D_{св}(f_0,\beta_{и})\approx 0,95$. При умеренной диффузности ионосферы ($\beta_{и}=10^{-2}$, кривая 3) при выборе $f_0=f'_{орч\,3}\approx 4,5$ МГц, на которой обеспечивается максимальное превышение С/П на входе ПРМ $\Delta Z(f_0,\beta_{и})_3\approx 17$ дБ, достигается надежность ДКМ связи $D_{св}(f_0,\beta_{и})\approx 0,9$. Заметим, что значение $f'_{орч\,3}\approx 4,5$ МГц$\approx 0,6f_{м}$ меньше традиционной ОРЧ ($f_{орч}=0,85f_{м}\approx 6,1$МГц), на которой достигается более низкая надежность ДКМ связи $D_{св}(f_0,\beta_{и})\approx 0,85$.

При средней и сильной диффузности ионосферы ($\beta_{и}=2,5\cdot 10^{-2}$, кривая 4; $\beta_{и}=5\cdot 10^{-2}$, кривая 5) понижение рабочей частоты относительно МПЧ не позволит обеспечить повышение надежности ДКМ связи. Это обусловлено тем, что при $\beta_{и}=2,5\cdot 10^{-2}...5\cdot 10^{-2}$ разность между фактическим и допустимым отношением С/П на входе ПРМ не имеет максимума на частотах ниже МПЧ ($f_{м}\approx 7,2$ МГц), где она имеет значение $\Delta Z(f_0,\beta_{и})_{4,5}\approx 15$ дБ. Поэтому в условиях средней и сильной диффузности для достижения наибольшей надежности ДКМ связи $D_{св}(f_0,\beta_{и})\approx 0,86$ необходимо работать ближе к МПЧ.

С помощью разработанной методики можно показать, что в полдень (12:00 часов) и послеобеденное время (16:00) наблюдается сильный уровень поглощения в ионосфере, который обусловлен повышением критической частоты слоя Е днем (с $f_{E}=1,065$ МГц до $f_{E}=2,687...3,031$ МГц согласно табл.2.). Поэтому для достижения наибольшей надежности ДКМ связи $D_{св}(f_0,\beta_{и})\approx 0,86$ необходимо работать ближе к МПЧ.

5. Заключение.

Большинство известных методик расчета надежности связи в ДКМ радиолинии учитывают сигнально-помеховую обстановку (т.е. ионосферное поглощение сигнала и уровень помех) на выбранной оптимальной рабочей частоте без учета зависимости глубины замираний от выбора рабочей частоты. Единственный известный метод определения истинной оптимальной рабочей частоты ДКМ радиолинии по критерию максимального превышения сигнал/помеха и надежности связи с учетом глубины замираний принимаемых сигналов учитывает частотные зависимости сигнально-

помеховой обстановки лишь графическим способом. Поэтому необходима аналитическая методика оценки надежность связи в ДКМ радиолинии в зависимости от выбора рабочей частоты с учетом одновременного изменения сигнально-помеховой обстановки и диффузности ионосферы.

Разработана методика расчета надежности ДКМ радиолинии, состоящая из 4-х этапов определения: 1) зависимости среднего отношения сигнал/помеха от выбора рабочей частоты $\bar{Z} = \psi\{f_0\}$; зависимости допустимого отношения сигнал/помеха $Z_{\text{доп}} = \psi\{f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош.доп}}\}$ от выбора рабочей частоты f_0 и уровня диффузности ионосферы $\beta_{\text{и}}$; 3) зависимости надежности связи в ДКМ радиолинии $D_{\text{св}}(f_0, \beta_{\text{и}}) = F\left[\Delta Z(f_0, \beta_{\text{и}})/\sigma_Z\right]$ от выбора рабочей частоты f_0 с учетом возможного изменения сигнально-помеховой обстановки $\bar{Z}(f_0)$ и диффузности ионосферы $\beta_{\text{и}}$.

Выявлено, что в утренние часы, когда поглощение ДКМ волны в ионосфере невелико лишь на верхнем участке диапазона рабочих частот, надежность связи можно существенно повысить за счет выбора истинной ОРЧ (значение которой ниже традиционной ОРЧ $f'_{\text{орч}} < f_{\text{орч}} = 0{,}85 f_{\text{м}}$) только при слабой ($\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$) и умеренной ($\beta_{\text{и}} = 10^{-2}$) диффузности. При средней $\beta_{\text{и}} = 2{,}5 \cdot 10^{-2}$) и сильной ($\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$) диффузности ионосферы понижение рабочей частоты относительно МПЧ не позволит обеспечить повышение надежности ДКМ связи из-за роста поглощения волны. Поэтому для достижения наибольшей надежности ДКМ связи в утренние (а также дневные) часы при средней и сильной диффузности ионосферы необходимо работать на частотах ближе к МПЧ. В ночные часы для достижения наибольшей надежности ДКМ связи необходимо понижать рабочую частоту относительно МПЧ по мере увеличения уровня диффузности ионосферы ($\beta_{\text{и}}$).

Литература

1. Комарович В.Ф., Сосунов В.Н. Случайные помехи и надежность КВ связи. М.: Связь, 1977. 136 с.
2. Черенкова Л.Е., Чернышов О.В. Распространение радиоволн. М.: Радио и связь, 1984. 272 с.
3. Мешалкин В.А., Сосунов Б.В., Филиппов В.В. Поля и волны в задачах разведзащищенности и радиоэлектронной защиты систем связи. С. Пб.: ВАС, 1993. 332 с.
4. Серков В.П., Слюсарев П.В. Теория электромагнитного поля и распространение радиоволн. Часть 2. Распространение радиоволн. – Л.: ВАС, 1973. – 255с.
5. Слюсарев П.В. Электромагнитная доступность радиоизлучений и антенные устройства. Л.: ВАС, 1978. 108 с.
6. Пашинцев В.П., Тишкин С.А., Иванников А.И., Солчатов М.Э. Определение оптимальной рабочей и наименьшей применимой частоты декаметровой радиолинии с учетом глубины быстрых замираний // Электросвязь, 2001, №12. С. 16 – 19.
7. Пашинцев В.П., Омельчук А.В., Коваль С.А., Галушко Ю.И. Метод определения величины интенсивности неоднородностей по данным ионосферного зондирования // Двойные технологии, 2009, №1 (46). С. 38-41.
8. Долуханов М.П. Флуктуационные процессы при распространении радиоволн - М.: Связь, 1971. 184 с.
9. Рекомендации МСЭ-R Р.533-13. Метод для прогнозирования рабочих характеристик ВЧ-линий.

10. Рекомендации МСЭ-R P.372-12. Радиошум.
11. Пашинцев В.П., Грибанов Е.В., Сенокосова А.В., Цимбал В.А. и др. Устройство измерения интенсивности неоднородностей ионосферы // Патент РФ на полезную модель №110841 от 27.11.2011. Бюл. №33.

REFERENCES

1. V.F. Komarovich, V.N. Sosunov, Random interference and reliability of short-wave communication. M.: Svyaz, 1977. 136 pages.
2. L.E. Cherenkova, O.V. Chernyshov, Radio wave propagation, M.: Radio i svyaz, 1984. 272 pages.
3. V.A. Meshalkin, B.V. Sosunov, V.V. Filippov, Fields and waves in tasks of intelligence security and radioelectronic protection of communication systems, SPb.: VAS, 1993. 332 pages.
4. V.P. Serkov, P.V. Slyusarev, Theory of electromagnetic field and radio wave propagation. Part 2. Radio wave propagation. – L.: VAS, 1973. – 255 pages.
5. P.V. Slyusarev, Electromagnetic accessibility of radio emissions and antenna devices. L.: VAS, 1978. 108 pages.
6. V.P. Pashintsev, S.A. Tishkin, A.I. Ivannikov, M.E. Solchatov, Determining optimum working frequency and the lowest usable frequency of a decameter radio link taking into account the depth of fast fading // Electrosvyaz, 2001, No. 12. pages 16 – 19.
7. V.P. Pashintsev, A.V. Omelchuk, S.A. Koval, Yu.I. Galushko, Method for determining value of irregularities intensity based on ionosphere sounding data // Double technologies, 2009, No. 1 (46). pages 38-41.
8. M.P. Doluhanov. Fluctuation processes in the propagation of radio waves - M.: Svyaz, 1971. 184 pages.
9. Recommendation ITU-R P.533-13. Method for the prediction of the performance of HF circuits.
10. Recommendation ITU-R P.372-13. Radio noise.
11. V.P. Pashitsev, E.V. Gribanov, A.V. Senokosova, V.A. Cimbal etc. Device for measuring the intensity of ionospheric irregularities // The patent of the Russian Federation for useful model №110841 from 11/27/2011. Bul. No. 33.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЗАЩИЩЕННОСТИ МОБИЛЬНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЕЙ

Я. Е. Львович[1], И. Я. Львович[1], А. П. Преображенский[1],
Ю. П. Преображенский[1], О. Н. Чопоров[2]

[1]АНОО ВО ВИВТ, Воронеж, Россия
[2]ФГБОУ ВО ВГПУ, Воронеж, Россия

Аннотация. В данной работе рассматриваются проблемы защиты от вторжений в мобильные сенсорные сети, являющимися основой многих современных систем связи. Дана анализ потоков данных в мобильных сенсорных сетях. Рассмотрены возможности применения модели, описывающей вторжение злоумышленника в сеть. Приведены некоторые результаты, полученные на ее основе.

Ключевые слова: мобильная сенсорная сеть, защита информации, жизненный цикл.

APPROVED BY THE ORGANIZING COMMITTEE REQUIREMENTS FOR THE DESIGN OF REPORTS

Ya. E. Lvovich[1], I. Ya. Lvovich[1], A. P. Preobrazhenskiy[1],
Yu. P. Preobrazhenskiy[1], O. N. Choporov[2]

[1]ANOO VO VIVT, Voronezh, Russia
[2]FGBOU VO VGTU, Voronezh, Russia

Abstract. This paper deals with the problems of protection against intrusion into mobile sensor networks, which are the basis of many modern communication systems. The analysis of data flows in mobile sensor networks is given. The possibilities of using a model describing the intrusion of an attacker into the network are considered. Some results obtained on its basis are presented.

Keywords: mobile sensor network, information protection, life cycle.

1. Введение

Концепция Интернета Вещей является ключевым звеном в формировании и совершенствовании различных сетей связи, т.е. ее основной целью является, создание клиентской базы сетей связи, состоящей практически на 90% из вещей, однако для этого потребуется кардинально изменить сетевую архитектуру.

Могут наблюдаться возможности таких реализаций технических систем, когда, машины не будут нуждаться в людях, на смену концепции человек-машина, приходит, машина-машина.

Это значит, что сеть связи переходит на уровень самоорганизующейся, такие глобальные изменения могут быть из-за большой сетевой клиентской базы, а вернее из за ее масштабного изменения.

На данный момент мы можем говорить о триллионах перспективных сетей связи, которые можно создать из вещей, в будущем мы можем предположить, что их число вырастит до 50 триллионов вещей, которые в конечном итоге будут представлять качественную сетевую связь.

Основой подобных систем можно считать беспроводные сенсорные сети (БСС). Они должны быть надежно защищены от различных злоумышленников. Данная работа связана с исследованиями вторжений в БСС, Которые будут стремится к уменьшению жизненного цикла БСС.

2. Анализ разновидностей потоков трафика в ББС

В БСС важную роль играет трафик, его вид и параметры, в принципе как в других сетях связи, модель трафика имеет классы согласно Кендаллу-Башарину, если ее рассматривать с позиции телетрафика.

Рассмотрим вид одной из этих моделей, к примеру: простая модель выглядит таким образом: M/M/1, итак, первая буква носит в себе данные о виде потока, вторая содержит в себе информацию по системе обслуживания различных событий, пакетов или же вызовов, и последний знак несет в себе характеристику ресурса системы.

Если мы расшифруем данный пример, то в итоге мы имеем простейший, или точнее говоря пуассоновский поток с экспоненциальным видом обслуживания в однолинейной системе [1].

Рассмотренный нами пример долгое время использовался, и был весьма востребован и надежен, однако после появления NGN – сетевой пакет общего пользования, передача различных данных, видео и т.д. выявили свою самоподобность в циркулирующих потоковых сетях.

Впервые самоподобные потоки были обнаружены I.Norros в середине 90-х годов, при передаче файлов, после чего начались наблюдения и различные исследования в данной области, спустя некоторое время данной находке было найдено теоретическое обоснование, исследуя все глубже самоподобную сеть, ее выявили и в трафике Skype, различных видео, электронных почтах и WEB-приложениях.

Однако, что касается речевого трафика вне зависимости от вида сети, поток оставался пуассоновским.

В работе для определения работоспособности, и качества выполнения задач используются параметры задержки, потери, и ранее не использованные параметры в данной области, это параметры остаточной энергии и определение времени жизненного цикла.

Два последних параметра решено было использовать из-за их большой распространенности, так как существует необходимость увеличения жизненного цикла сети. Ведь затраченная энергия в БСС не имеет возможности самовосстанавливаться, а остаточная энергия является одним из важных моментов определения качества и функциональности сети, но стоить заметить, что жизненный цикл сети имеет зависимость и от других определяющих моментов.

БСС являются инструментом по мониторингу различных процессов происходящих в пространстве, так же являются инструментом мониторинга внешней среды т.д.

3. Анализ модели вторжения злоумышленника в БСС

Для проведения исследования вторжения ложных событий на БСС, будут использоваться как детерминированный, так и пуассоновский поток, а время жизни сети будет определено за счет момента затухания последнего узла сенсорной сети, определение жизненного цикла сенсорной сети, наравне с выявлением вторжений ложных событий в сеть, является важной задачей данной работы.

Мобильные БСС в последнее время лишь набирают свою актуальность и расширяют масштабы своего использования (Mobile Wireless Sensor Networks), поэтому будет целесообразным исследование вторжений ложных событий в мобильные сети с такой же необходимостью, как и для стационарных сенсорных узлов.

Изучив проведенные исследования по MWSN, можем сказать, что сенсорный узел перемещается со скоростью в среднем 2 м/с, в сравнении с перемещением человека, это значение быстро идущего пешехода.

Данная скорость и будет использоваться в исследовании в качестве основной.

Сети MWSN имеют существенное отличие от MANET, по скорости перемещения узлов и их количеству, Ad Hoc сети MANET (Mobile Ad Hoc Networks) являются одними из лидирующих по качеству использования из самоорганизующихся сетей.

MANET имеет скорость от 8-10 м/с, эту скорость можно сравнить со скоростью движения автомобиля в среднем темпе, в городских условиях, данное время определяется с помощью приложения MANET, к примеру авто сети VANET(Vehicular Ad Hoc Networks), в то время средняя скорость сенсорного узла MWSN, составляет 2 м/с.

БСС можем разделить на гетерогенные и гомогенные.

Однако чаще всего используются гомогенные сети, т.к. сенсорные узлы не отличаются особой сложностью строения.

Гомогенные сети включают в себе большое количество сенсорных узлов, которые в свою очередь имеют схожие исходные данные, к примеру, начальную энергию, радиус действия, расход энергии на передачу информационных данных и т.д.

Именно поэтому в данной работе нами будет использоваться гомогенная модель.

Для того чтобы определить время жизненного цикла, сети ее остаточную энергию, а так же с целью увеличения остаточной энергии и жизненного цикла при построении сети будут применены разного вида алгоритмы по кластеризации сети.

В качестве весьма востребованного алгоритма можно отметить алгоритм LEACH (Low Energy Adaptive Cluster Hierarchy).

Если провести анализ особенностей такого подхода, то идея состоит в том, что идет постепенная смена головных узлов. Они разные в разных жизненных циклах сетей. За счет этого можно достичь того, что будет расти жизненный цикл БСС в несколько раз, если сравнивать с тем, когда головные узлы будут избираться случайным способом.

LEACH-M можно рассматривать в виде определенной модификации указанного выше алгоритма. Ее удобно применять, если есть мобильные сенсорные сети. При проводимых нами расчетах между приведенными алгоритмами мы не делали различий.

Будем опираться на первый алгоритм LEACH.

При формировании модели БСС будем применять такие параметры для сенсорного узла: радиус действия – 30 м, запасенная энергия – 3Дж, требуемая энергия по приему - 60 нДж/бит, по передаче – 60 нДж/бит и дополнительное значение энергии 90 нДж/кв.м.

Рабочая область рассматривается в виде квадрата со стороной 250×250 м. Шлюз размещаем в его центре. Жизненный цикл БСС рассчитывается в секундах.

Общее время наблюдения за БСС при исследовании жизненного цикла принимается равным 1500 с. Отметим, что идет замена по головному узлу после каждой из итераций.

Внутри анализируемой квадратной области мы будем размещать случайно 120 мобильных узлов.

Скорости движения сенсорных узлов варьировались от 3 м/с, что соответствует движению пешехода до 15 м/с – это движение автомобиля с соблюдением правил дорожного движения в городе.

Исходим из того, что для всех сенсорных узлов задаются одинаковые характеристики (с точки зрения энергопотребления и дальности передачи).

Будем считать, что головные узлы среди всех узлов составляют всего 7%.

При проведении машинного эксперимента мы рассматривали случай, когда анализируемая сеть подвергалась воздействиям, которые представлялись как потоки ложных событий.

В качестве примера мы рассматривали случаи, в которых потоки были детерминированные, а также подчинялись пуассоновскому закону.

Потока ложных событий характеризовался значением интенсивности, которая лежала в пределах 1 до 70 соб/с.

Сами сенсорные узлы могли двигаться со скоростями, значения которых лежали между 1 м/с и 5 м/с. Сенсорный узел может дать обнаружение ложных объектов. В этих случаях идет передача информации об этом к шлюзу, осуществляется уничтожение объекта.

4. Результаты исследований

Для того чтобы осуществить исследования, была подготовлена имитационная модель на основе языка С++.

В случае, если рассматривается для ложных событий пуассоновский поток результаты моделирования можно увидеть на рис. 1. При этом Варьируется интенсивность и значения скоростей сенсорных узлов (1– 1 м/с, 2– 3м/с, 3–5м/с).

Анализ демонстрирует существенную зависимость значений длительности жизненного цикла БСС от интенсивности ложных потоков [2, 3].

Значения длительности жизненного цикла БСС уменьшаются в несколько раз, когда идет рост всего в 2 раза значений интенсивности потоков на входе (при небольших ее значениях).

С дальнейшим увеличением интенсивности спад в длительности жизненного цикла БСС не такой резкий.

Рис.2 иллюстрирует то, как изменяется длительность жизненного цикла БСС при разных интенсивностях для двух типах потоков(1–пуассоновский случай, 2–детерминированный случай). При этом скорости движения сенсорных узлов имеют постоянную величину.

Второй случай характеризуется меньшим значением уменьшением длительности жизненных циклов БСС, если сравнивать с первым случаем.

С увеличением значений интенсивностей различие между потоками пропадает.

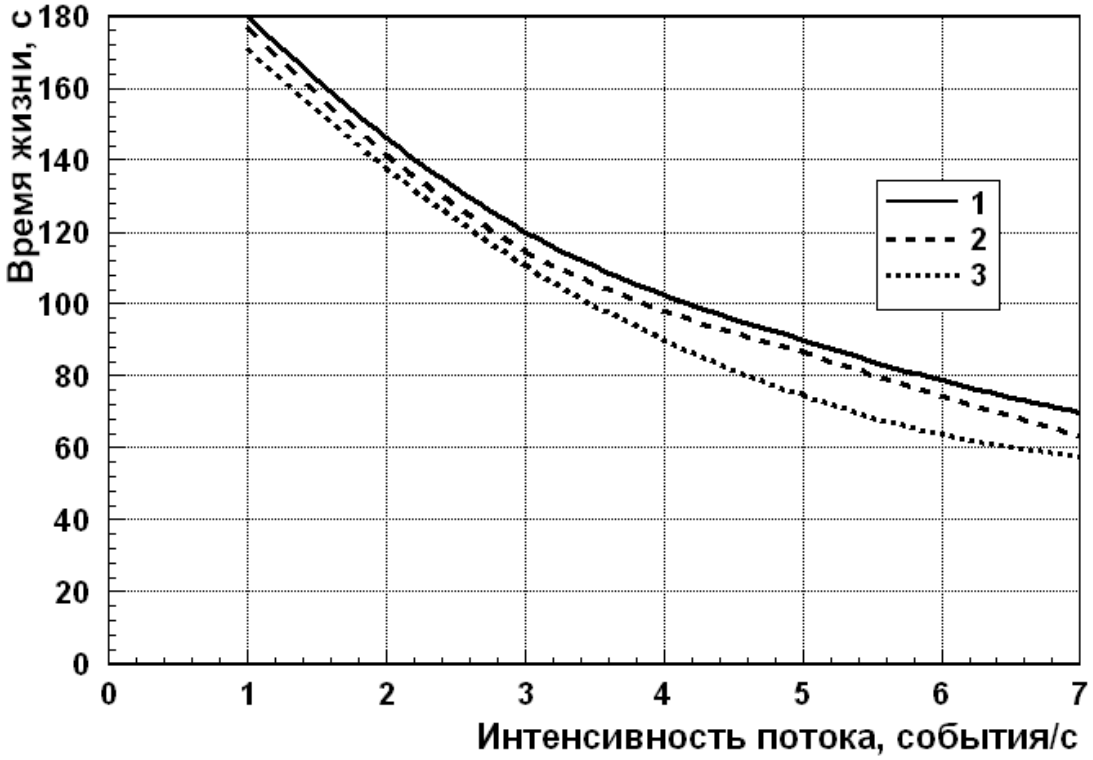


Рис. 1. Воздействие пуассоновского потока на БСС
(расчет времени жизненного цикла БСС)

Для проведения исследования вторжения ложных событий на БСС, будут использоваться как детерминированный, так и пуассоновский поток, а время жизни сети будет определено за счет момента затухания последнего узла сенсорной сети, определение жизненного цикла сенсорной сети, наравне с выявлением вторжений ложных событий в сеть, является важной задачей данной работы.

Там, где интенсивности потоков, связанных с ложными событиями не превышают 2 м/с наблюдается существенное влияние на длительность жизненного цикла БСС детерминированного потока по сравнению с пуассоновским.

Результаты исследований полезны с точки зрения проектирования соответствующих БСС.

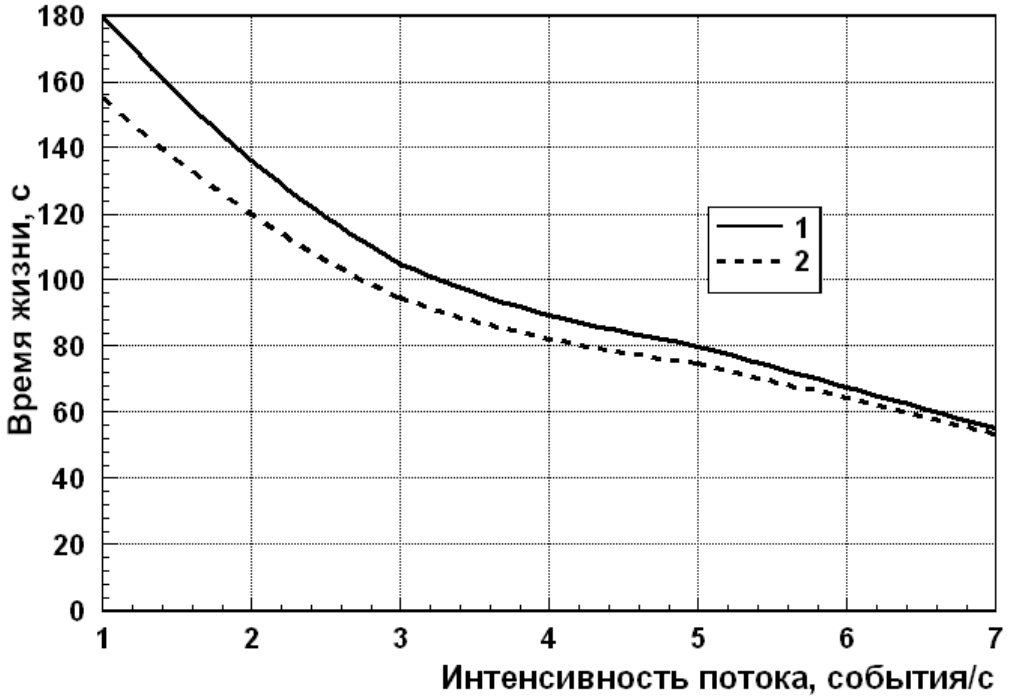


Рис. 2. Расчет жизненного цикла БСС при воздействии на нее двух разных типов потоков сети, где скорость сенсорного узла=3 м/с

5. Заключение

Трафик в БСС характеризуется самоподобностью при различных значениях параметра Херста. Это определяет то, что важно исследовать характеристики защищенности при условии детерминированных и пуассоновских входных потоков по ложным событиям.

Даны предложения по использованию моделей, описывающих вторжения в БСС, имеющие целями сделать как можно меньший ее жизненный цикл, базирующейся на применении потоков ложных событий.

Литература

1. Самойлов М.С. Методика определения степени самоподобия трафика мультисервисных сетей связи. // Радиотехника, 2015, № 4. - С. 61-65.
2. Букашкин С.А., Тучкин А.В. Особенности пакетной передачи различных видов трафика по каналам с небольшой пропускной способностью. // Радиотехника, 2014, № 4. - С. 37-42.
3. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. Помехозащищённость систем связи с прямым расширением спектра сигналов. М.: РадиоСофт, 2011. - 387 с.

References

1. Samoilov M. S. Method of determining the degree of self-similarity of traffic of multiservice communication networks. // Radio engineering, 2015, № 4. - P. 61-65.
2. Bukashkin S. A., Tuchkin, A. V. characteristics of packet transmission in different types of traffic on channels with low bandwidth. // Radio engineering, 2014, No. 4. - Pp. 37-42.
3. Borisov, V. I., Zinchuk, V. M., Limarev, A. E. noise Immunity of communication systems with direct expansion of the signal spectrum. M.: Radiosoft, 2011. - 387 p.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПОДСИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПЕРЕДАЧЕЙ ИНФОРМАЦИИ В ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ РАДИОКАНАЛАХ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ

Д.С. Махов, О.А. Финько

Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М. Штеменко, Краснодар, Российская Федерация

Аннотация. Особенностью систем сбора, обработки и передачи информации в робототехнических комплексах является их многофункциональность, поступление информации от множества датчиков, использование высокоскоростной съемки с высокой разрешающей способностью. Это ведет к увеличению объема целевой информации на борту, необходимой для передачи за минимальное время лицу принимающему решение. Вместе с тем, увеличение объема разнородной информации предъявляет жесткие требования к системам передачи информации, функционирование которых обусловлено высокими качественными и количественными характеристиками радиоканалов робототехнических комплексов, особенно в условиях помехового воздействия противника. Невыполнение данных требований ставит под угрозу своевременность доведения информации и функционирование комплекса в целом. В связи с этим повышение скорости передачи целевой информации с борта на наземный пункт обработки информации является актуальной задачей. Одним из методов повышения помехоустойчивости и скорости передачи информации является организация параллельных каналов передачи информации. При этом актуальной задачей является поиск оптимального перераспределения объема передаваемой информации в параллельных каналах с целью сокращения времени на ее передачу. В работе предложена математическая модель системы управления объемами информации и метод повышения скорости передачи информации на основе поиска оптимального соотношения объемов в параллельных радиоканалах передачи без помех. Получены математические выражения оптимального перераспределения объема передаваемой информации с учетом наложенных ограничений для двух параллельных каналов. Предложен метод решения задачи на основе определения псевдообратной матрицы. Приведены результаты численных исследований.

Ключевые слова: параллельные каналы передачи информации, радиоканалы робототехнических комплексов, метод Гревилля, помеховое воздействие, скорость передачи информации.

MATHEMATICAL MODEL OF THE SUBSYSTEM OF MANAGEMENT OF INFORMATION TRANSFER IN PARALLEL RADIO CHANNELS OF ROBOTIC COMPLEXES

D.S. Makhov, O.A. Finko

Krasnodar highest military school of a name of the general S. M. Shtemenko, Krasnodar, Russian Federation

Abstract. Feature of systems of collecting, processing and information transfer in robotic complexes is their multifunctionality, receipt of information from a set of sensors, use of high-speed shooting with high resolution. It leads to increase in volume of target information onboard, necessary for transfer for the minimum time for the person making the decision. At the same time, increase in volume of diverse information imposes strict requirements to systems of information transfer which functioning is caused by high qualitative and quantitative characteristics of radio channels of robotic complexes, especially

in the conditions of interfering influence of the opponent. Failure to follow these requirements threatens timeliness of finishing information and functioning of a complex in general. In this regard increase in speed of transfer of target information from a board on ground station of information processing is an urgent task. One of methods of increase in a noise stability and speed of information transfer is the organization of parallel channels of communication. At the same time an urgent task is search of optimum redistribution of volume of the transmitted data in parallel channels for the purpose of reduction of time for its transfer. In article the mathematical model of a control system of volumes of information and a method of increase in speed of information transfer on the basis of search of an optimum ratio of volumes in parallel radio channels of transfer without hindrances is offered. Mathematical expressions of optimum redistribution of volume of the transmitted data taking into account the imposed restrictions for two parallel channels are received. The method of the solution of a task on the basis of definition of the pseudo-return matrix is offered. Results of numerical researches are given.

Keywords: parallel channels of communication, radio channels of robotic complexes, Grevill's method, interfering influence, information transfer speed.

1. Введение

Робототехнические комплексы (РТК) становятся неотъемлемой частью современных информационных систем. Необходимость применения существующих и вновь разрабатываемых РТК подтверждается успешным проведением множества операций с их использованием [1, 2]. Возрастание динамики проводимых операций вынуждает разработчиков РТК непрерывно совершенствовать отдельные подсистемы и комплексы в целом, в том числе, системы сбора, обработки и передачи информации [3]. Модернизация РТК и отдельных его подсистем ведет к увеличению объема целевой информации на борту, необходимой для передачи за минимальное время лицу принимающему решение (ЛПР). Это предъявляет жесткие требования и к средствам криптографической защиты информации, которые, в свою очередь, во многом определяются качественными и количественными характеристиками радиоканалов РТК [4-10]. Невыполнение вышеуказанных требований ставит под угрозу своевременность доведения информации до ЛПР и функционирование системы в целом.

Это заставляет искать новые способы оптимизации характеристик радиоканалов связи РТК ВН и совершенствование подсистем управления их параметрами. В связи с этим повышение скорости передачи целевой информации с борта РТК на наземный пункт обработки информации (ПОИ) является актуальной задачей, требующей совершенствования методов помехоустойчивого кодирования, решающей обратной связи и методов организации параллельных каналов передачи [11-16].

В силу того, время передачи информации должно сокращаться, организация решающей обратной связи является слабоэффективной мерой обеспечения помехоустойчивости. Вместе с тем, организация параллельных каналов передачи целевой информации с РТК в ПОИ физически реализуема за счет введения промежуточных пунктов приема. В качестве данных пунктов могут выступать наземные пункты управления, командные пункты, запасные пункты управления, отдельные боевые единицы. Это позволяет повысить скорость передачи информации за счет

оптимального перераспределения информации по пространственно разнесенным каналам. Однако оптимальное распределение объема передаваемой целевой информации по параллельным каналам зависит от множества параметров радиоканала и является сложной задачей.

Целью работы является разработка математической модели и метода повышения скорости передачи информации с борта РТК на ПОИ на основе ее оптимального перераспределения по параллельным каналам.

2. Постановка задачи

Пусть РТК воздушного базирования, расположенному в точке A с координатами x_0, y_0, z_0, необходимо передать информацию объемом V_0 на ПОИ, расположенный в точке $B(x_b, y_b, z_b)$. Пусть также имеется M наземных промежуточных пунктов приема информации в точках $C_m(x_m, y_m, z_m)$. Геометрия задачи представлена на рисунке 1.

Расстояние между РТК и ПОИ может быть определено по известной формуле [17, 18]:

$$R_0 = \sqrt{(x_0 - x_b)^2 + (y_0 - y_b)^2 + (z_0 - z_b)^2} \qquad (1)$$

Дальности R_m определяются по формуле (1) путем замены соответствующих индексов при координатах точек C_m. Причем $R_m \neq R_{M-m}$.

Пусть на борту РТК установлена многоканальная многолучевая антенная решетка (МАР), параметры которой позволяют формировать количество M лучей характеристики направленности (ХН), равное количеству промежуточных пунктов приема информации [19]. Рассмотрим случай, когда отношение сигнал/помеха+шум (ОСПШ) в радиоканале $\overrightarrow{AB}$ дальностью R_0 много меньше единицы $Q_0 << 1$.

Такая ситуация может иметь место при воздействии преднамеренных помех противника на радиоканал $\overrightarrow{AB}$, либо при отсутствии между точками A и B прямой видимости (наличии препятствия). В таком случае возникает задача передачи информации объемом V_0 за минимальное время t_0 на M промежуточных пунктов приема информации с заданной вероятностью ошибки $\rho_0 = \rho_m$. При условии того, что имеется возможность с помощью МАР повысить качество радиоканалов $\overrightarrow{AC}_m$, дальность которых равна R_m [19], возникает необходимость определить, какую долю от общего объема информации V_0 по какому из радиоканалов $\overrightarrow{AC}_m$ передавать.

Поэтому повышение скорости передаваемой информации V_0 будет реализовано за счет оптимального перераспределения объемов V_m по парциальным лучам $\overrightarrow{AC}_m$, формируемых МАР, в зависимости от характеристик и параметров радиоканалов. В связи с этим под скоростью передачи информации в данной задаче будем понимать

скорость относительно каждого парциального объема V_m. Уменьшение данного объема позволяет передать его по радиоканалу за меньшее время по сравнению с другим объемом, передаваемым за это же время, что не противоречит понятию повышения скорости. Номинальная же скорость передачи информации в ее классическом понимании считается заданной.

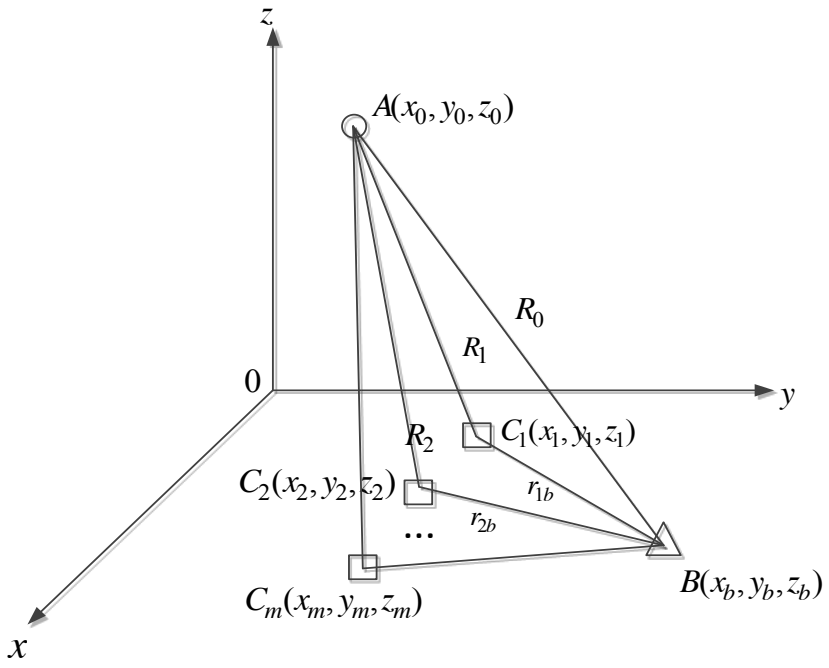


Рис.1. Пространственное расположение РТК, ПОИ и промежуточных пунктов приема информации

Таким образом, для решения задачи необходимо оптимально распределить имеющийся на борту РТК объем информации V_0 на парциальные объемы $V_m, m = \overline{1, M}$, для передачи ее по M каналам. Задача отличается от аналогичных задач организации параллельных каналов, описанных, например в [15], тем, что РТК находится в движении и параметры радиоканалов $\overrightarrow{AC}_m$ представляют функциональные зависимости от времени. В связи с этим оптимальное перераспределение объемов информации возможно на основе управления информационными и энергетическими характеристиками радиоканалов.

Примем ограничения: связь между промежуточными пунктами приема информации и ПОИ устанавливается по проводным защищенным каналам на расстоянии r_{mb}; скорость передачи информации по каналам r_{mb} максимальна, а помехи отсутствуют. Для радиоканалов установим, что в каждом канале используется фазовая модуляция, каналы без памяти, а частота несущего колебания одинакова для всех каналов. Будем полагать также, что средой распространения является свободное пространство, рефракция не учитывается, замирания в канале отсутствуют, распределение шума – гауссово, радиолиния идеальная, один символ содержит один бит

информации, а помехоустойчивое кодирование не используется. Коэффициенты усиления антенн передатчика и приемника выбираются равными, а мощность передатчика распределена равномерно по всем каналам [20]. Несмотря на значительный объем ограничений, они необходимы для определения основных соотношений по оптимальному распределению объема передаваемой информации.

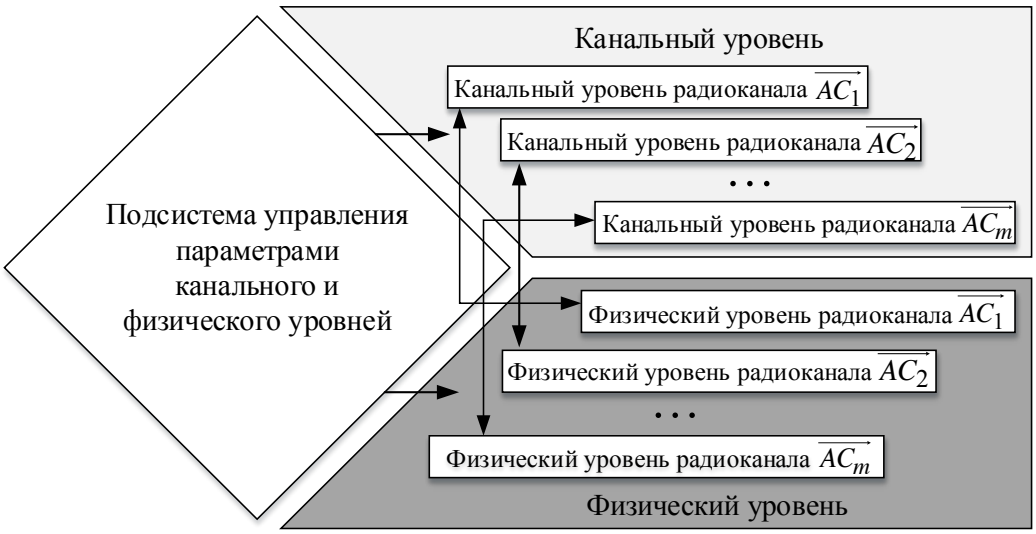


Рис. 2. Представление системы управления характеристиками параллельных радиоканалов робототехнических комплексов в рамках модели взаимодействия открытых систем

3. Математическая модель и способ решения задачи

Сформулируем задачу в виде максимизации скорости передачи:

$$U_0(V_m) \to \max \tag{2}$$

при условии, что вероятности битовой ошибки в каждом канале должны стремиться к нулю:

$$\rho_m = \frac{1}{2}\exp\left(-D_m\right) \to 0, \tag{3}$$

где: $D = \dfrac{E_b}{N_0}$ − отношение энергии бита к спектральной плотности мощности шума, E_b − энергия бита, N_0 − спектральная плотность мощности шума.

Выражение для D на основании [19] можно записать в виде:

$$D_m = \frac{S_m W}{N_m U_m}, \tag{4}$$

где: S − мощность сигнала в точке приема, N − мощность шума в точке приема, W − ширина полосы частот, U − скорость передачи информации в каждом канале.

Раскрывая в выражении (4) отношение средней мощности сигнала к средней мощности шума и используя первое уравнение радиосвязи, получим выражение связи

энергии бита с объемом передаваемой информации и параметрами радиоканала в промежуточных пунктах приема информации [20-23]:

$$D_m(R,V_m)=\frac{P_tG_tG_r\lambda^2tW}{16\pi^2R_m^2NV_m}, \tag{5}$$

где: λ – длина волны, P_t – мощность передатчика, G_t, G_r – коэффициенты усиления антенн передатчика и приемника соответственно.

Искомые объемы V_m являются долями общего объема V_0 и могут быть найдены из выражения:

$$\begin{aligned} &V_m = a_m V_0, \\ &\sum_m V_m = V_0. \end{aligned} \tag{6}$$

Таким образом, переписав выражение (3) с учетом (5), (6) и ограничений, получим математическую модель оптимального перераспределения объема целевой информации в виде системы уравнений вида:

$$\begin{cases} V_1+V_2+\ldots+V_m=V_0; \\ \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{\gamma}{R_1^2V_1}\right)=\rho_1; \\ \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{\gamma}{R_2^2V_2}\right)=\rho_2; \\ \ldots \\ \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{\gamma}{R_m^2V_m}\right)=\rho_m. \end{cases} \tag{7}$$

где: $\gamma=\frac{P_tG_tG_r\lambda^2t}{16\pi^2N_0}$ – коэффициент, одинаковый по условиям задачи для $m=\overline{1,M}$ каналов.

Решение системы уравнений (7) при количестве каналов $M=2$ может быть получено методом Крамера или методом исключения неизвестного [24].

Применительно к последнему методу общий объем информации V_0 представим суммой объемов V_1 и V_2. Из выражения для вероятности битовой ошибки получим систему уравнений для двух каналов:

$$\begin{cases} -\frac{\gamma}{R_2^2V_1}=\ln(2\rho_1); \\ -\frac{\gamma}{R_2^2V_2}=\ln(2\rho_2). \end{cases} \tag{8}$$

Так как $\rho_1 = \rho_2$, то и $\ln(2\rho_1) = \ln(2\rho_2)$.

Выражая $\ln(2\rho_2)$ через V_2, и учитывая первое уравнение системы (7) получим итоговые выражения для оптимального соотношения V_1 и V_2 в зависимости от общего объема информации:

$$V_1 = \frac{V_0 \cdot R_1^2}{R_1^2 + R_2^2}, \tag{9}$$

$$V_2 = \frac{V_0 \cdot R_2^2}{R_1^2 + R_2^2}. \tag{10}$$

Выражения (9) и (10) справедливы для решения задачи с учетом ограничений, однако они определяют взаимосвязь объема информации и расстояния. Снятие ограничений и введение неопределенности за счет учета преднамеренного помехового воздействия противника в канале усложнит (8) и позволит уточнить модель, однако это выходит за рамки данной работы. Вместе с тем, представляет интерес решение системы (7) для числа каналов $M > 2$. При увеличении размерности задачи метод исключения неизвестного становится громоздким, а метод Крамера усложняется вычислением большого числа определителей системы. Для $M > 2$ каналов применим матричный метод решения систем уравнений.

Перепишем систему (7) в следующем виде:

$$\mathbf{F} \times \mathbf{X} = \mathbf{S}. \tag{11}$$

Матрица-вектор $\mathbf{X}$ будет представлять неизвестные объемы информации в каждом канале.

Матрицу $\mathbf{F}$ сформируем в следующем виде:

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} V_0 & V_0 & \cdots & V_0 \\ -\dfrac{\gamma}{R_1^2 V_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & -\dfrac{\gamma}{R_2^2 V_2} & \cdots & 0 \\ \cdots & & & \\ 0 & 0 & \cdots & -\dfrac{\gamma}{R_m^2 V_m} \end{pmatrix}. \tag{12}$$

Так как матрица (12) не квадратная, то для нее не существует обратной матрицы. Поэтому для поиска решения воспользуемся методом Гревилля для нахождения псевдообратной матрицы $\mathbf{F}^+$ – наилучшего приближенного решения по методу наименьших квадратов [25].

Решение (11) будем искать в виде:

$$\mathbf{X} = \mathbf{F}^{+} \times \mathbf{S}. \qquad (13)$$

На основании того, что вектор столбец в правой части (11) является линейной комбинацией элементов левой части, то (12) можно также представить в виде линейной комбинации:

$$\mathbf{F} = \mathbf{L} \times \mathbf{Q}, \qquad (14)$$

где: $\mathbf{L} = \{L_{nj}\}$ – матрица n линейно независимых столбцов матрицы $\mathbf{F}$, $\mathbf{Q} = \{q_{jm}\}$ – матрица коэффициентов линейного разложения.

Тогда псевдообратная матрица $\mathbf{F}^{+}$ может быть найдена в виде:

$$\mathbf{F}^{+} = \mathbf{L}^{\mathrm{T}} \times \left(\mathbf{L} \times \mathbf{L}^{\mathrm{T}}\right)^{-1} \times \left(\mathbf{B} \times \mathbf{B}^{\mathrm{T}}\right)^{-1} \times \mathbf{B}^{\mathrm{T}}. \qquad (15)$$

4. Результаты численных исследований

Проведем моделирование решения системы (8) для двух каналов передачи информации. Пусть необходимо передать объем информации V_0, содержащейся в $N = 1000$ бит, по двум каналам с дальностями $R_1 = 2000\,м$ и $R_2 = 2870\,м$ при обеспечении одинаковой вероятности битовой ошибки в точках приема M_1 и M_2. Подстановка R_1, R_2 в формулы (9) и (10) дает значения объемов информации $V_1^* = 666.55$ бит и $V_2^* = 333.44$ бит соответственно. Проведем моделирование, изменяя объем информации в первом канале в диапазоне $n_1 = \overline{1, N}$. Тогда количество информации во втором канале будет изменяться в диапазоне $n_2 = \overline{N - n_1, 1}$.

На рисунке 3 представлены результаты моделирования зависимости отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума в первом и втором каналах от увеличения объема передаваемой информации в первом канале. Кривая 1 показывает убывание логарифма отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума при увеличении объема передаваемых данных в первом канале. Кривая 2 (пунктирная) показывает возрастание этого же отношения во втором канале (с большей дальностью). Характер кривой 2 показывает уменьшение передаваемой информации во втором канале. Отсутствие симметрии характеризуется различными значениями дальностей R_1 и R_2 в выражениях (9) или (10).

На рисунке 4 представлены зависимости вероятности битовой ошибки в каждом канале при увеличении объема передаваемых данных в первом канале. Кривая 1 рисунка 4 демонстрирует увеличение вероятности битовой ошибки в первом канале при увеличении объема информации в первом канале, так как код является примитивным. Кривая 2 показывает уменьшение вероятности битовой ошибки во втором канале, обусловленное уменьшением объема информации во втором канале.

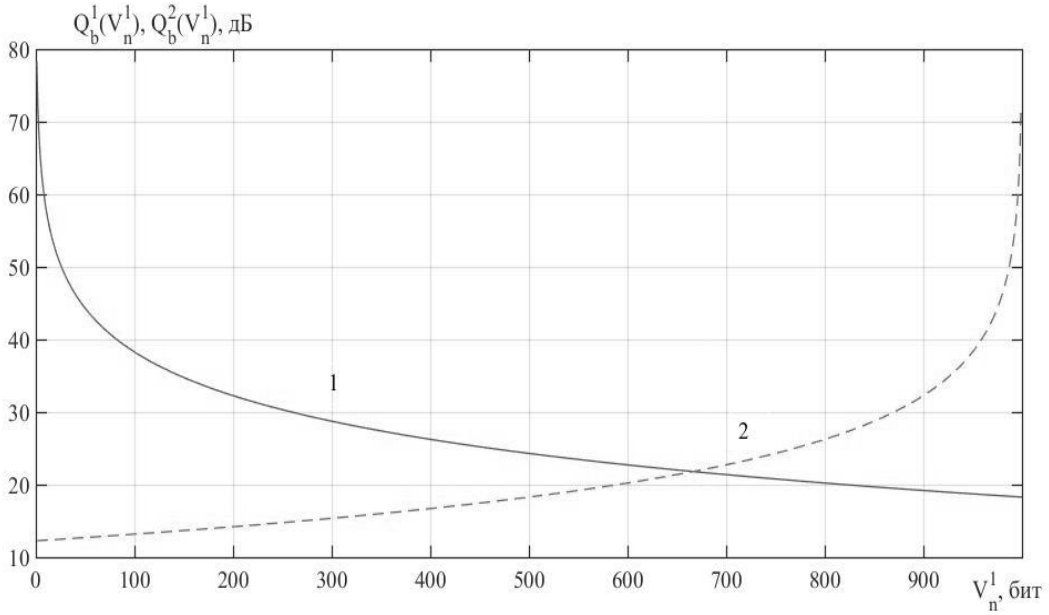


Рис. 3. Зависимости отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума в первом и втором каналах от увеличения объема передаваемой информации в первом канале

Из графиков видно, что равные значения вероятности битовой ошибки для обоих каналов (точка пересечения кривых) указывают на оптимальное соотношение объемов информации, передаваемой по двум каналам. Для случая формирования $M > 2$ каналов передачи информации результаты решения задачи оптимального перераспределения объемов передаваемой информации представлены в таблице 1.

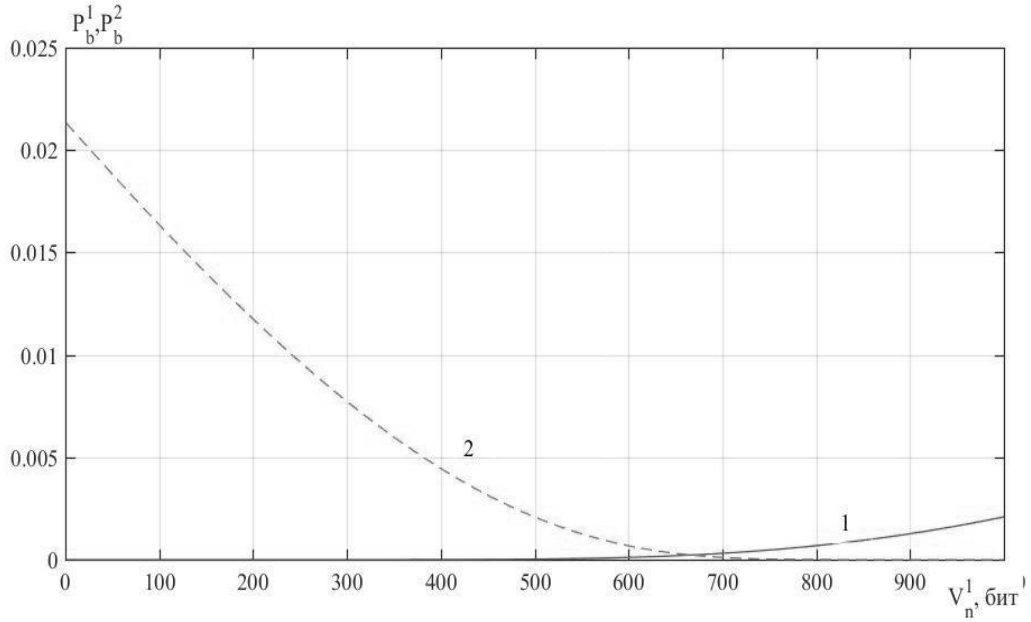


Рис. 4. Зависимости вероятности битовой ошибки от объема передаваемых данных в первом канале

Таблица. Результаты оптимального распределения объемов передаваемой информации в зависимости от дальности радиоканала

Номер канала	Дальность канала R, м	Объем информации в канале V, бит
1	2000	537.453
2	2827	134.498
3	2498	328.048

Моделирование проводилось для информации объемом V_0, содержащейся в $N = 1000$ бит (рис. 5). Были сформированы три канала, для которых была решена система уравнений (11) в виде (15).

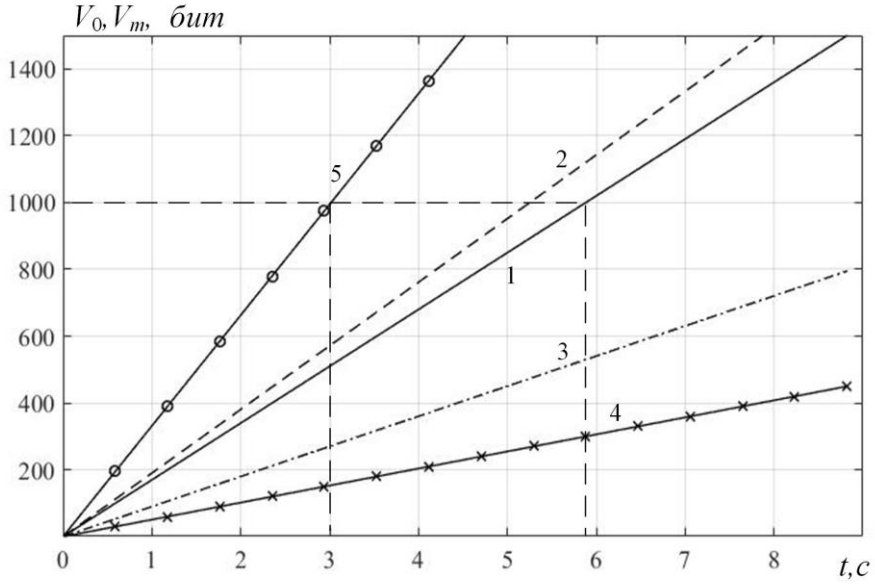


Рис. 5. Сравнение скорости передачи информации в исходном радиоканале и параллельных радиоканалах РТК ВН

Зависимость 1 рисунка 6 означает скорость передачи информации в радиоканале $\overrightarrow{AB}$ дальностью R_0, зависимости 2-4 – радиоканалы $\overrightarrow{AC}_m$. Зависимость 5 означает суммарную скорость передачи по трем каналам. Выигрыш в скорости передачи информации с учетом ограничений будет определяться сравнением максимального объема переданных данных из трех каналов и исходного максимального объема при вычислении скорости по формуле $U = V / t$. Так как $t_0 = t_m$, а модуляции и условия каналов одинаковы, то выигрыш будет определяться как $\sigma = V_0 / \max(V_m)$, то есть $\sigma = 1.87$ раза для трех каналов.

5. Заключение

Анализ результатов позволяет сделать вывод о том, что относительная скорость передачи информации по параллельным каналам будет определяться длительностью передачи максимального из объемов. В случае ограничений на задачу максимальный объем после распределения передается по каналу с наименьшей дальностью при

заданной скорости передачи. При этом выигрыш в передаче информации равного объема по трем параллельным каналам с неравными дальностями будет равен эквивалентному отношению общего объема информации к максимальной доле из распределенного объема. Для трех каналов эта величина с учетом ограничений на задачу равна $\sigma = 1.87$.

Таким образом, общая скорость передачи информации с робототехнического комплекса воздушного базирования может быть повышена за счет реализации параллельных каналов передачи информации с требуемыми характеристиками. При такой организации задача оптимального перераспределения объема информации на борту с точки зрения минимизации времени (увеличения скорости) передачи ее по параллельным каналам может быть решена путем построения математической модели распределительной системы.

Перспективными исследованиями в данном направлении является применение помехоустойчивого кодирования в представленной математической модели, а также установление взаимосвязи между параметрами кода и параметрами формирования лучей характеристики направленности многоканальной многолучевой антенной решетки. Разработка математических моделей и методов оптимального адаптивного управления позволит определять квазиоптимальные соотношения между параметрами физического и канального уровня системы передачи информации по параллельным каналам.

Литература

1. Макаренко С.И. Робототехнические комплексы военного назначения - современное состояние и перспективы развития // Системы управления, связи и безопасности № 2. 2016. - С. 73-132.
2. Боев Н.М. Анализ командно-телеметрической радиолинии связи с беспилотными летательными аппаратами // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета имени академика М. Ф. Решетнева. СибГУ, 2012. - С. 86-91.
3. Самойленко Д.В., Еремеев М.А., Финько О.А. Повышение информационной живучести группы робототехнических комплексов методами модулярной арифметики // Наукоемкие технологии в космических исследованиях земли. Т. 10, № 2, 2018, - С. 62-77.
4. Самойленко Д.В., Еремеев М.А., Финько О.А. Распределённая обработка и защита информации в группировке комплексов с беспилотными летательными аппаратами // Теория и техника радиосвязи. № 4, 2017, - С. 93-100.
5. Finko O.A., Dichenko S.A., Samoylenko D.V. Method of secured transmission of encrypted information over communication channels. RU Patent No. 2620730 (2017)
6. Самойленко Д.В., Финько О.А. Криптографическая система в полиномиальных классах вычетов для каналов с шумом и имитирующим злоумышленником // Теория и техника радиосвязи, 2010, № 4, - С. 39-44.
7. Самойленко Д.В., Финько О.А. Имитоустойчивая передача данных в защищенных системах однонаправленной связи на основе полиномиальных классов вычетов // Нелинейный мир, 2013, № 9, - С. 647-658.
8. Samoylenko D., Eremeev M., Finko O., Dichenko S. (2019) Protection of Information from Imitation on the Basis of Crypt-Code Structures. In: Pejaś J., El Fray I., Hyla T., Kacprzyk J. (eds) Advances in Soft and Hard Computing. ACS 2018. Advances in Intelligent Systems and Computing, vol 889. Springer, Cham. pp. 317-331.
9. Samoylenko D.V., Eremeev M.A., Finko O.A. A method of providing the integrity of information in the group of robotic engineering complexes based on crypt-code constructions", Automatic Control and Computer Sciences, 51:8 (2017), pp. 965-971.

10.Самойленко Д.В., Финько О.А. Помехоустойчивая передача данных в радиоканалах робототехнических комплексов на основе полиномиальных классов вычетов // Наукоемкие технологии в космических исследованиях земли. Т. 8, № 3, 2016, - С. 49-55.
11.Боев Н.М. Способы повышения энергетической и спектральной эффективности цифровых систем связи беспилотных летательных аппаратов // Радиофизика, радиотехника, связь. Труды МФТИ. 2014. Том 6, № 2. - С. 162-166.
12.Полынкин А.В., Ле Х.Т. Исследование характеристик радиоканала связи с беспилотными летательными аппаратами // Известия ТулГУ. Технические науки. 2013. вып. 7. ч. 2. - С. 98-106.
13.Максимов М.В. Защита от радиопомех / под. ред. М.В. Максимова. М.: Советское радио. 1976. - 496 с.
14.Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Г.И. Тузов, В.А. Сивов, В.И. Прытков и др. М.: Радио и связь, 1985. - 264 с.
15.Андронов И.С. Финк Л.М. Передача дискретных сообщений по параллельным каналам. М.: Советское радио. 1971. - 408 с.
16.Дворников С.В. Методика оценки имитоустойчивости каналов управления роботизированных устройств // Радиопромышленность. 2016. № 2. - С. 64-69.
17.Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). М.: Наука, 1974. - 832 с.
18.Волков Р.В. Основы построения и функционирования разностно-дальномерных систем координатометрии источников радиоизлучений / Волков Р.В., Дворников С.В., Саяпин В.Н., Симонов А.Н.. СПб.: ВАС, 2013. - 116 с.
19.Мануилов Б.Д. Многофункциональные антенные системы / Мануилов Б.Д., Башлы П.Н., Климухин Д.В., Мануилов М.Б., Безуглов Ю.Д.. Ростов-на-Дону, РВИ РВ, 2008, - 443 с.
20.Янцен А.С., Носов В.И. Оценка помехоустойчивости и пропускной способности технологии MIMO с учетом корреляции сигналов в антеннах // Вестник Сиб.ГУТИ. № 2. 2016. - С. 63-77.
21.Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / под ред. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.
22.Теория передачи сигналов / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, М.В. Назаров, Л.М. Финк М.: Связь, 1980. - 288 с.
23.Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, изд. 2-е, испр.: пер. с англ. / Б. Скляр. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
24.Кривилев А.В. Основы компьютерной математики с использованием системы Matlab. М.: Лекс-Книга. 2005. - 496 с.
25.Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. М.: Физматлит, 2010. - 560 с.

REFERENCES

1. Makarenko S.I. Military robotic complexes - the current state and the prospects of development // Control systems, communications and safety, 2016, No. 2. - pp. 73-132.
2. Boev N.M. The analysis of the command and telemetric radio communication line with unmanned aerial vehicles // the Bulletin of the Siberian state space university of a name of the M. F. Reshetnev, 2012. - pp. 86-91.
3. Samoylenko D.V., Yeremeyev M.A., Finko O.A. Increase in information survivability of group of robotic complexes by methods of modular arithmetics // High technologies in space researches of the earth. 2018, Vol. 10, No. 2. - pp. 62-77.
4. Samoylenko D.V., Yeremeyev M.A., Finko O.A. The distributed processing and information security in group of complexes with unmanned aerial vehicles//the Theory and the equipment of a radio communication. 2017, No. 4. - pp. 93-100.
5. Finko O.A., Dichenko S.A., Samoylenko D.V. Method of secured transmission of encrypted information over communication channels. RU Patent No. 2620730 (2017)
6. Samoylenko D.V., Finko O.A. Cryptographic system in polynomial classes of deductions for channels with noise and the imitating malefactor // Theory and the equipment of a radio communication, 2010, No. 4. - pp. 39-44.

7. Samoylenko D.V., Finko O.A. Secured data transmission in the protected systems of the unidirectional communication on the basis of polynomial classes of deductions // the Nonlinear world, 2013, No. 9. - pp. 647-658.
8. Samoylenko D., Eremeev M., Finko O., Dichenko S. (2019) Protection of Information from Imitation on the Basis of Crypt-Code Structures. In: Pejaś J., El Fray I., Hyla T., Kacprzyk J. (eds) Advances in Soft and Hard Computing. ACS 2018. Advances in Intelligent Systems and Computing, vol 889. Springer, Cham. - pp. 317-331.
9. Samoylenko D.V., Eremeev M.A., Finko O.A. A method of providing the integrity of information in the group of robotic engineering complexes based on crypt-code constructions", Automatic Control and Computer Sciences, 51:8 (2017), - pp. 965-971.
10. Samoylenko D.V., Finko O.A. Noiseproof data transmission in radio channels of robotic complexes on the basis of polynomial classes of deductions // High technologies in space researches of the earth, 2016, Vol. 8, No. 3. - pp. 49-55.
11. Boev N.M. Ways of increase in power and spectral efficiency of digital communication systems of unmanned aerial vehicles// Radiophysics, radio engineering, communication. Works of MEEU, 2014, Vol. 6, No. 2. - pp. 162-166.
12. Polynkin A.V., Le H.T. Research of characteristics of a radio channel of contact with unmanned aerial vehicles // Izvestiya TULGU. Technical science, 2013, Vol 7. No. 2. - pp. 98-106.
13. Maximov M.V. Protection against a radio noise. Moscow: Soviet radio, 1976. - 496 p.
14. Noise immunity of radio systems with difficult signals / G.I. Tuzov, V.A. Sivov, V.I. Prytkov, etc. Moscow: Radio and communication, 1985. - 264 p.
15. Andronov I.S. Fink L.M. Transfer of discrete messages on parallel channels. Moscow: Soviet radio, 1971. - 408 p.
16. Dvornikov S.V. Metod of estimation of a noise stability of control paths of robotic devices // Radiopromyshlennost, 2016, No. 2. - pp. 64-69.
17. Korn G., Korn T. The reference book on mathematics (for scientists and engineers). Moscow: Science, 1974. - 832 p.
18. Volkov R.V. Bases of construction and functioning of differential and ranging systems of a navigation of sources of radio emissions / Volkov R.V., Janitors S.V., Sayapin V.N., Simonov A.N. Saint-Petersburg.: VAS, 2013. - 116 p.
19. Manuilov B.D. Multipurpose antenna systems / Manuilov B.D., Bashla P.N., Klimukhin D.V., Manuilov M.B., Bezuglov Yu.D. Rostov-on-Don, RVI RV, 2008. - 443 p.
20. Yantsen A.S., Nosov V.I. Estimation of a noise stability and the capacity of MIMO technology taking into account correlation of signals in antennas//Sib's Messenger. GUTI, 2016, No. 2. – pp. 63-77.
21. Proakis J.G. Digital communications. McGraw-Hill Book Company, New York, 1983. - 800 p.
22. Theory of communications / Zyuko A.G., Klovsky D.D., Nazarov M.V., Fink L.M. Moscow: Communication, 1980. - 288 p.
23. Bernard Sklar. Digital communications fundamentals and applications second edition communications engineering services, Tarzana, University of California, Los Angeles. 2000. - 1104 p.
24. Krivilev A. V. Fundamentals of computer mathematics with use of the Matlab system. M.: Lex Book. 2005. - 496 p.
25. Gantmakher F.R. Theory of matrixes. M.: Fizmatlit, 2010. - 560 p.

МЕТОД БЫСТРОЙ ПЕРЕДАЧИ МНОГОРАЗРЯДНОГО ЦИФРОВОГО ВИДЕО С НАНО БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Е.П. Петров, Н.Л. Харина, Е.Д. Ржаникова

Вятский государственный университет (ВятГУ), г. Киров, РФ, petrov@vyatsu.ru

Аннотация. В связи с успехами нанотехнологий в системах дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) большое внимание уделяется системам ДЗЗ с нано беспилотных летательных аппаратов (нано БПЛ), способных обеспечить высокое разрешение динамических многоразрядных цифровых изображений (МЦИ). Сдерживающим фактором развития нано БПЛ является ограниченность энергетических ресурсов на борту нано БПЛ, не позволяющих передать большой объем цифровой видеоинформации за минимально короткое время. Поиск методов сокращения времени передачи динамических МЦИ с нано БПЛ по радиоканалу приводит к методам "сжатия" динамических МЦИ без вычислительных операций на борту нано БПЛ. Известные кодеки сжатия видеоинформации, широко применяемые на борту БПЛ более крупных, чем нано БПЛ, такие, как MPEG2, MPEG4 и др., не могут быть применены из-за ограниченных энергетических ресурсов на борту нано БПЛ. В данной работе предложен метод повышения скорости передачи динамических МЦИ без вычислительных операций и искажений на борту нано БПЛ. Метод основан на замене МЦИ, являющихся кадрами многоразрядного цифрового видео, представленных разрядными двоичными изображениями (РДИ) на МЦИ, состоящие из групп соседних РДИ (ГРДИ), передаваемых многофазными (МФМ) сигналами. Синтезированы на основе представления видео трехмерной цепью Маркова с несколькими состояниями дискретного параметра динамических МЦИ алгоритмы многомерной нелинейной фильтрации МФМ сигналов, реализующие статистическую избыточность МЦИ для компенсации потерь помехоустойчивости, вызванных применением МФМ сигналов. Исследования показали, что данным методом удалось сократить время передачи динамических 8-разрядных МЦИ без потерь помехоустойчивости в четыре раза без затрат энергетических ресурсов на борту нано БПЛ, по сравнению с временем передачи их бинарными ФМ сигналами. Предложенный метод сокращения времени передачи видео с нано БПЛ может найти применение в системах ДЗЗ различного назначения.

Ключевые слова: динамические многоразрядные цифровые изображения (МЦИ); многофазные манипулированные (МФМ) сигналы; марковские процессы с дискретными аргументами; нано беспилотный летательный аппарат (нано БПЛ); помехоустойчивость приема сигналов.

METHOD OF FAST TRANSMISSION OF THE MULTIDIGIT DIGITAL VIDEO FROM NANO UNMANNED AERIAL VEHICLES

E.P. Petrov, N.L.Kharina, E.D.Rzhanikova

Vyatka State University, Kirov, Russia, petrov@vyatsu.ru

Abstract. In connection with successful usage of nanotechnologies in remote sensing great attention is paid to the systems in nano-unmanned aerial vehicles (nano-UAVs) capable to provide high spatial resolution of dynamic multibit digital images (MDI). Limited energy resources on board the nano-UAV do not allow transferring a large amount of video information in the shortest possible time. It keeps back the broad development of nano-UAV. The search for methods to shorten the transmission time of dynamic MDIs from nano-UAV over the radio channel leads to the methods of MDI compression without computational operations onboard the nano-UAV. The known compression codecs of video information, such

as MPEG2, MPEG4 etc., cannot be applied because of the limited energy resources. In this paper we propose a method for reducing the transmission time of dynamic MDIs without computational operations and distortions onboard the nano-UAV. To develop the method a mathematical apparatus of the theory of conditional Markov processes with discrete arguments was used. On its basis a mathematical model for the transformation of the MDI represented by binary images (BI) in the MDI, consisting of groups of neighboring BIs (GBI) transmitted by multiphase (MP) signals, is constructed. The algorithm for multidimensional nonlinear filtering of MP signals is synthesized, realizing the statistical redundancy of the MDI to compensate for the noise stability losses caused by the use of MP signals. The proposed method of reducing the time of video transmission form nano-UAV can be used in remote sensing systems for various purposes.

Keywords: dynamic multibit digital images; multiphase signals; Markov processes with discrete arguments; nano-unmanned aerial vehicles; noise stability of signal receiving.

1. Введение

В настоящее время в связи с успехами микроминиатюризации, особенно в области развития средств получения многоразрядных (восемь и более на цветовую компоненту) цифровых изображений (МЦИ) высокого пространственного разрешения, вызывают большой интерес к разработке систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) на нано беспилотных летательных аппаратах (нано БПЛ). По оценкам специалистов, имеющих статистические данные об эффективности применения нано БПЛ, большой объем более достоверной видеоинформации в режиме, близком к реальному времени, получают с нано БПЛ на оперативном уровне. Существенным недостатком нано БПЛ являются ограничения на энергетические ресурсы, поэтому одной из актуальных задач, решаемых при создании нано БПЛ, является минимизация энергетических ресурсов на борту для передачи динамических МЦИ, обеспечивающих высокое разрешение, за минимально короткое время.

Поиск методов сокращения времени передачи динамических МЦИ высокого разрешения привел к разработке методов сжатия динамических МЦИ без вычислительных операций, не критичных к разрядности динамических МЦИ, превосходящих известные методы сжатия видео, такие как MPEG2, MPEG4 и др. Перечисленные кодеки требуют для реализации больших временных и энергетических ресурсов, поэтому не могут быть реализованы на борту нано БПЛ. Отсюда следует, что разработка новых и совершенствование известных методов сокращения времени передачи оригиналов динамических МЦИ без искажений и вычислительных операций на борту нано БПЛ является актуальной.

2. Преобразование видео

Метод решения задачи сокращения времени передачи динамических МЦИ с борта нано БПЛ предлагается в данной работе. Метод состоит из двух частей. Первая часть состоит в преобразовании полученных на борту нано БПЛ оригиналов динамических МЦИ, состоящих из разрядных двоичных изображений (РДИ) (рис. 1) в МЦИ, состоящие из групп соседних РДИ (ГРДИ), включающих два и более РДИ (рис. 2). Переход от РДИ к ГРДИ осуществляется в каждом МЦИ без искажений и

вычислительных операций на борту нано БПЛ. Число ГРДИ меньше РДИ, что позволяет сократить время передачи динамических МЦИ без затрат энергетических ресурсов на борту нано БПЛ. Для передачи ГРДИ по радиоканалу используются многофазные манипулированные (МФМ) сигналы, информационная емкость которых больше, чем информационная емкость бинарных ФМ сигналов при передаче оригиналов МЦИ с нано БПЛ. Возможно использование других видов сигналов, например, многочастотных манипулированных сигналов.

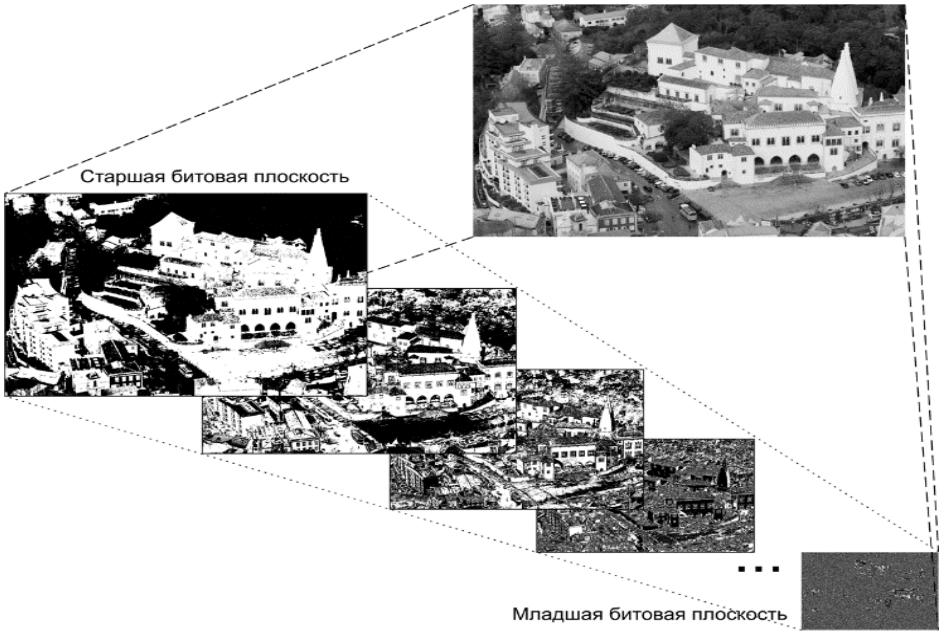


Рис. 1. Пример разделения кадра динамического МЦИ на РДИ.

Существенным недостатком применения МФМ сигналов для передачи динамических МЦИ, состоящих из ГРДИ, являются потери помехоустойчивости приема МФМ сигналов на 3 дБ по мощности при каждом делении фазы МФМ сигнала на два. Например, при переходе от ФМ сигналов с двумя состояниями фазы к МФМ сигналам с четырьмя состояниями фазы время передачи и помехоустойчивость приема МЦИ, состоящих из ГРДИ, сокращается в два раза.

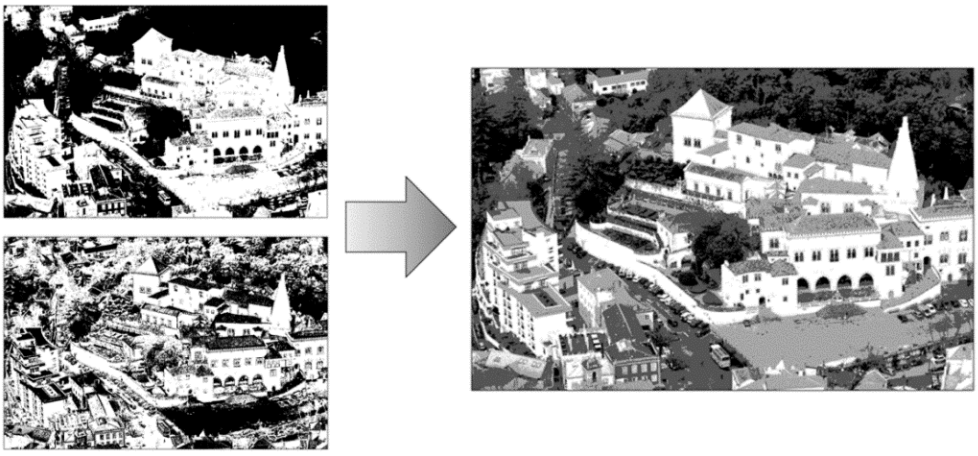


Рис. 2. Объединение двух РДИ в ГРДИ.

Вторая часть, более сложная, заключается в разработке метода реализации статистической избыточности оригиналов динамических МЦИ для повышения

помехоустойчивости приема МФМ сигналов, достаточной для компенсации потери помехоустойчивости, вызванной применением МФМ сигналов для передачи динамических МЦИ.

3. Математическая модель видео

На основе представления преобразованных динамических МЦИ трехмерными цепями Маркова с несколькими (более двух) состояниями и теории многомерной нелинейной фильтрации в работе синтезированы и исследованы математическая модель динамических МЦИ, состоящих из ГРДИ с двумя и более РДИ, и алгоритм трехмерной нелинейной фильтрации преобразованных динамических МЦИ, передаваемых МФМ сигналами, эффективно реализующие статистическую избыточность оригиналов динамических МЦИ для повышения помехоустойчивости приема МФМ сигналов. Это позволило без потерь помехоустойчивости сократить время передачи динамических МЦИ в несколько раз без затрат энергетических ресурсов на борту нано БПЛ.

Будем полагать, что в каждом кадре в ГРДИ объединяется g РДИ и динамическое МЦИ аппроксимируется трехмерной цепью Маркова с несколькими состояниями $N = 2^g$ с вектором вероятностей начальных состояний $P = \|p_1, p_2, ..., p_N\|^T$ и матрицами вероятностей переходов (МВП) ${}^1\Pi$, ${}^2\Pi$ и ${}^4\Pi$ из состояния M_i в соседнее состояние $M_j \left(i, j \in N\right)$ по горизонтали, вертикали и между кадрами, соответственно [1,2]:

$$ {}^1\Pi = \begin{Vmatrix} {}^1\pi_{11} & {}^1\pi_{12} & \dots & {}^1\pi_{1N} \\ {}^1\pi_{21} & {}^1\pi_{22} & \dots & {}^1\pi_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ {}^1\pi_{N1} & {}^1\pi_{N2} & \dots & {}^1\pi_{NN} \end{Vmatrix}, {}^2\Pi = \begin{Vmatrix} {}^2\pi_{11} & {}^2\pi_{12} & \dots & {}^2\pi_{1N} \\ {}^2\pi_{21} & {}^2\pi_{22} & \dots & {}^2\pi_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ {}^2\pi_{N1} & {}^2\pi_{N2} & \dots & {}^2\pi_{NN} \end{Vmatrix}, $$

$$ {}^4\Pi = \begin{Vmatrix} {}^4\pi_{11} & {}^4\pi_{12} & \dots & {}^4\pi_{1N} \\ {}^4\pi_{21} & {}^4\pi_{22} & \dots & {}^4\pi_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ {}^4\pi_{N1} & {}^4\pi_{N2} & \dots & {}^4\pi_{NN} \end{Vmatrix}. \qquad (1) $$

Математическая модель динамического ГРДИ представлена на рис.3.

Состояние элемента $\mu_{i,j,k}$ зависит только от известных элементов некоторого подмножества $\Lambda_{i,j,k}$, называемого окрестностью элемента. Лучшим образом удовлетворяющее условию каузальности является конфигурация окрестности (рис. 4)

$$ \Lambda_{i,j,k} = \{\nu_1, \nu_2, \nu_3, \nu'_1, \nu'_2, \nu'_3, \nu_4\}. \qquad (2) $$

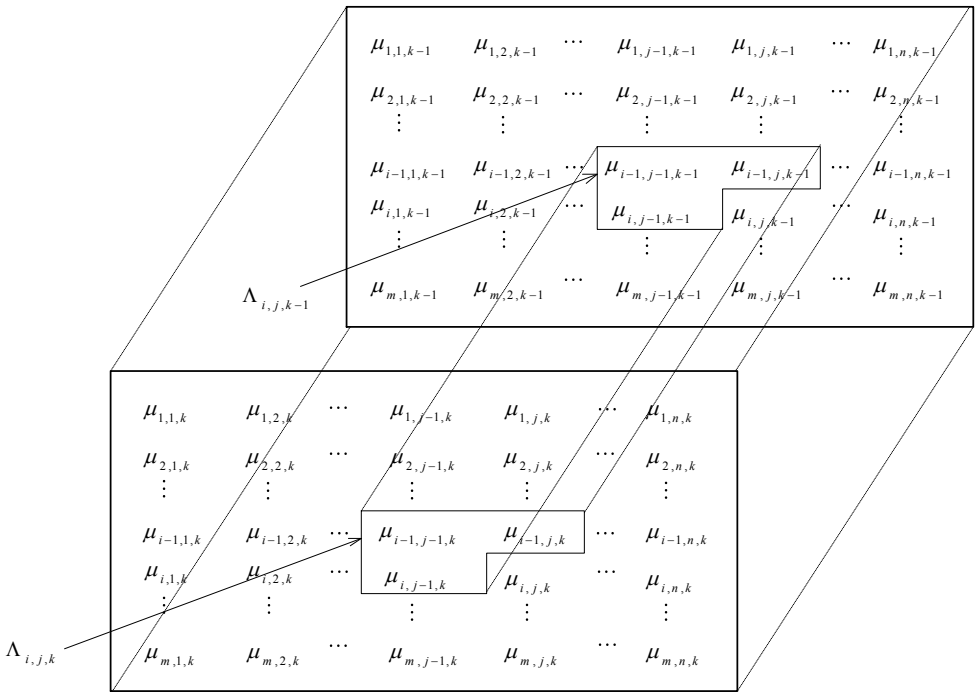


Рис. 3. ММ динамического ГРДИ.

Вероятности перехода от состояний элементов $\Lambda_{i,j,k}$ к состоянию ν_4 образуют МВП вида [1,2]:

$$\Pi = \begin{bmatrix} \pi_{iiii} & \pi_{iiij} & \cdots & \pi_{iiil} & \cdots & \pi_{iiiN} \\ \pi_{iiji} & \pi_{iijj} & \cdots & \pi_{iijl} & \cdots & \pi_{iijN} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \pi_{ijki} & \pi_{ijkj} & \cdots & \pi_{ijkl} & \cdots & \pi_{ijkN} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \pi_{NNNi} & \pi_{NNNj} & \cdots & \pi_{NNNl} & \cdots & \pi_{NNNN} \end{bmatrix}_{N^3 \times N}, \quad (3)$$

$$i,j,k,l = \overline{1,N}$$

При известных матрицах ${}^1\Pi$, ${}^2\Pi$, ${}^4\Pi$ для вычисления элементов матрицы Π (3) необходимо предварительно вычислить матрицы

$$\begin{aligned} {}^3\Pi &= {}^1\Pi \cdot {}^2\Pi; \quad {}^5\Pi = {}^1\Pi \cdot {}^4\Pi; \quad {}^6\Pi = {}^2\Pi \cdot {}^4\Pi; \\ {}^7\Pi &= {}^3\Pi \cdot {}^4\Pi = {}^1\Pi \cdot {}^2\Pi \cdot {}^4\Pi. \end{aligned}, \quad (4)$$

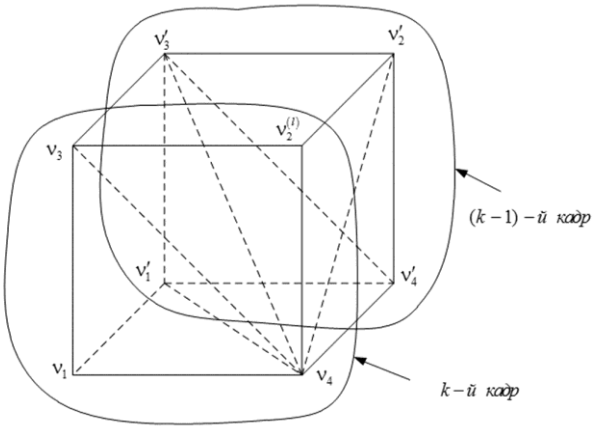
определяющие статистическую связь элементов окрестности $\Lambda_{i,j,k}$ с элементом ν_4.

Значения элементов матрицы Π (4) могут быть вычислены следующим образом:

$$\pi_{iiii} = \frac{{}^1\pi_{ii} \cdot {}^2\pi_{ii} \cdot {}^4\pi_{ii} \cdot {}^7\pi_{ii}}{{}^3\pi_{ii} \cdot {}^5\pi_{ii} \cdot {}^6\pi_{ii}}, \quad \pi_{iiij} = \frac{{}^1\pi_{ij} \cdot {}^2\pi_{ij} \cdot {}^4\pi_{ij} \cdot {}^7\pi_{ij}}{{}^3\pi_{ii} \cdot {}^5\pi_{ii} \cdot {}^6\pi_{ii}}, \quad \cdots,$$

$$\pi_{iiil} = \frac{{}^1\pi_{il} \cdot {}^2\pi_{il} \cdot {}^4\pi_{il} \cdot {}^7\pi_{il}}{{}^3\pi_{ii} \cdot {}^5\pi_{ii} \cdot {}^6\pi_{ii}}, \quad \cdots, \quad \pi_{iiiN} = \frac{{}^1\pi_{iN} \cdot {}^2\pi_{iN} \cdot {}^4\pi_{iN} \cdot {}^7\pi_{iN}}{{}^3\pi_{ii} \cdot {}^5\pi_{ii} \cdot {}^6\pi_{ii}}. \quad (5)$$

Приведены выражения для вычисления элементов первой строки матрицы Π. Вычисление остальных элементов матрицы при различных сочетаниях значений пикселей окрестности $\Lambda_{i,j,k}$ осуществляется аналогично.



$$\nu_1 = \mu_{i,j-1,k}, \qquad \nu'_1 = \mu_{i,j-1,k-1},$$
$$\nu_2 = \nu_{i-1,j,k}, \qquad \nu'_2 = \mu_{i-1,j,k-1},$$
$$\nu_3 = \mu_{i-1,j-1,k}, \qquad \nu'_3 = \mu_{i-1,j-1,k-1},$$
$$\nu_4 = \mu_{i,j,k}, \qquad \nu'_4 = \mu_{i,j,k-1}.$$

Рис. 4. Окрестность пикселя ν_4 динамического МЦИ, состоящего из ГРДИ с g РДИ.

4. Алгоритм многомерной нелинейной фильтрации ГРДИ из g РДИ

Систему уравнений многомерной нелинейной фильтрации динамического МЦИ, состоящего из ГРДИ с g РДИ, передаваемых МФМ сигналами, представим в виде [3]:

$$u_{1(k+1)}(\nu_4) = \left[f\left(M_1(\nu_4)\right) - f\left(M_N(\nu_4)\right)\right] + u_{1(k)}(\nu_1) + z_1\left(u\ (\nu_1), {}^1\pi_{ij}\right) + u_{1(k)}(\nu_2) +$$
$$+ z_1\left(u\ (\nu_2), {}^2\pi_{ij}\right) + u_{1(k)}(\nu'_4) + z_1\left(u\ (\nu'_4), {}^4\pi_{ij}\right) + u_{1(k)}(\nu'_3) + z_1\left(u\ (\nu'_3), {}^7\pi_{ij}\right) -$$
$$- u_{1(k)}(\nu_3) - z_1\left(u\ (\nu_3), {}^3\pi_{ij}\right) - u_{1(k)}(\nu'_1) - z_1\left(u\ (\nu'_1), {}^5\pi_{ij}\right) - u_{1(k)}(\nu'_2) - z_1\left(u\ (\nu'_2), {}^6\pi_{ij}\right)$$
$$u_{2(k+1)}(\nu_4) = \left[f\left(M_2(\nu_4)\right) - f\left(M_N(\nu_4)\right)\right] + u_{2(k)}(\nu_1) + z_2\left(u\ (\nu_1), {}^1\pi_{ij}\right) + u_{2(k)}(\nu_2) +$$
$$+ z_2\left(u\ (\nu_2), {}^2\pi_{ij}\right) + u_{2(k)}(\nu'_4) + z_2\left(u\ (\nu'_4), {}^4\pi_{ij}\right) + u_{2(k)}(\nu'_3) + z_2\left(u\ (\nu'_3), {}^7\pi_{ij}\right) -$$
$$- u_{2(k)}(\nu_3) - z_2\left(u\ (\nu_3), {}^3\pi_{ij}\right) - u_{2(k)}(\nu'_1) - z_2\left(u\ (\nu'_1), {}^5\pi_{ij}\right) - u_{2(k)}(\nu'_2) - z_2\left(u\ (\nu'_2), {}^6\pi_{ij}\right)$$
$$\vdots$$

$$u_{(N-1)(k+1)}(\nu_4) = \left[f\left(M_{(N-1)}(\nu_4)\right) - f\left(M_N(\nu_4)\right)\right] + u_{(N-1)(k)}(\nu_1) + z_{(N-1)}\left(u\ (\nu_1), {}^1\pi_{ij}\right) +$$
$$+ u_{(N-1)(k)}(\nu_2)\, z_{(N-1)}\left(u\ (\nu_2), {}^2\pi_{ij}\right) + u_{(N-1)(k)}(\nu'_4) + z_{(N-1)}\left(u\ (\nu'_4), {}^4\pi_{ij}\right) + u_{(N-1)(k)}(\nu'_3) +$$
$$+ z_{(N-1)}\left(u\ (\nu'_3), {}^7\pi_{ij}\right) - u_{(N-1)(k)}(\nu_3) - z_{(N-1)}\left(u\ (\nu_3), {}^3\pi_{ij}\right) - u_{(N-1)(k)}(\nu'_1) - z_{(N-1)}\left(u\ (\nu'_1), {}^5\pi_{ij}\right) -$$
$$- u_{(N-1)(k)}(\nu'_2) - z_{(N-1)}\left(u\ (\nu'_2), {}^6\pi_{ij}\right),$$

где $u_{j(k)}(\nu_4) = \ln\left[\dfrac{p_{j(k)}(\nu_4)}{p_{N(k)}(\nu_4)}\right]\ \left(j = \overline{1, N-1}\right)$; $p_{j(k)}(\nu_4)\ \left(j = \overline{1, N}\right)$ – апостериорная вероятность состояния дискретного параметра МФМ сигнала в пикселе ν_4 ММ ГРДИ (рис. 4), $f_{(k+1)}\left(M_j(\nu_4)\right) - f_{(k+1)}\left(M_N(\nu_4)\right)\ \left(j = \overline{1, N-1}\right)$ – разность логарифмов функции

правдоподобия состояний дискретного параметра МФМ сигнала в пикселе v_4 ГРДИ; $z_j(\cdot)$ – нелинейная функция вида:

$$z_q\left(u(\nu_l),{}^l\pi_{ij}\right)=\ln\left[\frac{\sum\limits_{i=1,i\neq j}^{N-1}\left\{\exp\left(u_i(\nu_l)-u_j(\nu_l)\right){}^l\pi_{ij}\right\}+\exp\left(-u_j(\nu_l)\right){}^l\pi_{Nj}+\pi_{jj}}{\sum\limits_{i=1}^{N-1}\left\{\exp\left(u_i(\nu_l)\right){}^l\pi_{iN}\right\}+\pi_{NN}}\right],$$

$$\left(q=\overline{1,N-1},\ l=\overline{1,7}\right)$$

В качестве критерия различения состояний элементов МЦИ примем критерий максимума логарифма отношения апостериорных вероятностей $u_j(v_4)$, в соответствии с которым, если $u_j(v_4)>u_i(v_4),\ i,j=\overline{1,N-1};\ i\neq j$, то принимается решение о состоянии элемента изображения $v_4=M_j$; если все значения $u_j(v_4)\le 0\ \left(j=\overline{1,N-1}\right)$, то принимается решение о состоянии элемента изображения $v_4=M_N$.

5. Результаты моделирования

Для демонстрации предложенного метода проведено моделирование процесса передачи и восстановления динамического МЦИ, состоящего из ГРЦИ с *g*=4 РДИ при отношении сигнал/шум по мощности сигнала на входе нелинейного фильтра 0 дБ. На рис. 5 показан кадр динамического МЦИ, представленный набором из двух ГРЦИ, каждое из которых включает по четыре соседних РДИ оригинала МЦИ (рис. 5а), искаженный (рис. 5б) и восстановленный кадр МЦИ (рис. 5в). На рис. 6а,б приведены искаженный и восстановленный кадр

Рис. 5а. Кадр динамического МЦИ на борту нано БПЛ.

динамического МЦИ (рис. 5а) при отношении сигнал/шум на входе нелинейного фильтра 3 дБ. Для оценки качества нелинейной фильтрации динамических МЦИ взят критерий среднеквадратической ошибки (СКО).

Рис. 5б. Кадр динамического МЦИ на входе приемного устройства, СКО = $36{,}4\times10^2$.

Рис. 5в. Восстановленный кадр динамического МЦИ, СКО = $2{,}93\times10^2$

Рис. 6а. Кадр динамического МЦИ на входе приемного устройства, СКО = $17{,}9\times10^2$.

Рис. 6б. Восстановленный кадр динамического МЦИ, СКО = $0{,}87\times10^2$

6. Заключение

Анализ результатов показывает, что, несмотря на снижение помехоустойчивости, возникающее вследствие применения МФМ сигналов для передачи динамических МЦИ, состоящих из ГРДИ, включающих по четыре РДИ, потери в помехоустойчивости полностью скомпенсированы за счет реализации статистической избыточности оригиналов динамических МЦИ. Время передачи сократилось в четыре раза по сравнению с прямой передачей МЦИ бинарными ФМ сигналами. Как показали результаты компьютерного моделирования, потери в помехоустойчивости приема МЦИ, состоящих из ГРДИ, не могут быть полностью скомпенсированы реализацией статистической избыточности МЦИ, если число РДИ в ГРДИ более четырех, из-за снижения всех корреляционных связей между пикселями динамических МЦИ.

Список литературы

1. Петров, Е.П. Математическая модель двумерного цифрового полутонового изображения марковского типа / Е.П. Петров, И.С. Трубин, Н.Л. Харина // Вестник ВНЦ Верхне-Волжского отделения АТН РФ, серия «Проблемы обработки информации». Нижний Новгород. — 2005. —№ 1(6). — С. 41–46.
2. Петров, Е.П. Математическая модель цифровых полутоновых изображений на основе цепей Маркова с несколькими состояниями / Е.П. Петров, Н.Л. Харина, Е.Д. Ржаникова // Нелинейный мир. — 2013. — Т. 11, № 7. — С. 487–492.

3. Петров, Е.П. Нелинейная обработка многоразрядных цифровых полутоновых изображений в системах дистанционного зондирования Земли / Е.П. Петров, Н.Л. Харина, Е.Д. Ржаникова // Нелинейный мир. —2015. — Т. 13, № 6. — С. 18–23.

REFERENCES

1. Petrov E.P., Trubin I.S., Kharina N.L. Mathematical model of the two-dimensional digital halftone image of Markov type. [Petrov E.P., Trubin I.S., Kharina N.L. Matematicheskaya model dvumernogo cifrovogo polutonovogo izobrazheniya markovskogo tipa]. Problemy obrabotki informacii — Information processing problems. Nizhniy Novgorod, 2005, no. 1(6), pp. 41–46.
2. Petrov E.P., Kharina N.L., Rzhanikova E.D. Mathematical model of digital halftone images on the basis of Markov chains with several states. [Petrov E.P., Kharina N.L., Rzhanikova E.D. Matematicheskaya model cifrovyh polutonovyh izobrazhenij na osnove cepej Markova s neskol'kimi sostoyaniyami]. Nelinejnyj mir — Nonlinear world, 2013, vol.11, no. 7, pp. 487–492.
3. Petrov E.P., Kharina N.L., Rzhanikova E.D. Nonlinear processing of multidigit digital halftone images in the systems of the Earth remote sensing. [Petrov E.P., Kharina N.L., Rzhanikova E.D. Nelinejnaya obrabotka mnogorazryadnyh cifrovyh polutonovyh izobrazhenij v sistemah distancionnogo zondirovaniya Zemli]. Nelinejnyj mir — Nonlinear world, 2015, vol.13, no. 6, pp. 18–23.

МЕТОДИКА ОПТИМИЗАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК ДЕЙСТВУЮЩЕЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ ПРИ УВЕЛИЧЕНИИ ЕЕ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ ПОСРЕДСТВОМ СТРУКТУРНОГО РАСШИРЕНИЯ

Ю.А. Тамм

ОАО «КОМКОР», Москва, Россия

Аннотация. Предложена апробированная на практике методика определения оптимальных значений основных объемных характеристик телекоммуникационной сети городского уровня при ее структурном расширении в условиях минимально достаточных исходных данных. Оптимизация осуществляется по наиболее полно отвечающему требованиям практики - стоимостному критерию. Методика позволяет определить минимально необходимую стоимость дополнительно вводимых сетевых сооружений, оптимальное количество новых магистральных узловых станций, их рациональное размещение, характеристики абонентских и соединительных линий расширяемого участка сети.

Ключевые слова: объемные характеристики телекоммуникационной сети, оптимизация сетевой топологии.

THE TECHNIQUE OF OPTIMIZATION OF CHARACTERISTICS OF THE OPERATING TELECOMMUNICATION NETWORK AT INCREASE IN ITS PRODUCTIVITY BY MEANS OF STRUCTURAL EXPANSION

Y.A. Tamm

OJSV «COMCOR», Moscow, Russia

Abstract. The method of determining the optimal values of the main volume characteristics of the telecommunication network at the city level with its structural expansion in the conditions of the minimum sufficient initial data is proposed. Optimization is carried out according to the most fully meets the requirements of practice-the cost criterion. The method allows determining the minimum required cost of additional network facilities, the optimal number of new main node stations, and their rational placement, characteristics of subscriber and connection lines of the expanded network section.

Keywords: volume characteristics of telecommunication network, optimization of network topology.

Оператор телекоммуникационной сети, длительное время находящейся в эксплуатации, часто сталкивается с необходимостью повышения ее производительности, что обусловлено постоянно увеличивающимся абонентским пулом. Начиная с определенного времени возникает вопрос о необходимости расширения сетевых возможностей системы. Это в первую очередь касается ее транспортного участка, где наряду с потребностью увеличения производительности магистральных узлов, требуется повышение разветвленности сети путем увеличения количества и рационального размещения новых узловых станций.

Указанным вопросам посвящен нижеследующий анализ.

В процессе исследования был использован подход, описанный в [1,2]. Представлена методика по определению оптимального количества магистральных узловых станций строящейся сети и их оптимального топографического расположения при заданных характеристиках потенциального пользовательского кластера. Оптимизация осуществлялась по стоимостному критерию.

В качестве предпосылки для проводимого в рамках поставленной задачи анализа задан кластер потенциально вводимых пользовательских (абонентских) точек $\{a_k^{(\text{н})}\}$ размером $\boldsymbol{K}$, где $k \in (1 \div K)$.

Указанные пользовательские точки представлены либо непосредственно $\{a^{(\text{н})}(x,y)\}$, либо в виде их плотности $\{\delta^{(\text{н})}(x,y)\}$ ед./км^2, распределенной по площади, обслуживаемой сетью - $\boldsymbol{S}$.

На рис.1, в качестве примера, станции нового абонентского (пользовательского) кластера $\{a_k^{(\text{н})}\}$ отмечены малыми точками на фоне ядра существующей сети $\{m_j\}$ (крупные точки).

По аналогии с [1], составлена целевая функция - $C_k^{(\text{н})}$, отражающая совокупные затраты на создание нового участка расширяемой системы:

$$\mathrm{C}_k^{(\text{н})}(T) = \eta\vartheta_a \sum_{k=1}^{K} \iota_{a_k}^{(\text{н})} + \sum_{k=1}^{K} c_{a_k}^{(\text{н})} + \sum_{t=1}^{T} c_{m_t}^{(\text{н})} + \eta\vartheta^{(M)} \sum_{t=1}^{T'} \iota_{m_t}^{(\text{н})}. \quad (1)$$

Здесь: $\iota_{a_k}^{(\text{н})}$ - длина по прямой $\boldsymbol{k}$-ой абонентской линии (км), $\mathrm{c}_{a_k}^{(\text{н})}$ - стоимость сетевого оборудования $\boldsymbol{k}$-го абонентского (пользовательского) пункта (т.руб), ϑ_a- средняя стоимость погонной длины абонентской линии (т.руб/км), $\boldsymbol{K}$ – общее количество абонентских пунктов будущей сети, $\vartheta^{(M)}$ - средняя стоимость погонной длины сетевой соединительной линии (т.руб/км), T – количество магистральных узловых станций новой сети, $\boldsymbol{T}$ **'** – количество соединительных линий сетевого ядра, $c_{m_t}^{(\text{н})}$ - стоимость *t*-го магистрального узла сети (т.руб), η –коэффициент искривления линий, отражающий во сколько раз в среднем реальная длина линии отличается от проложенной на карте по прямой для соответствующей территории. Индекс (н) означает, что параметр относится к новому участку сети.

Проведена минимизация принятой целевой функции путем варьирования топологическим положением вводимых магистральных узлов $\{m_t^{(\text{н})}\}$ при заданном их количестве $\boldsymbol{T}$:

$$\mathrm{C}_{k_{min}}^{(\text{н})}(T) \to \min_{var D_m^{(\text{н})}} C_k^{(\text{н})}(T); \quad (2)$$

Далее, изменением значения T, достигнута окончательная минимизация целевой функции:

$$\mathrm{C}_{k_{min}}^{(\text{н})}(T_{\text{опт}}) \to \min_{var\ T} C_{k_{min}}^{(\text{н})}(T). \quad (3)$$

Особенностью решения настоящей задачи, в отличие от описанного в [1.2], является то, что варьированию местоположением в процессе оптимизации подлежат

только вновь вводимые узлы ($m^{(н)}$), поскольку существующие узловые станции (m), уже функционирующие в составе сети, перемещению, естественно, не подлежат.

К сожалению, метод «кратчайшего спуска» при поиске экстремума [3], использованный в указанных источниках, несмотря на простоту его реализации и быстрое получение результатов, здесь неприменим. Дело в том, что наличие «неподвижных» узловых станций существующей сети в процессе поиска глобального экстремума может приводить к появлению массы локальных «минимумов» (т.н. «оврагов»), что станет причиной постоянных «остановок» в ходе поиска экстремума и не позволит однозначно закончить процедуру оптимизации.

Теория поиска экстремумов предполагает в подобном случае переход к тотальному перебору всех возможных точек присутствия варьируемого элемента (m_k), например, растровым методом или методом расширяемой спирали с центром в условном центре сети [3]. При этом, основная задача оптимизации – минимизация целевой функции, естественно, сохраняется неизменной, хотя процесс поиска существенно затягивается.

Подобный подход был вынужденно использован при нахождении экстремума в рамках решения поставленной задачи.

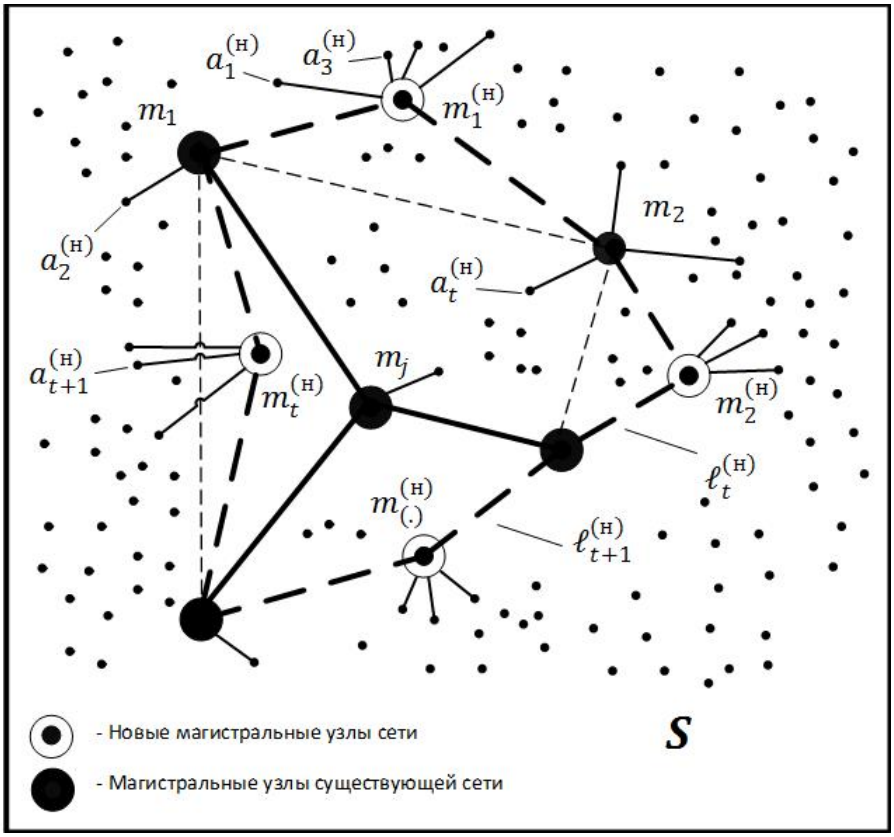


Рис.1. Точки $\{a_t^{(н)}\}$ нового абонентского (пользовательского) кластера и вводимые магистральные узлы $\{m_k^{(н)}\}$ на фоне транспортного ядра существующей сети $\{m_j\}$.

В результате двух описанных процедур оптимизации (2,3) найдены требуемые минимальные затраты - $C_{k_{min}}^{(н)}$ на развитие сети, оптимальное количество требующихся

магистральных узловых станций в количестве $T = T_{\text{опт}}$ (рис.1, крупные точки в кружках), их рациональное топологическое расположение, а также оптимальное распределение новых абонентских линий между элементами старого и нового сетевых ядер.

Очевидно, вводимые магистральные узловые станции $\{m_t^{(\text{н})}\}$ в процессе их реализации должны быть объединены в единую сетевую структуру с узлами старого ядра сети (точки $\{m_j\}$) посредством соответствующих соединительных линий $\{\iota_t^{(\text{н})}\}$ (рис.1, крупные пунктирные линии).

Заключение

Настоящая методика ориентирована на практическое применение при решении задачи расширения телекоммуникационной системы. Для удобства ее использования целесообразна разработка сравнительно несложной компьютерной программы, подобной той, которая применялась при выборе оптимальных структурных характеристик крупной московской телекоммуникационной сети АКАДО в процессе ее строительства [2].

Литература

1. Тамм Ю.А. «Моделирование и оптимизация системы сверхвысокоскоростных телекоммуникационных каналов при априори минимальных исходных данных»//Вопросы оборонной техники. –серия 3 выпуск 2(381), - 2014г., с.-51-56
2. Тамм Ю.А., Спиридонов Ю.С. «Методика и программа выбора оптимального топологического положения магистральных узловых станций на территории обслуживания инфокоммуникационной сети»// Проектирование и технология электронных средств. – Владимир,–№3, -2013, с.31-37
3. Уайлд Д. «Метод поиска экстремума»/ Д. Уайлд// пер. с англ. «Наука» / монография – г. Москва, 1967., -267с

References

1. Tamm Y.A. «Modeling And Optimization of The System of Ultra-High-Speed Trunk Channels With a Priori Minimal Initial Data»// Questions of defense technology. // Moscow. –series 3 issues 2(381), - 2014., p.p.-51-56
2. Tamm Y.A., Spiridonov Y.S. «Method And The Computer Program of a Choice of Optimum Topological Position of The Backbone Network Elements in Infocommunication Network Service Area»// Design and Technology of Electronic Facilities // Vladimir,–vol.3, -2013, p.p.31-37
3. Wild D.J. Methods of Extremum Search/ Wild D.J. //M.:Nauka,1967 (in Russian)., p.257

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ МИНИМАЛЬНО НЕОБХОДИМЫХ УСЛОВИЙ ДЛЯ РАСШИРЕНИЯ ТРАНСПОРТНОГО ЯДРА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В ПРОЦЕССЕ ЕЕ РАЗВИТИЯ

Ю.А. Тамм

ОАО «КОМКОР», Москва, Россия

Аннотация. Описана методика отыскания минимально необходимого объема вновь вводимых пользовательских (абонентских) точек, при котором необходимо структурное расширение магистрального (транспортного) ядра сети. Оценка осуществляется по стоимостному критерию, наиболее полно отвечающему требованиям практики. Приводится оптимизационный расчет, наряду с определением граничных значений объема вводимого пользовательского кластера после которого целесообразно введение новых магистральных узловых станций и соответствующих линейно-кабельных сооружений. Определено соответствующее критическое количество требуемых узлов сети. Приведены рекомендации по рациональной последовательности ввода новых узловых станций расширяемого участка сети.

Ключевые слова: граничные значения объема вводимого пользовательского кластера, критическое количество требуемых магистральных узловых станций, оптимизация сетевой топологии.

METHOD OF ESTIMATION OF MINIMUM CONDITIONS OF EXPANSION OF BACKBONE TELECOMMUNICATION NETWORK CORE IN THE PROCESS OF ITS DEVELOPMENT

Y.A. Tamm

OJSV «COMCOR», Moscow, Russia

Abstract. The technique of finding the minimum required volume of newly entered user (subscriber) sites, which requires structural expansion of the backbone (transport) core of the network, is described. Evaluation is carried out according to the cost criterion that best meets the requirements of practice. The optimization calculation, along with the definition of the boundary values of a size of the input user cluster after which it is advisable to introduce new trunk stations and the corresponding linearly-cable constructions, is given. The corresponding critical number of required network nodes is determined. Recommendations on the rational sequence of new node stations of the expanded network section are given.

Keywords: boundary values of the volume of the input user cluster, the critical number of required trunk nodes, optimization of the network topology.

При увеличении абонентской нагрузки телекоммуникационной сети возникает необходимость увеличения производительности системы, в частности, путем расширения количества новых магистральных узловых станций. При этом важно определить, начиная с какого количества вновь подключаемых абонентских пунктов целесообразно введение новых магистральных узлов, в каком количестве и как рационально топологически должны быть размещены эти узлы на территории, обслуживаемой сетью $\boldsymbol{S}$.

В качестве основы последующего анализа, посвященного указанной проблеме, использованы результаты исследования по отысканию оптимальных параметров

дополнительного участка инфокоммуникационной сети при ее расширении в обеспечение увеличивающейся во времени абонентской нагрузки [1,2].

Исходными данными для расширения сети являются параметры кластера вновь вводимых пользовательских (абонентских) точек $\{a_k^{(н)}\}$ размером K, $k \in (1 \div K)$. Указанные пользовательские пункты могут быть заданы либо непосредственно $\{a^{(н)}(x,y)\}$, либо в виде распределенной по поверхности S их плотности $\{\delta^{(н)}(x,y)\}$ (ед./км^2).

Исходя из поставленной задачи, требуется определить оптимальное количество $T_{опт}$ и оптимальное топографическое положение новых магистральных узловых станций $\{m_t^{(н)}\}$, основываясь на наиболее универсальном, стоимостном критерии, t $\in (1 \div T)$.

В процессе анализа осуществлена минимизация соответствующей целевой функции - $C_k^{(н)}$, отражающей совокупные затраты на создание нового участка расширяемой системы [2].

$$C_k^{(н)}(T) = \eta\vartheta_a \sum_{k=1}^{K} \iota_{a_k}^{(н)} + \sum_{k=1}^{K} c_{a_k}^{(н)} + \sum_{t=1}^{T} c_{m_t}^{(н)} + \eta\vartheta^{(M)} \sum_{t=1}^{T'} \iota_{m_t}^{(н)}. \qquad (1)$$

Здесь: $\iota_{a_k}^{(н)}$ - длина по прямой k-ой абонентской линии (км), $c_{a_k}^{(н)}$ - стоимость сетевого оборудования k-го абонентского (пользовательского) пункта (т.руб), ϑ_a- средняя стоимость погонной длины абонентской линии (т.руб/км), K – общее количество абонентских пунктов будущей сети, $\vartheta^{(M)}$ - средняя стоимость погонной длины сетевой соединительной линии (т.руб/км), T – количество магистральных узловых станций новой сети, T' – количество соединительных линий сетевого ядра, $c_{m_t}^{(н)}$ - стоимость t-го магистрального узла сети (т.руб), η –коэффициент искривления линий, отражающий во сколько раз в среднем реальная длина линии отличается от проложенной на карте по прямой для соответствующей территории.

В процессе оптимизации указанной целевой функции найдено ее минимальное значение - $C_{k_{min}}^{(н)}$.

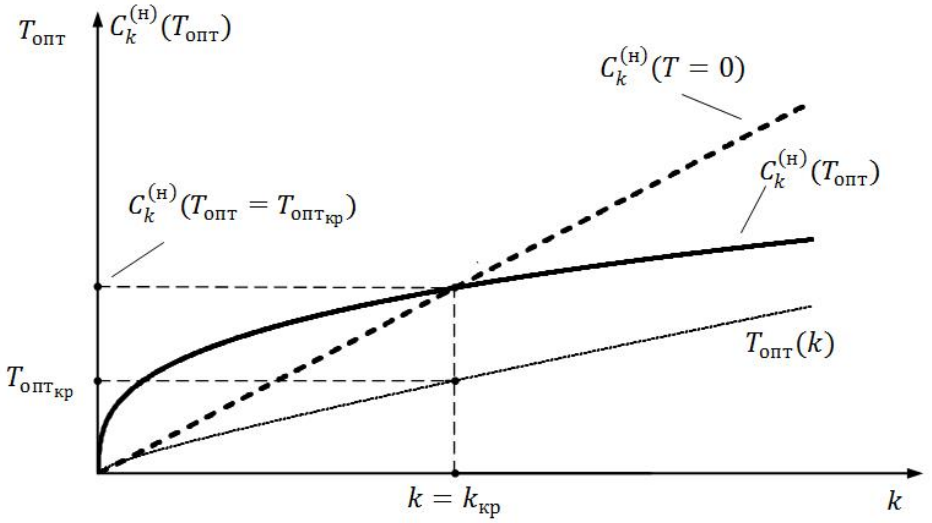


Рис.1. Зависимость стоимостных характеристик и характеристик, отражающих количество оптимизированных (по положению) узловых станций от величины дополнительной вводимой абонентской нагрузки (k)

Сопоставим выражение для $C^{(н)}_{k_{min}}$, как функции от k с соответствующей зависимостью, когда дополнительные магистральные станции вообще не вводятся и расширение сети идет только за счет привязки новых абонентских пунктов $\{a_t^{(н)}\}$ к узлам существующей сети. Приняв в выражении (1) $T = 0$, т.е. отражая отсутствие новых узловых станций, найдем эту зависимость:

$$C^{(н)}_{k_{min}}(T = 0) = \eta\vartheta_a \sum_{k=1}^{K} \iota^{(н)}_{a_k} + \sum_{k=1}^{K} c^{(н)}_{a_k}. \qquad (2)$$

Графический пример формулы (2) представлен соответствующей кривой на рис.1. Очевидно, стоимость нового участка сети должна монотонно возрастать с увеличением k за счет появления новых, ранее отсутствовавших абонентских линий, подключаемых к существующим магистральным узлам.

На этом же рисунке также представлена вычисленная на основании (1) стоимостная зависимость $C_k^{(н)}(T_{опт})$, полученная при введении дополнительного транспортного (магистрального) участка сети с оптимальным количеством узлов $T_{опт}$ как функция k. Из сопоставления представленных графиков нетрудно заметить, что введение новых узлов $\{m^{(н)}\}$ при малых значениях k, даже для $T(k) \to T_{опт}(k)$, приводит к существенному удорожанию вводимого участка сети $C_k^{(н)}$ по отношению к случаю, когда $T = 0$, $C_k^{(н)}(T = 0)$. Это объясняется добавлением к стоимости сети временно не компенсируемых затрат на вновь вводимые магистральные узловые станции $\{C_{m_i}^{(н)}\}$, которые ввиду их недостаточного количества на стартовом этапе не обеспечивают требуемого уменьшения длины и, естественно, стоимости абонентских линий $\{\eta\vartheta_a\iota_{a_k}^{(н)}\}$.

Эффект от введения новых узлов обеспечивается только тогда, когда количество вводимых абонентских точек и, соответственно, узловых станций становится достаточно большим (основной постулат теории массового обслуживания при построении сетей).

Критические значения $C^{(н)}_{k_{кр}}$ и $T_{опт_{кр}}$после превышения которых достигается требуемый положительный эффект от внедрения дополнительного магистрального участка сети, также отмечены на рисунке.

Заключение

Представленный анализ позволяет выбрать оптимальную последовательность ввода сетевых сооружений при строительстве расширяемого магистрального участка при модернизации телекоммуникационной сети в процессе ее развития.

Для практического использования указанного алгоритма целесообразно разработать сравнительно не сложную компьютерную программу, подобную той, которая использовалась при выборе оптимальных структурных характеристик крупной московской телекоммуникационной сети АКАДО в процессе ее строительства [2].

Литература

1. Тамм Ю.А. «Оптимизация структурных характеристик двухуровневой сети доступа крупной инфокоммуникационной сети» //Вопросы оборонной техники. –серия 3 выпуск 5(366), -2011, с.24-28
2. Тамм Ю.А «Оптимизация размещения новых магистральных узловых станций при структурном расширении действующей инфокоммуникационной сети» »// Проектирование и технология электронных средств.- Владимир, -2019. Представлена для публикации.
3. Уайлд Д. «Метод поиска экстремума»/ Д. Уайлд// пер. с англ. «Наука»/монография – г. Москва, 1967., -267с.

References

1. Тамм Ю.А. «Optimization of Structural Characteristics of a Two-Level Access Network of a Large Infocommunication Network»//Questions of defense technology. // Moscow. –series 3 issues 5(366), -2011, p.p.24-28
2. Tamm Y.A. «Optimizing The Placement of New Network Stations During a Structural Expansion of The Existing Trunk Infocommunication Network»/ Design and Technology of Electronic Facilities // Vladimir, - 2019, prepared for publication
3. *Wild* D.J. *Methods of Extremum Search*/ *Wild* D.J. //M.:Nauka,1967 (in Russian)., p.257

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ХАРАКТЕРИСТИК ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА МЕЖДУ АБОНЕНТАМИ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

С.Е. Потапов

Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого в г. Серпухове (ФВА РВСН)

Аннотация. В статье изложен подход к определению соответствия параметров распределённой сети связи требованиям по качеству информационного обмена между абонентами этой сети, в частности по результатам оценки пропускной способности сети связи в заданных направлениях доставки сообщений определяется степень выполнения требований по вероятностным и временным характеристикам информационного обмена между абонентами сети.

Ключевые слова: сеть связи, пропускная способность, вероятностно-временные характеристики, пакетная коммутация, виртуальные каналы.

METHODOLOGY FOR ESTIMATING THE INFORMATION EXCHANGE CHARACTERISTICS BETWEEN THE SUBSCRIBERS OF THE DATA TRANSMISSION NETWORK

S.E. Potapov

Branch of the Peter the Great Military Academy of the Strategic Missile Forces (BMA SMF), Serpukhov, Russia

Abstract. The article outlines the approach to determining the compliance of the parameters of a distributed communication network with the requirements for the quality of information exchange between subscribers of this network, in particular, based on the results of assessing the communication network capacity in specified directions of message delivery, the extent to which requirements for information exchange between network subscribers are determined.

Keywords: communication network, bandwidth, probabilistic-temporal characteristics, packet switching, virtual channels.

1. Введение

В современных системах передачи данных и управления большое значение для эффективности выполнения поставленных перед ними задач имеет качество обслуживания информационного трафика, создаваемого абонентами и различными служебными приложениями. При этом под качеством обслуживания понимается совокупность таких показателей как среднее время задержки пакетов, вероятность их потери и искажения, а также вероятностно-временные показатели доставки заданных объёмов информации получателю. При проектировании систем и сетей связи, обеспечивающих информационный обмен в интересах выполнения конкретных задач, задают требуемые значения показателей качества обслуживания информационного трафика для наиболее важных характеристик информационного обмена между абонентами сети. К таким показателям часто относят: время задержки передачи пакетов сообщений, вероятность правильного доведения информации по сети, а также вероятностно-временные характеристики информационного обмена [1,2]; для сервисов реального времени актуальными являются величина девиации времени задержки

пакетов на маршруте, так называемый «джиттер» [2], а также вероятность потери пакетов в транзитных узлах коммутации. Опыт эксплуатации различных сетей передачи данных показывает, что значение упомянутых показателей во многом зависит от пропускной способности сети. Поэтому одной из задач при оценке степени соответствия значений данных показателей требуемому уровню является определение пропускной способности сети связи в интересующих направлениях информационного обмена. Это можно осуществить с помощью математических моделей распределения информационной нагрузки по каналам сети связи, исходя из известных параметров абонентского трафика, циркулирующего по сети. Таким образом, актуальной является задача определения соответствия значений совокупности показателей качества обслуживания абонентов сети установленным требованиям на основе анализа пропускной способности сети связи в интересующих направлениях информационного обмена.

2. Определение степени загруженности каналов связи сети с пакетной коммутацией

Определению частных показателей качества обслуживания абонентского трафика посвящено множество работ, в частности [3,4,5,6]. В упомянутых источниках пропускная способность сети связи определяется как среднее число пакетов, передаваемое по сети за единицу времени. Однако если в качестве исходных данных принимать среднесетевую пропускную способность, то определяемые в итоге значения показателей характеристик информационного обмена имеют усреднённые по всей сети значения и не могут гарантировать выполнение заданных требований по уровню качества информационного обмена для каждой пары абонентов. С другой стороны, в ряде работ [3,5,6] не учитываются такой важный для критических сфер применения сетей связи показатель как вероятностно-временные характеристики (ВВХ) доставки информации. Поэтому важным является на этапе определения доступной пропускной способности сети связи оптимальное распределение информационных потоков и анализ информационной загруженности отдельных каналов связи сети, то есть отношение интенсивности продвижения пакетов по каналу связи к его пропускной способности. В связи с изложенным, предлагается следующий способ определения степени соответствия параметров сети связи требованиям уровню характеристик информационного обмена между абонентами.

Предположим, что необходимо определить характеристики процесса передачи информации между абонентами l-го и k-го узлов коммутации в сегменте сети связи с пакетной коммутацией, схематично представленной на рисунке 1.

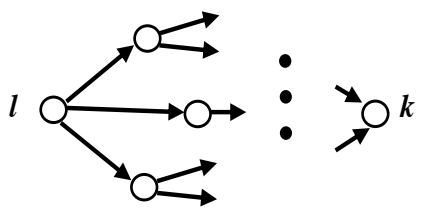


Рис. 1. Сегмент сети связи с пакетной коммутацией

На первом этапе предлагаемого подхода осуществляется определение уровня загруженности сети исходя из известных параметров информационного трафика между каждой парой абонентов в виде матрицы интенсивностей выдачи информационных пакетов (матрицы тяготения [7]) $\Lambda = \|\lambda_{ij}\|$ и соответствующей матрицы интенсивностей освобождения каналов связи $\mathrm{M} = \|\mu_{hm}\|$. При этом μ_{hm} для средней длины пакета $\overline{L}_{пак}$ определяется по выражению (1).

$$\mu_{hm} = \frac{v_{hm}}{\overline{L}_{пак}}, \tag{1}$$

где v_{hm} - скорости передачи информации в *hm*-том канале связи в бит/с, вычисленные с учётом особенностей канальных протоколов, а $\overline{L}_{пак}$ - средняя длина пакета в битах.

Тогда пусть $U = U_{УК} + U_{КС}$ - множество узлов коммутации (УК) и каналов связи (КС) сети. Обозначим $\Pi^{lk} = \{\pi_1^{lk}, \pi_2^{lk}, ...\}$ - множество всевозможных маршрутов доведения сообщений из *l*-й в *k*-й УК, тогда $\Pi_{пр}^{lk} = \{\pi^{lk} \,|\, D\}$, $\Pi_{пр}^{lk} \subset \Pi^{lk}$ – множество маршрутов доведения сообщений из *l*-й в *k*-й УС, пригодных по некоторому критерию *D*, где *D* – правило определения пригодности маршрута (например максимально допустимое число переприёмов пакета или допустимая задержка на маршруте). Определим мощность множества $\Pi_{пр}^{lk}$ как $|\Pi_{пр}^{lk}| = o^{lk}$, тогда интенсивность информационного обмена между *l*-м и *k*-м УС будет определяться по выражению (2):

$$\lambda^{lk} = \sum_{i=1}^{o^{lk}} \lambda_i^{lk} . \tag{2}$$

Обозначим через $x_{hm}^{lk}(i) = \lambda_i^{lk}$ - долю интенсивности λ_i^{lk}, приходящаяся на *hm*-й КС, тогда суммарная интенсивность передачи пакетов по *hm*-му КС будет определяться выражением (3):

$$x_{hm} = \sum_{l=1}^{|\Lambda|} \sum_{k}^{|\Lambda|} \sum_{i=1}^{o^{lk}} x_{hm}^{lk}(i) . \tag{3}$$

Оптимальное распределение интенсивности λ^{lk} по всем пригодным по правилу «*D*» маршрутам доведения может быть получено из решения задачи линейного программирования по критерию минимума суммарной интенсивности передачи пакетов по всем КС сети:

$$x_{\Sigma} = \sum_{h=1}^{|\Lambda|} \sum_{m}^{|\Lambda|} x_{hm} \to \min ; \tag{4}$$

при ограничениях (5):

$$\sum_{l=1}^{|\Lambda|} \sum_{k}^{|\Lambda|} \sum_{i=1}^{o^{lk}} \lambda_i^{lk} \le \mu_{hm} . \tag{5}$$

При решении данной задачи будет получена загруженность КС сети при оптимальном распределении нагрузки на сеть: $X^* = \|x_{hm}^*\|$. Исходя из полученного

распределения информационных потоков пользователей, далее необходимо рассчитывать значения показателей характеристик обслуживания абонентского трафика.

3. Определение значений показателей характеристик обслуживания абонентского трафика

Время доведения пакетов от абонентов *l*-го УК до абонентов-получателей информации *k*-го УК (t_n^{lk}) будет завесить от временных задержек пакетов на маршруте, по которому пройдёт пакет через сеть связи. При этом для определения среднего времени доведения пакетов $\overline{t_n}$ целесообразно брать средневзвешенное время доведения по всем пригодным маршрутам доставки:

$$\overline{t_n^{lk}} = \sum_{i=1}^{o^{lk}} \frac{\lambda_i^{lk}}{\lambda^{lk}} t_i^{lk} \tag{6}$$

где t_i^{lk} - время задержки пакета на *i*-м маршруте доставки, а соотношение $\lambda_i^{lk} / \lambda^{lk}$ показывает долю интенсивности передачи пакетов по *i*-му маршруту.

Величина t_i^{lk} складывается из времени передачи пакета по транзитным КС (t_n^{hm}) и времени задержки в транзитных УК (t_n^k):

$$t_i^{lk} = \sum_{hm \in \pi_i^{lk}} t_n^{hm} + \sum_{k \in \pi_i^{lk}} t_n^k \tag{7}$$

Если величины t_n^{hm} являются постоянной величиной, зависящей от характеристик КС, то время задержки пакетов в УК является случайной величиной и, в общем случае, зависит от статистических характеристик потоков сообщений, параметров исходящих направлений связи, дисциплины обслуживания (ДО) в УК и приоритетности передаваемой информации. Поэтому для определения время задержки пакета на маршруте целесообразно использовать оценку времени задержки пакетов в УК: $t_n^k = F_1(x_{hm}, \mu_{hm}, \Upsilon, \Psi)$. При известной плотности распределения вероятности времени нахождения пакетов в *k*-м УК временя задержки пакетов можно оценить его математическим ожиданием (МО) $M[t_n^k]$ по известной методике [8].

Девиацию задержки пакетов можно также определить по известной плотности распределения вероятности времени нахождения пакетов как среднее квадратичное отклонение времени от своего МО [8].

Вероятность потери пакета в одном из транзитных УК *i*-го маршрута доставки определяется выражением:

$$P_i^{пот} = 1 - \prod_{k \in \pi_i} (1 - P_k^{пот}), \tag{8}$$

где $P_k^{пот}$ - вероятность потери пакета в *k*-м УК, которую определяют исходя из характеристик трафика, КС, ДО и т.п. В общем случае $P_k^{пот} = F_2(\sum x_{mk}, \sum \mu_{kh}, \Upsilon, \Psi)$. Поскольку каждый пакет может быть доставлен только по одному из допустимых

маршрутов доведения, то вероятность потери пакета при передаче его по сети от *l*-го до *k*-го УК можно определить по выражению (9):

$$P_{lk}^{пот} = \sum_{i=1}^{o^{lk}} \frac{\lambda_i^{lk}}{\lambda^{lk}} P_i^{пот}. \qquad (9)$$

При определении вероятности правильного доведения информации $P^{дов}$ удобнее оперировать величиной $Q^{дов}$, связанной с $P^{дов}$ соотношением $P^{дов} = 1 - Q^{дов}$. При этом величину $Q^{дов}$ рассчитывают аналогично (8)-(9), только при учёте возникновения ошибок при передаче информации по транзитным КС.

Для некоторых приложений важным показателем является вероятность доставки сообщений за время, не превышающее заданное $P(t \le T^{з})$, т.е. ВВХ информационного обмена [9]. Для каждого маршрута доставки сообщений время доведения определяется временем доведения последнего из пакетов передаваемого сообщения. Тогда, зная плотности распределения вероятностей времени обработки пакетов в УК $f_i(t) \quad i = \overline{1, I}$, определяется общая вероятность времени задержки пакетов во всех транзитных УК по выражению (10):

$$P(T^{УК}) = \int_0^{T_{УК}} \int_0^{T_{УК}-t_1} \dots \int_0^{T_{УК}-\sum t_i} f_1(t_1) f_2(t_2) \cdot \dots \cdot f_I(f_I) dt_1 \dots dt_I, \qquad (10)$$

где $T^{УК}$ будет определяться разницей заданного времени доставки информации и времени её доставки по КС маршрута доведения:

$$T^{УК} = T^{з} - \sum_{hm \in \pi_i^{lk}} t_n^{hm} \qquad (11)$$

4. Заключение

Таким образом, предложенный подход к оценке показателей характеристик информационного обмена между абонентами сети передачи данных позволит на этапе проектирования таких сетей заложить необходимые коммуникационные ресурсы для обеспечения предъявляемых требований по качеству обслуживания абонентского трафика.

Литература

1. Деарт В.Ю. Мультисервисные сети связи. Транспортные сети и сети доступа. – М.: Инсвязьиздат, 2007. – 166 с., илл.
2. Пятибратов А.П., Гудыно Л.П., Кириченко А.А. Вычислительные системы, сети и телекоммуникации, уч. пособие. – М: «финансы и статистика», 2004 г.
3. Фрэнк Г., Фриш И. Сети, связь и потоки. М.: Связь 1978. – 447 с.
4. Степанов С.Н. Теория телетрафика: концепции, модели, приложения. – М.: Горячая линия – Телеком, 2015. 868 с: ил. – (Серия «Теория и практика инфокоммуникаций»).
5. Карташевский И.В., Сапрыкин А.В. Анализ времени ожидания заявки в очереди для системы массового обслуживания общего вида // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №2. С. 4-10.

6. Лихтциндер Б.Я. Интервальный метод анализа очередей в системах массового обслуживания с пачечными потоками заявок// Т-Comm Телекоммуникации и транспорт. 2017. Том I I. №3. С. 17-23.
7. Линец Г. И., Будко П. А., Мухин А. В., Фомин Л. А. Эффективность, цена и качество информационно-телекоммуникационных систем. Методы оптимизации. – СПб: Военная академия связи, 2011. – 420 с.
8. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. – М.: Наука, 2003. – 564 с.
9. Косарева Л.Н. Автоматизированный синтез конечных марковских цепей описывающих процесс доведения многопакетного сообщения в VPN MPLS / Косарева Л.Н., Потапов С.Е., Тоискин В.Е., Цимбал В.А. // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2014. Т. 4. № 2. С. 112-115.

REFERENCES

1. Dearth V.Y. Multiservice communication networks. Transport and access networks. M.: Insvyazizdat, 2006. – 166 p.
2. Pyatibratov A.P., Gudyno L.P., Kirichenko A.A. Computing systems, networks and telecommunications. - M: "Finance and Statistics", 2004.
3. Frank G., Frisch I. Networks, communications and flows. M .: Communication 1978. - 447 p.
4. Stepanov S.N. Teletraffic theory: concepts, models, applications. - M .: Hotline - Telecom, 2015. 868 p.
5. Kartashevskiy I.V., Saprykin A.V. (2018). Waiting time analysis for the request in general queuing system. T-Comm, vol. 12, no.2, pp. 4-10. (in Russian)
6. Likhttsinder B.Ya. (2017). Interval method of queuing analysis in queuing systems with batch demand flows. T-Comm, vol. I I, no.3, pp. 17-23. (in Russian) Ivanov, A. B. Methods of receiving and processing the signal on the background of white noise. // Journal, 2001, Vol. 21, No. 7. - Pp. 29-47.
7. Linets G. I., Budko P. A., Mukhin A. V., Fomin L. A. Efficiency, price and quality of information and telecommunication systems. Optimization methods. - SPb: Military Academy of Communications, 2011. - 420 p.
8. Wentzel E.S. Probability theory - M .: Science, 2003. - 564 p.
9. Kosareva L.N. Automated synthesis of finite Markov chains describing the process of bringing a multi-packet message to VPN MPLS / Kosareva L.N., Potapov S.E., Toiskin V.E., Tsimbal V.A. // REDS: Telecommunications devices and systems. 2014. Vol. 4. No. 2. P. 112-115.

МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ КОМПЛЕКСОВ АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ НА ОСНОВЕ РЕСУРСОСБЕРЕГАЮЩИХ ТЕХНОЛОГИЙ

В.И. Курносов [1], А.В. Шестаков [2]

[1] АО «НИИ «Рубин», Санкт-Петербург, Россия
[2] СПбГУ им. проф. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Рассматривается комплексная методика обоснования структуры комплексов аппаратно-программных средств, обладающей минимальной избыточностью с возможностью рационального расхода ресурса в процессе эксплуатации.

Ключевые слова: методика, эксплуатационная надежность, ресурсосбережение, функциональные преобразования, аварийное множество, дефекты, производительность.

A METHOD OF CONSTRUCTING COMPLEXES OF HARDWARE AND SOFTWARE ON THE BASIS OF RESOURCE-SAVING TECHNOLOGIES

V.I. Kurnosov[1], A.V. Shestakov[2]

[1] JSC "research Institute "Rubin", St. Petersburg, Russia
[2] SPSU them. prof. Bonch-Bruevich, St. Petersburg, Russia

Abstract. The complex method of substantiation of the structure of hardware and software systems with minimal redundancy with the possibility of rational resource consumption in the process of operation is considered.

Keywords: methods, robustness, resource saving, functional conversion, emergency multiple, defects, performance

1. Введение

Эксплуатационно-экономические показатели телекоммуникационной системы (ТКС) во многом будут определяться эксплуатационно-техническими возможностями комплексов аппаратно-программных средств (КАПС), их образующих. При этом одним из важнейших показателей современных КАПС, определяющих характер функционирования мультисервисной ТКС, является их надежность. Сложность реализации используемого и вновь разрабатываемого радиоэлектронного оборудования, многообразие режимов его функционирования, динамика условий применения по назначению определяют реализуемость требований по надежности к КАПС, которые в ряде случаев не выполняются.

Вместе с тем вопросы обеспечения безотказности КАПС приобретают особое значение, что обусловлено рядом объективных и субъективных факторов: возрастанием цены отказов; появлением у интегрированных комплексов новых свойств, обусловленных их различной аппаратно-программной реализацией, усугубляющих последствия отказов; необходимость обеспечения высокой эффективности работы ТКС в условиях дестабилизирующих факторов и т.д. [1].

В соответствии с множественным описанием принципов функционирования

КАПС в ТКС и разработанным на его основе комплексом аналитических моделей [2] качество обработки информации в информационных направлениях связи (ИНС) ТКС зависит от средней наработки на отказ КАПС, среднего времени их восстановления и вероятности безотказной работы непересекающихся множеств функциональных преобразований (НМФП), определяемых в том числе их коэффициентом приведения при эксплуатации.

Во многих работах [3, 4 и др.] приведена достаточно подробная классификация способов обеспечения выполнения требований по эксплуатационной надежности и отказоустойчивости КАПС на всех стадиях их жизненного цикла. Однако техническая реализация при современном состоянии технологий производства телекоммуникационного оборудования, пока не позволяет получить значительного увеличения (в 10–15 раз) средней наработки на отказ КАПС, необходимого для устойчивого функционирования ТКС и эффективного управления ТВФ [5]. Это вызывает необходимость дальнейшего поиска путей повышения безотказности РЭА. В частности, в известной литературе недостаточно полно определена возможность улучшения эксплуатационной надежности КАПС за счет применения ресурсосберегающих способов эксплуатации в процессе применения их по назначению.

2. Решение задачи обеспечения максимальной эффективности функционирования КАПС

Из проведенного анализа принципов построения инвариантных по каналообразованию транспортных сетей и выполненных исследований характера функционирования КАПС на сетях, решение задачи «качество сетевого ресурса – расход энергетических ресурсов (материальных средств)» целесообразно рассматривать на основе переключающегося критерия, отвечающего концепции адаптивной организации поведения сложных технических систем [6]:

$$\begin{cases} \max\limits_{\vec{t}\in T} \; T_0(\vec{t}) \quad \text{при} \quad K_{\sum \text{тр}} \le K_{\sum}(t), \; P_{\text{энер.тр}}(T) \le P_{\sum}(T); \\ \max\limits_{\vec{t}\in T} \; \overline{K}(\vec{t}) \quad \text{при} \quad K_{\sum \text{тр}} \ge K_{\sum}(t), \; P_{\text{энер.тр}} > P_{\sum}(t); \\ V \le V_{\text{доп}}, \; W(t) \ge W_{\text{тр}}. \end{cases} \qquad (1)$$

Задача (1) формулируется следующим образом:
необходимо обеспечить такое распределение времени использования различного оборудования многофункциональных КАПС при эксплуатации их в ТКС на заданном интервале времени T: $\vec{t} = \left[t_1^*, \; t_2^*, ..., t_\xi^* \right]^T$, где ξ – количество НМФП в структуре КАПС, которые максимизировали бы: среднюю наработку на отказ $T_0(\vec{t})$ комплекса при $t_i^* \ge 0$ для всех $i = \overline{1, \; \xi}$; обслуживание всей поступающей нагрузки $Z(t)$ на различные виды услуг с требуемым качеством (при условии, что минимально необходимая производительность КАПС $K_{\sum \text{ТР}} \le K_{\sum}(T)$ меньше его возможностей, а энергетические

возможности $P_{\sum} \geq P_{\text{энерг.тр}}(T)$ превышают их требуемое количество), или: достижение максимальной средней производительности на интервалах времени $Z(t)=Z_{\max}$; выполнение требований по своевременности и достоверности $W(T) \geq W_{\text{ТР}}$ передачи различных видов информации на заданном периоде эксплуатации оборудования (при условии, что энергетические возможности комплекса используются в полном объеме с задействованием всех ресурсов, в том числе в случаях воздействия дестабилизирующих факторов и ограничений на объем ресурсов: $V \leq V_{\text{доп}}$).

Критерий (1) соответствует рассмотрению КАПС на уровне качества самоорганизации [6], отображает целевое предназначение КАПС в ТКС и отвечает системе предпочтений ЛПР. Критерий показывает возможность обмена разнородным трафиком в сети с требуемым качеством и минимальным расходом различных ресурсов.

Во многих случаях показатели, входящие в выражение (1), имеют противоречивые изменения под воздействием одних и тех же факторов. Так, например, увеличение $T_0(\vec{t})$ за счет уменьшения нагрузки на КАПС; увеличение скорости и достоверности передачи сообщений, за счет увеличения мощности и дополнительного расхода ресурсов; уменьшение количества различных функциональных подмножеств, включаемых в КАПС для обеспечения возможности использования принципов ресурсосбережения [6] с целью повышения $T_0(\vec{t})$ и возможность реализации мультисервисной, мультипротокольной архитектуры их построения; увеличение скорости передачи в ветвях КАПС для обеспечения своевременности и производительности и уменьшение ее для повышения достоверности; использование адаптивных систем управления ресурсами коммутационных центров (КЦ), цифровых систем передачи (ЦСП) (частотными, временными, пространственными, энергетическими) для повышения своевременности и достоверности в ЧНН и снижение $T_0(\vec{t})$ за счет усложнения оборудования, приводящее к ухудшению производительности $K_{\sum}(t)$.

Таким образом, задача обеспечения максимальной эффективности функционирования КАПС является сложной, оптимизационной и требует разумного компромисса между путями повышения $W(t)$, $K_{\sum}(t)$ и $T_0(\vec{t})$.

В этом случае цель рационального управления ресурсами: достижение желаемого результата в пределах некоторого интервала времени [7] и обеспечение такого распределения времени активной работы между элементами КАПС, при котором их средняя наработка на отказ (или $T_0(\vec{t})$) становится максимальной. Достижение второй составляющей данной сложной цели, в соответствии с критериальной функцией (1), осуществляется за пределами ЧНН и позволяет получить максимум производительности КАПС в рамках последнего за счет использования ресурсосберегающих технологий.

3. Комплексная методика обоснования структуры КАПС

Общую методику построения таких КАПС целесообразно рассматривать комплексно в сочетании двух других методик: “Методики сбора и обработки исходной

информации для решения задачи построения ресурсосберегающих КАПС” и “Методики построения ресурсосберегающих КАПС”.

Первая включает в себя следующие основные этапы [6].

1. Анализ архитектуры, топологии построения ТКС, ранжирование ее элементов по степени критичности, определение перечня критичных элементов, т.е. КАПС, отказ которых однозначно приводит к перерывам в выполнении функциональных задач, либо к увеличению продолжительности подготовки сетевых ресурсов для предоставления услуг потребителям при выполнении задач по предназначению.

2. Составление обобщенной функциональной схемы КАПС, обеспечивающей выполнение требований $W_{\text{ТР}}$ по эксплуатационной надежности (ЭН) для всех видов услуг и ИНС ТКС.

3. Сбор и первичная обработка данных по следующим направлениям:

топологическое преобразование функциональной схемы КАПС для выделения НМФП;

обоснование принципов модульной структуры КАПС (на основе базовых несущих конструкций (БНК));

выбор элементной базы для реализации КАПС с требуемой интенсивностью отказов невосстанавливаемых элементов;

составление логической структурной схемы надежности КАПС;

определение математического ожидания энергетических характеристик КАПС за счет совместного использования режимов работы функциональных подмножеств.

4. Расчет вероятностей исправной и безотказной работы НМФП КАПС для внезапных отказов на основе справочных данных в заданные интервалы времени: расчет вероятности повреждений НМФП.

5. Оценивание степени равнопрочности НМФП КАПС.

6. Построение функций вероятности безотказной работы (ВБР) конфигураций КАПС.

Основным содержанием второй методики является получение оценок ВБР конфигураций КАПС от объема различных видов избыточности и режимов их эксплуатации, а также разработка алгоритмов реконфигурации структуры, в зависимости от внешних и внутренних условий эксплуатации. Она включает в себя следующие основные этапы:

1. Определение необходимого для каждого КАПС объема резерва максимизирующего $\bar{K}\left(\vec{t}\right)$ (1) на заданном периоде функционирования ТКС.

2. Построение зависимостей значений ВБР элементов КАПС в зависимости от видов вводимой избыточности в КАПС.

3. Определение рационального плана формирования резервов элементов КАПС. На этом этапе производится:

отыскание вектора рациональных управляющих воздействий для каждого элемента КАПС с учетом их коэффициентов приведения;

расчет ВБР каждого элемента КАПС, достигаемых при реализации рационального

плана формирования резервов;

определение рационального значения суммарных эксплуатационных затрат на содержание каждого элемента КАПС;

расчет вероятности успешного выполнения функциональных задач всеми конфигурациями критичных КАПС в перспективных ТКС.

Структура методики построения КАПС представлена на рисунке 1.

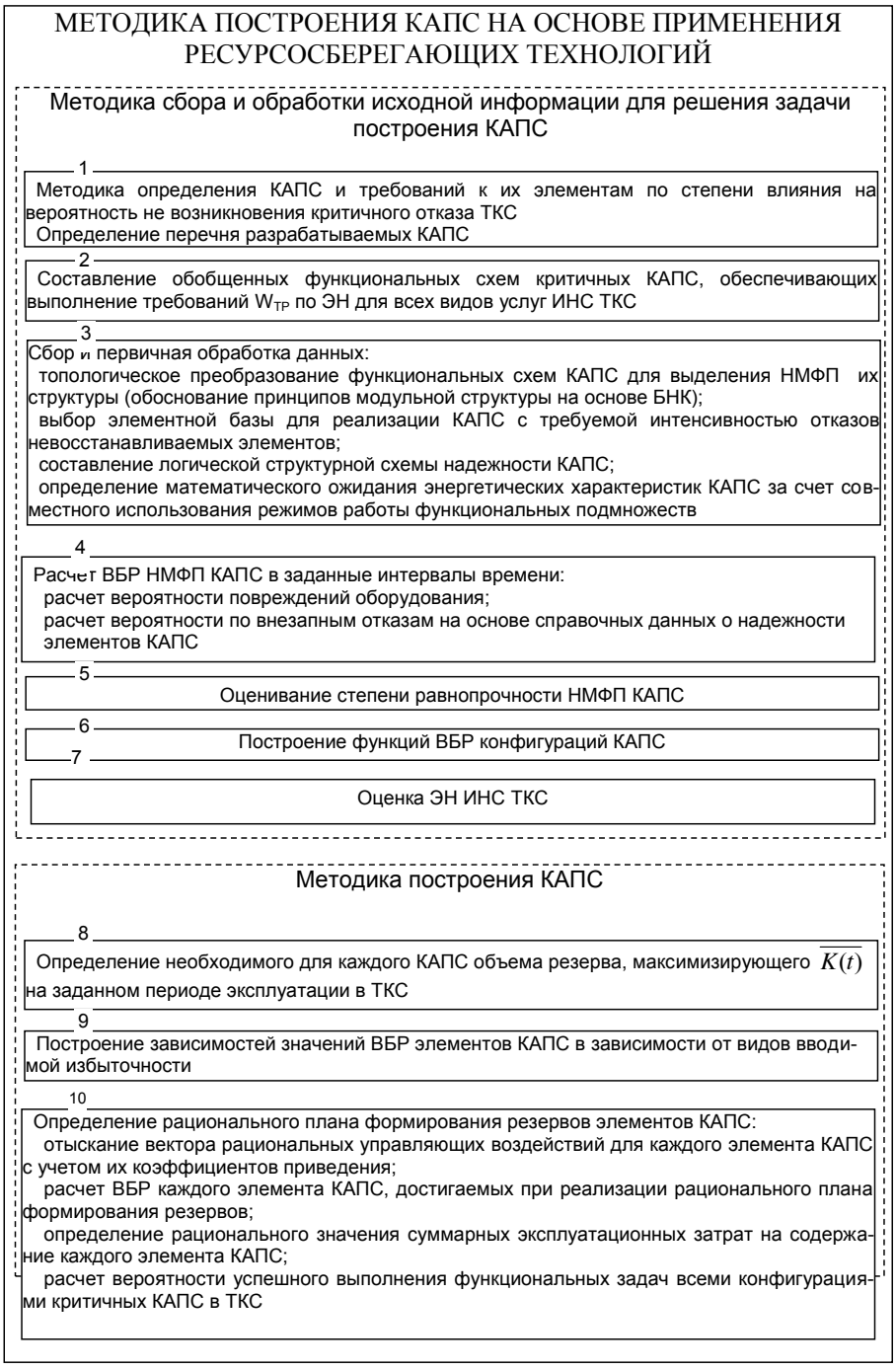


Рис. 1. Структура методики построения ресурсосберегающих КАПС ТКС.

Учитывая тот факт, что “Методика сбора и обработки информации для решения задачи построения КАПС” включает этапы, содержание которых достаточно подробно

отражено в известной научно-технической литературе, целесообразно основное внимание уделить второй методике [2].

Проведенный анализ процессов эксплуатации и восстановления КАПС показал, что для решения широкого класса задач по управлению функционированием ТКС важное значение имеет умение оценивать состояние ее элементов. Следовательно, качество эксплуатации КАПС в значительной мере определяется уровнем организации диагностического обеспечения. Под последним понимают [8] комплекс взаимоувязанных правил, методов, алгоритмов и средств, необходимых для осуществления диагностирования на всех этапах жизненного цикла объекта.

Для выявления наиболее существенных параметров, влияющих на производительность КАПС, рассмотрим процесс его функционирования, который в виде состояний и событий приведен на рисунке 2 и соответствует обобщенному виду (1) множества состояний.

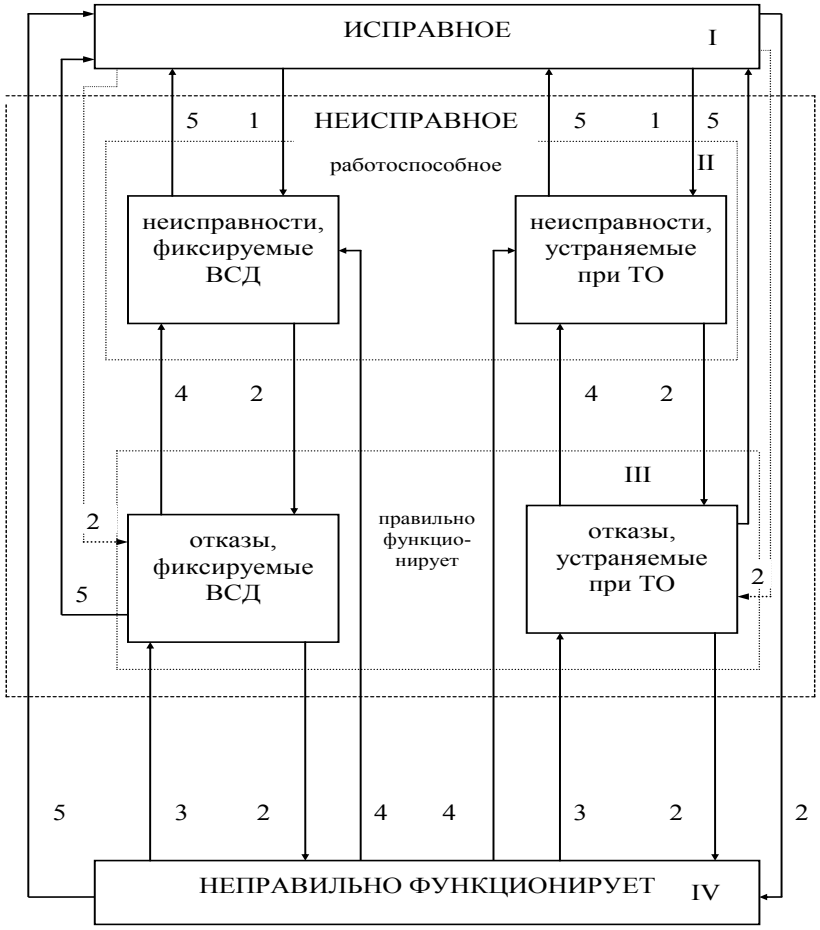


Рис. 2. Схема основных состояний КАПС и событий, характеризующих возможную их смену.

На рисунке 2 цифрами обозначены следующие события: 1 – повреждение; 2 – отказ; 3 – восстановление работоспособности; 4 – восстановление правильности функционирования; 5 – восстановление исправности.

Переход КАПС из состояния в состояние происходит вследствие дефектов. Применительно к исследуемому объекту все их можно разделить следующим образом:

дефекты, фиксируемые встроенной системой технического диагностирования (ВСТД), вызывающие переход КАПС в неисправное, но работоспособное состояние;

дефекты, фиксируемые ВСТД, приводящие к переходу КАПС в одно из частично работоспособных состояний (характеризуемое уменьшением производительности);

нефиксируемые дефекты, непосредственно не влияющие на работоспособность объекта;

дефекты, вызывающие полный отказ КАПС или переводящие его в состояние “не функционирует”.

Первая группа дефектов характерна для НМФП, обладающих резервом в структуре КАПС. При их появлении происходит автоматическое включение резервного множества (РМ) на основе идентификации повреждения и его устранения за время $T_{\text{в}}^{\text{п}} = T_{\text{п}}$. Потери производительности для этой группы определяются временем перехода ($T_{\text{п}}$) с основного множества (ОМ) на РМ.

Другая часть дефектов, переводящих КАПС в неисправное состояние и непосредственно не влияющих на его работоспособность, но снижающих качество функционирования, также увеличивает потери производительности. Так, отказы ВСТД усложняют решение задач поиска повреждений, и в процессе эксплуатации КАПС они не всегда обнаруживаются, а, следовательно, при дефектах НМФП приводят к существенному увеличению $T_{\text{В}}$ работоспособности КАПС, которое уменьшает производительность последнего.

Третья часть дефектов ОМ вызывает переход комплексов в аварийный режим работы, и тогда потери производительности ветвей ТКС, образованных КАПС, определяются как $T_{\text{П}}$, так и временем восстановления ОМ ($T_{\text{В}}$). Иногда отказы порежимных множеств функциональных преобразований (ФП) ТТС (для каналообразующих КАПС – канального оборудования) приводят к возникновению частично работоспособных состояний, и потери зависят только от их $T_{\text{В}}$.

Четвертая группа дефектов переводит КАПС в состояние “не функционирует”, т.е. происходит его полный отказ – событие, заключающееся во временном прекращении его применения по назначению. Тогда потери производительности зависят от времени восстановления ОМ, исходом которого является возникновение одного из состояний: либо “правильно функционирует”, либо “работоспособно”.

Таким образом, средние потери производительности КАПС ТКС зависят от большого количества факторов, влияющих на изменения $T_{\text{п}}$ и $T_{\text{В}}$. Анализ специальных работ в области разработки системы постоянного мониторинга и управления техническими состояниями техники связи и АСУ и исследование состояния существующего парка техники электросвязи показал, что наиболее существенными из всей совокупности являются:

уровень агрегатов, заменяемых при отказах;

виды запасных частей в ЗИП и их соответствие принятому уровню агрегатирования;

типы повреждений и отказов КАПС;

наличие ВСТД и степень полноты проверки ею правильности функционирования НМФП;

наличие системы внешнего контроля (СВК), позволяющей осуществить ручной поиск дефектов;

наличие диагностических программ, обеспечивающих возможность восстановления КАПС операторами с недостаточно высокой квалификацией и др.

Из рисунка 2 следует, что для снижения средних потерь производительности требуется увеличивать полноту автоматической проверки правильности функционирования НМФП, которая снижает число отказов в неконтролируемой части КАПС, и добиваться уменьшения $T_{\text{В}}$ и $T_{\text{п}}$. Однако уменьшение $T_{\text{В}}$ и $T_{\text{П}}$ за счет автоматизации процессов поиска дефектов приводит к усложнению ВСТД, безотказность которой влияет на качество применения КАПС. Более того, если в КАПС исключить возможность участия оператора с помощью системы внешнего контроля в процессе восстановления, то при отказе ВСТД резко возрастет функция потерь за счет увеличения $T_{\text{В}}$. В целом разделение процессов восстановления КАПС на восстановление правильности функционирования (способности комплексов передавать информационные потоки сообщений) $T_{\text{ВФ}}$, работоспособности $T_{\text{ВР}}$ и исправности $T_{\text{ВИ}}$ позволяет сократить время простоя аппаратуры при увеличении общего времени перевода системы в исправное состояние. Сложный характер взаимосвязи между отдельными параметрами КАПС требует более детального исследования вопросов определения путей снижения потерь производительности ТКС из-за отказов НМФП.

В [6] показано, что для решения этой задачи в общем виде может быть использована модель, которая учитывает, что у ОМ в КАПС есть аварийное множество (АМ):

$$\begin{aligned}\overline{\Delta K} = t_{\text{В}} \log_2 L \cdot \Delta B \cdot (y(d_1 P_{\text{ОМ}}^{(C+a_1)} Q_{\text{ОМ}} + d_2 (Q_{\text{ОМ}}(1 - P_{\text{ОМ}}^{(C+a_1)}) - \\ - P_{\text{ОМ}}^{(C+\alpha_2 a_2)}(1 - P_{\text{ОМ}}^{a_1})(1 - 2P_{\text{ОМ}}^{(1-\alpha_2)}))) + \alpha_2 P_{\text{ОМ}}^{\alpha_2 a_2}(P_{\text{ОМ}}^{C} \cdot (2P_{\text{ОМ}}^{(1-\alpha_2)} + \\ + P_{\text{ОМ}}^{a_1}(1 - 2P_{\text{ОМ}}^{(1-\alpha_2)}) - P_{\text{ОМ}}) + y(1 - P_{\text{ОМ}}^{C}) Q_{\text{ОМ}}) + Z(P_{\text{ОМ}}^{C}(P_{\text{ОМ}}^{\alpha_2 a_2} \times \\ \times (P_{\text{ОМ}} - P_{\text{ОМ}}^{(1-\alpha_2)}(3P_{\text{ОМ}}^{a_1} + \alpha_2(1 - 2P_{\text{ОМ}}^{a_1}) - 2) - \alpha_2 P_{\text{ОМ}}^{a_1} + 1{,}5(P_{\text{ОМ}}^{a_1} - 1)) + \\ + 1{,}5Q_{\text{ОМ}}) + y(1 - P_{\text{ОМ}}^{C})(P_{\text{ОМ}}^{\alpha_2 a_2}(P_{\text{ОМ}} - P_{\text{ОМ}}^{(1-\alpha_2)}(1 - \alpha_2) - \alpha_2) + 1{,}5Q_{\text{ОМ}})))\end{aligned}, \quad (2)$$

где $d_1 = t_{\text{ПО}} / (t_{\text{В}} \log_2 L)$; $d_2 = t_{\text{ПР}} / \log_2 L$ – параметры инерционности ВСТД и оператора, соответственно.

Если элементы основного множества КАПС зарезервированы $(\Delta \text{В} = 0)$, выражение (2) примет вид:

$$\begin{aligned}\overline{\Delta K_{\text{Р}}} = t_{\text{В}} \log_2 L \cdot B \cdot (d_1 P_{\text{ОМ}}^{(C+a_1)} Q_{\text{ОМ}} + d_2 (Q_{\text{ОМ}}(1 - P_{\text{ОМ}}^{(C+a_1)}) + \\ + P_{\text{ОМ}}^{(C+\alpha_2 a_2)}(1 - P_{\text{ОМ}}^{a_1})(2P_{\text{ОМ}}^{(1-\alpha_2)} - 1)) + (1 - P_{\text{ОМ}}^{C})(P_{\text{ОМ}}^{a_2 \alpha_2} \alpha_2 Q_{\text{ОМ}} + \\ + Z(P_{\text{ОМ}}^{\alpha_2 a_2}(P_{\text{ОМ}} - P_{\text{ОМ}}^{(1-\alpha_2)}(1 - \alpha_2) - \alpha_2) + 1{,}5Q_{\text{ОМ}}))),\end{aligned}$$

где $P_{\text{ом}}$ – вероятность безотказной работы ОМ; C - параметр, связывающий вероятность

безотказной работы АМ с $P_{ом}$, который лежит в пределах $0 \le C \le 1$; $Q_{ом}=1 - P_{ом}$; $\alpha_1 \ge 0$ – параметр, связывающий вероятность безотказной работы встроенной системы функционального контроля (ВСТД-1) с $P_{ом}$; α_2 – параметр, связывающий вероятность безотказной работы встроенной системы локализации дефектов (ВСТД-II) с $P_{ом}$, $(0 \le \alpha_2 \le 1)$; L – количество РЭМ в структуре ОМ КАПС; $\Delta B = B - B_р$, B – пропускная способность КАПС при работоспособности ОМ; $B_р$ – пропускная способность при переходе КАПС на АМ; $y = B/\Delta B$, $Z = t_о/t_В$, $t_о$ – время поиска повреждений с помощью СВК; $t_В$ – время поиска повреждения с помощью ВСТД-II; $t_{по}$ – время идентификации отказов ОМ ВСТД-I и перехода КАПС на АМ; $t_{пр}$ – время идентификации отказа ОМ СВК и перехода КАПС на АМ.

Проведем анализ влияния параметров a_1, $t_{по}$ и $t_{пр}$ на потери производительности КАПС. На рисунке 3 показаны зависимости относительного выигрыша снижения потерь производительности от использования аварийного режима (от параметра y) для фиксированных значений C, a_2, a_1, Z, $P_{ом}$. Из них видно, что уменьшение безотказности ВСТД-I существенным образом (параметр a_1) ограничивает эффективность применения КАПС.

Более того, в области малых значений y невысокая надежность ВСТД-I приводит к снижению выигрыша, получаемого от введения в КАПС ТКС ВСТД-II. Следовательно, при оценке целесообразности применения аварийного режима для ОМ с автоматизированной проверкой правильности функционирования в рабочем режиме требуется детальный анализ эксплуатационной надежности технических средств контроля. При этом желательно обеспечивать их безотказность, значительно более высокую, чем у основного множества ($a_1 < 0{,}1$). Важное значение для практических решений имеет также возможное снижение эффективности функционирования КАПС, когда улучшаются параметры ВСТД-I (a_2) за счет увеличения веса $t_{пр,}$ вызванного возможными ошибками оператора, а следовательно, дополнительными затратами времени на проверку работоспособности ОМ с помощью автоматизированного поиска дефектов. Однако относительное ухудшение качества КАПС при уменьшении a_2 может быть компенсировано снижением времени ручного перехода на АМ. Это достигается с помощью косвенных методов контроля работоспособности ОМ или параллельным контролем РЭМ1 с подачей видео и (или) звуковых сигналов оператору. На рис. 4 представлены графики снижения средних потерь производительности КАПС ТКС, учитывающие комплексное использование аварийного режима с ВСТД-I для ОМ с ВСТД-II. Из них следует, что, когда $y > 2$, применение АМ всегда целесообразно и даёт выигрыш (совместно с ВСТД-II) $G \ge 3$.

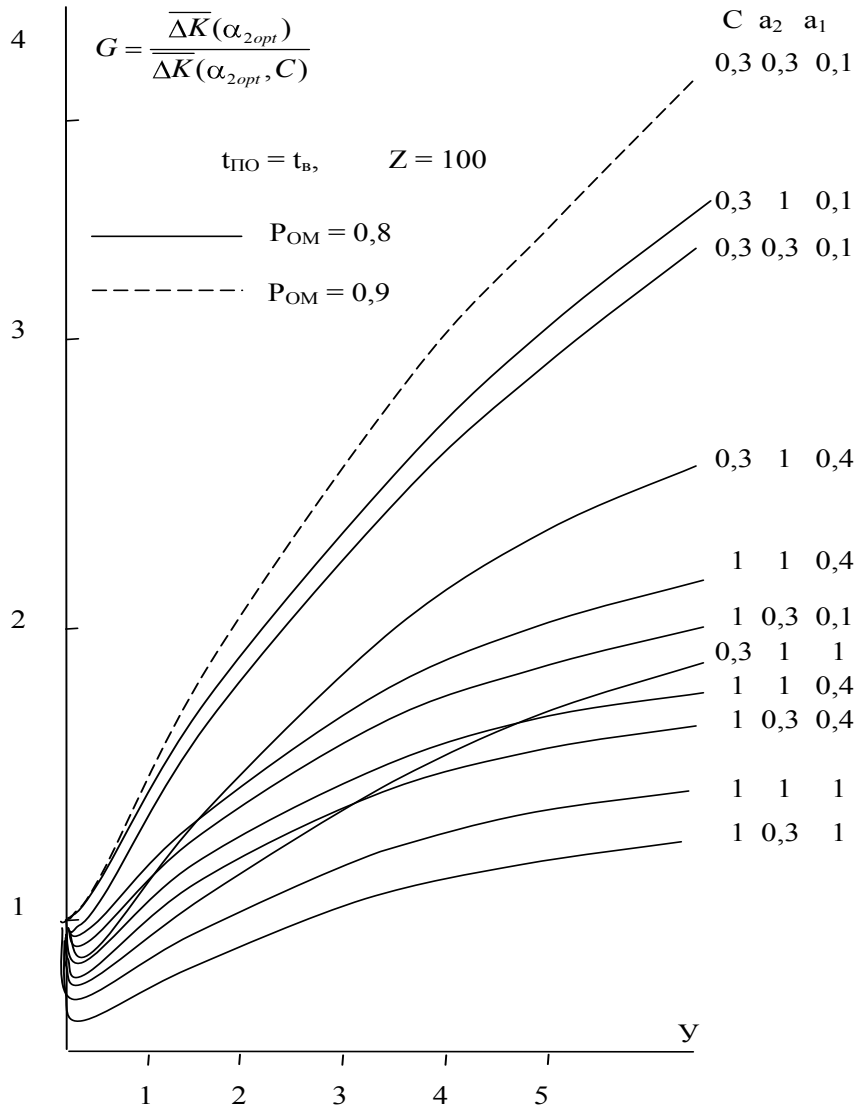


Рис. 3. Оценка влияния безотказности ВСТД-I на эффективность применения аварийного режима в КАПС.

Таким образом, наибольший выигрыш в повышении эффективности КАПС достигается увеличением параметра - *y* (рисунок 4), а значит, совершенствованием структурных взаимосвязей основного оборудования и обеспечением высокой производительности АМ. Проведённое исследование влияния параметров системы восстановления и её безотказности на производительность КАПС ТКС показывает существование областей, в которых наиболее целесообразно изменять тот или иной параметр функции (2), что возможно использовать при синтезе рациональной структуры подсистем (ОМ, АМ) комплексов на основе критериальной зависимости (1).

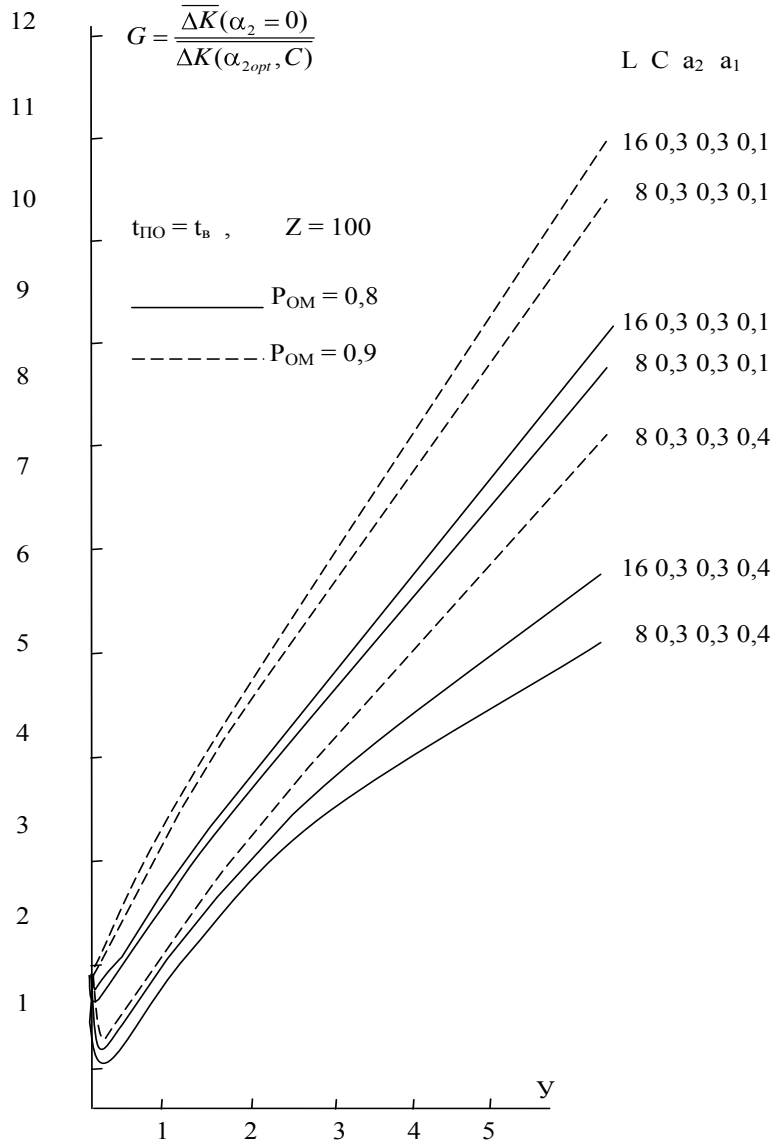


Рис. 4. Общий выигрыш в эффективности функционирования КАПС от применения аварийного режима с ВСТД-I,II.

4. Заключение

Таким образом, комплексная методика (рисунок 1) позволяет обосновать структуру КАПС, обладающую минимальной избыточностью с возможностью рационального расхода ресурса в процессе эксплуатации.

В общем случае решение задач, рассмотренных в данном параграфе, позволяет создать ТКС с показателями, обеспечивающими предоставление пользователям сетевого ресурса требуемого качества в заданных объемах, в различных условиях и задачах по связи.

Однако реализация потенциальных возможностей создаваемого сетевого ресурса возможна только при эффективном управлении данным ресурсом на всех уровнях обеспечения эксплуатации ТКС. Поэтому в дальнейшем целесообразно исследовать

методический аппарат управления формируемым ресурсом и возможную техническую реализацию основных предложений по построению ресурсосберегающих КАПС.

Литература

1. Рябинин И.А. Надежность и безопасность структурно-сложных систем.- СПб.: Политехника, 2000.- 248 с.
2. Курносов В.И. Методологические основы управления качеством функционирования ведомственных телекоммуникационных систем. Монография. – СПб.: ФГУП «НИИ «Рубин», 2007. – 412 с.
3. Бакланов И.А. Измерительные технологии в телекоммуникационных системах.- М.: Эко-Трендз, 1998.- 183 с.
4. Сифоров В.И. О методах расчета надежности работы систем, содержащих большое число элементов. // Радиотехника, 1995, № 4-5.
5. Курносов В.И., Лихачев А.М. Тенденции технического и технологического развития телекоммуникационных сетей. - СПб.: Изд-во «АБРИС», 1997.- 439 с.
6. Курносов В.И., Лихачев А.М. Методология проектных исследований и управление качеством сложных технических систем электросвязи. - СПб.: Изд-во «ТИРЕКС», 1998.- 496 с.
7. Петухов Г.Б. Основы теории эффективности целенаправленных процессов. Ч.1. Методология, методы, модели. -Л.: Изд-во МО, 1989. – 660 с.
8. Ксенз С.П., Лихачев А.М., Климентов В.И. Теоретические и прикладные задачи диагностирования средств связи и автоматизации / Под ред. С.П. Ксенза –Л.: ВАС, 1990. – 227 с.

References

1. Ryabinin I.A. Reliability and safety of structurally complex systems.- SPb .: Polytechnic, 2000.- 248 p Ivanov, A. B., Peter, B. V., Estimation of signals parameters against the background noise. M.: Radio, 1986. – 264 p.
2. Kurnosov V.I. Methodological foundations of quality management of departmental telecommunication systems. Monograph. - SPb .: FSUE “Research Institute“ Rubin ”, 2007. – 412 p.
3. Baklanov I.A. Measuring technologies in telecommunication systems. - M .: Eco-Trendz, 1998.- 183 p.
4. Siforov V.I. On the methods of calculating the reliability of systems containing a large number of elements. // Radio Engineering, 1995, № 4-5.
5. Kurnosov V.I., Likhachev A.M. Trends in the technical and technological development of telecommunications networks. - SPb .: Publishing house "ABRIS", 1997.- 439 p.
6. Kurnosov V.I., Likhachev A.M. Methodology of design research and quality management of complex technical telecommunication systems. - SPb .: TIREKS Publishing House, 1998.- 496.
7. Petukhov GB Fundamentals of the theory of the effectiveness of targeted processes. Part 1 Methodology, methods, models. -L .: Publishing House of the Ministry of Defense, 1989. - 660 p.
8. Ksenz S.P., Likhachev A.M., Klimentov V.I. Theoretical and applied problems of diagnosing communications and automation / Ed. S.P. Xenza –L .: YOU, 1990. - 227 c.

МЕТОДИКА РАЗРАБОТКИ ШАБЛОНОВ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАЦИОНАЛЬНОГО ПРОСТРАНСТВЕННОГО РАЗМЕЩЕНИЯ РАДИОИЗЛУЧАЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОЦЕНТРА ПОДВИЖНОГО УЗЛА СВЯЗИ НА МЕСТНОСТИ

С. В. Козлов[1], К. Г. Чупраков[1]

[1]Федеральное государственное учреждение «Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» Российской академии наук» (ФИЦ ИУ РАН), г. Москва, Россия

Аннотация. Приводится обоснование рационального варианта пространственного размещения вынесенных радиоизлучающих элементов радиоцентра подвижного узла связи за его пределы на заданные расстояния с учетом возможного интервала их изменения. При этом критерием является максимум площади области возможного размещения радиоцентра в целях повышения степени неопределенности его местоположения. Рассматривается радиоцентр в составе приемного центра (центральный элемент) и вынесенные от него на заданные расстояния передающие средства радиосвязи, работающие в различных диапазонах частот (другие элементы). Вынос радиоизлучающих за пределы радиоцентра производится в целях обеспечения электромагнитной совместимости на приемном центре. Рассмотрен теоретический подход к решению задачи оптимизации пространственного размещения элементов радиоцентра с целью повышения неопределенности расположения центрального элемента при заданных интервалах удаления от него других элементов. Методика проведения исследований базируется на применение теории множеств, Евклидовой и аналитической геометрии. Из точек размещения других элементов проводятся окружности двух радиусов, соответствующих минимальному и максимальному из наперед заданных величин их удалений от центрального элемента, в результате чего получается общая часть пересекаемых колец, в пределах которой может находиться центральный элемент радиоцентра. Рассчитывается площадь пересечения колец, образованных при позиционировании центрального элемента относительно удаленных от него других элементов. Представлены: анализ взаимного расположения кругов на плоскости, сформированных в процессе взаимного позиционирования элементов радиоцентра, при вычислении площади их пересечения, универсальные алгоритмы для типового варианта вычисления площади пересечения на примере пересечения трех колец на плоскости. На этой основе произведен расчет и обоснованы предложения по рациональному взаимному расположению элементов относительно центрального элемента. Теоретические положения реализованы в виде практических рекомендаций, разработаны натурные шаблоны для планирования рационального варианта пространственного размещения элементов радиоцентра на фоне карты местности.

Ключевые слова: пространственное размещение; центральный и удаленные элементы радиоцентра; неопределенность расположения; кольцо покрытия; пересечение колец; максимум площади, шаблон.

A COMPLEX PROBLEM OF COMMUNICATION NETWORK INTERCONNECTED ELEMENTS TOPOLOGY OPTIMIZATION

S. V. Kozlov[1], K. G. Chuprakov[1]

[1]Federal Research Center “Computer Science and Control“ of the Russian Academy of Sciences; (FRC CSC RAS), Moscow, Russia

Abstract. A topology of interconnected elements of communication network fragment (central and remote elements with distance from central element in certain interval) and

justification of optimal interposition are the subject of the article. The optimal interposition of non-cetnral elements relatively to central element is that when the possible area of central element placement has the maximum square. This allows to maximize the indeterminacy of central element placement. As a fragment of the communication network, there are considered at first the radio center as a part of the receiving center (the Central element) and at second the transmitting radiocommunication means operating in different frequency ranges (the Other elements) taken from Central element to the given interval distances. Placing off the transmitting radio means outside the receiving center is performed in order to ensure electromagnetic compatibility at the receiving center. A theoretical approach to the problem of optimization of topology of interconnected elements of the communication network fragment is considered in order to increase the uncertainty of the location of the Central element at given intervals of distances of other elements from the Central. The direct and the reverse positioning of the Central and other elements within the topology of the network fragment is considered, taking into account the specified interval of change of their distances from the Central element. The methodology of the research is based on the application of the means of Set theory, Euclidean and Analytical geometry. From the points of placement of the Other elements, circles of two radii corresponding to the minimum and maximum of the predetermined values of their distances from the Central element are drawn, resulting in a total of the intersected rings, which the Central element of the communication network can be located within. The square of intersection area of the rings formed by positioning the Central element relative to other elements distanced from the Central is calculated. The analysis of the mutual arrangement of the circles on the plane formed in the process of mutual positioning of the network elements, when calculating the area of their intersection, universal algorithms for the typical calculation of the area of intersection by the example of the three rings on the plane are presented. On this basis, the calculation and justified proposals for the optimal relative arrangement of the elements relative to the Central element in the network topology. Provisions and conclusions may be applied in planning of radio Center and Other elements placement on terrain.

Keywords: topology of network elements; central and remote network elements; placement indeterminacy; ring of coverage; rings intersection; square maximum.

1. Введение

Проблемные вопросы создания, развития и практического применения сетей связи в настоящее время рассматриваются по многим аспектам, связанным с решением сложных задач организационного, организационно-технического и технико-технологического характера, с учетом особенностей всех этапов жизненного цикла сетей связи, как объекта разработки в интересах государственных нужд. Применяемые при этом методы системного подхода, как отмечено в [1-3], имеют определенные ограничения, связанные с непротиворечивостью и целостностью объектов и предметов исследований и разработки, что обусловливает необходимость комплексного применения методов системного, функционального (отвечающего на вопрос «что надо сделать?») и процессного (отвечающего на вопрос «как надо сделать?») подходов [4, 5]. Одной из типовых научно-практических задач в процессе создания сетей связи является обоснование рационального варианта пространственного размещения элементов радиоцентра полевого узла связи в составе центрального и удаленных от него на заданные с учетом определенных интервалов возможного изменения расстояния других

элементов сети. Перечень исходных данных для решения задачи оптимизации пространственного размещения элементов радиоцентра включает:

- точка размещения центрального элемента радиоцентра и количество других ее элементов;

- интервалы изменения величины удаления элементов радиоцентра от его центрального элемента.

Требуется определить геометрическое место точек размещения других элементов радиоцентра, удаленных от центрального элемента, при условии достижения максимума площади геометрического места точек возможного размещения центрального элемента.

2. Описание алгоритма поиска рационального пространственного расположения

Алгоритм решения задачи определяется поиском такого расположения колец, при котором площадь их пересечения достигает максимума. Именно это означает максимальную неопределенность в расположении радиоцентра при известных координатах излучающих центров разных типов. Соответственно, сперва необходимо научиться рассчитывать площадь пересечения трех колец на плоскости. Количество колец определяется тремя типами каналов связи с их ограничениями по дистанции от радиоцентра. Для примера положим следующие ограничения при формировании трех колец – от 10 до 25 км, от 8 до 20 км, от 5 до 12 км соответственно. В свою очередь, используя то, что кольцо – это разность двух концентрических, а значит, строго вложенных друг в друга кругов, задача расчета площади пересечения колец сводится к сумме пересечения кругов с соответствующими знаками [8]. В предыдущих работах было показано, что для любого расположения кругов их пересечение представляется одним из следующих вариантов: пустое множество, сумма двух сегментов кругов, криволинейный треугольник, криволинейный четырехугольник.

Таким образом, алгоритм расчета площади пересечения трех кругов с заданными центрами и заданными радиусами сводится к определению варианта фигуры пересечения и затем расчету площади этой фигуры. Соответственно, основное тело алгоритма расчета площади пересечения трех кругов – это определение варианта фигуры, а площади считаются с помощью подходящей функции. К сожалению, в доступных источниках [10, 11] авторы не нашли ни одного безошибочного решения даже этой задачи.

Рассматривая алгоритм поиска оптимального расположения трех колец на плоскости в целом, без ограничения общности можно положить (выбором соответствующей системы координат), что один из излучающих центров находится в начале системы координат плоскости, второй центр – на положительной части оси абсцисс, а третий центр – в первой или второй четверти или так же на оси абсцисс. Таким образом, задача алгоритма определить неизвестные координаты второго и третьего центров - $x_2, x_3 \; и \; y_3$, где

$Q_1(25,10,0,0), Q_2(20,8,x_2,0), \; Q_3(12,5,x_3,y_3)$ – три кольца на плоскости, а

$x_2, y_3 \geq 0$.

То есть общий алгоритм определения оптимального расположения излучающих центров это:

$$\{S_{\max}, x_2^*, x_3^*, y_3^*\} = \mathrm{O}\left(\mathrm{B}\left(\mathrm{A}\left(R_i,\ R_j,\ R_k, x_2,\ x_3,\ y_3\right)\right)\right),$$

где $i \in \{1,2\}; j \in \{3,4\}; k \in \{5,6\}$ (1)

$$\mathrm{A}\left(R_i,\ R_j,\ R_k, x_2,\ x_3,\ y_3\right) = \left\{S_{ijk},\ x_2,\ x_3,\ y_3\right\} \quad (2)$$

$$\mathrm{B}\left(S_{ijk}, x_2,\ x_3,\ y_3\right) = \left\{S,\ x_2,\ x_3,\ y_3\right\} \quad (3)$$

$$\mathrm{O}\left(S, x_2,\ x_3,\ y_3\right) = \left\{S_{max}, x_2^*,\ x_3^*,\ y_3^*\right\} \quad (4)$$

а. Алгоритм $\mathbf{A}\left(\boldsymbol{R_i}, \boldsymbol{R_j}, \boldsymbol{R_k}, \boldsymbol{x_2}, \boldsymbol{x_3}, \boldsymbol{y_3}\right)$

Внутри алгоритма полагаем $r_1 = R_i,\ r_2 = R_j,\ r_3 = R_k$

Шаг 1. Рассчитаем длины сторон треугольника, образованными центрами окружностей и углы треугольника, примыкающие к стороне треугольника между центрами первого и второго кругов. Причем угол, вершина которого находится в центре второго круга – возьмем внешнее дополнение к нему:

$$d_{12} = x_2; \quad (5)$$

$$d_{23} = \sqrt[2]{\left(x_3 - x_2\right)^2 + y_3^2}; \quad (6)$$

$$d_{13} = \sqrt[2]{x_3^2 + y_3^2}; \quad (7)$$

$$\cos\varphi = \left(d_{12}^2 + d_{13}^2 - d_{23}^2\right) \Big/ 2d_{12}d_{13},\ \sin\varphi = \sqrt{1 - \left(\cos\varphi\right)^2}; \quad (8)$$

$$\cos\psi = -\left(d_{12}^2 + d_{23}^2 - d_{13}^2\right) \Big/ 2d_{12}d_{23};\ \sin\psi = \sqrt{1 - \left(\cos\psi\right)^2}. \quad (9)$$

Шаг 2. Определим дополнительные переменные b_{12}, b_{23}, b_{13}, и их произведение b, характеризующие попарные отношения между кругами:

$$b_{ij} = \begin{cases} 1, \text{ если } \left|r_i - r_j\right| < d_{ij} < r_i + r_j \\ 0, \text{ если } d_{ij} \geq r_i + r_j \\ -a_{ij}, \text{ если } \left|r_i - r_j\right| \geq d_{ij} \end{cases}, \text{ где } a_{12} = 2, a_{13} = 3, a_{23} = 5 \quad (10)$$

$$b = b_{12}b_{23}b_{13} \quad (11)$$

Шаг 3. Определим площадь для части случаев

Если $b = 0$, то $S_{ijk} = 0$. Конец алгоритма. (12)

Если $b = -30$ *или* $b = 6$, то $S_{ijk} = \pi\left(\min\left(r_1, r_2, r_3\right)\right)^2$. Конец алгоритма. (13)

Если $b \neq 1$, то $S_{ijk} = \min\left[S_2\left(d_{12}, r_1, r_2\right),\ S_2\left(d_{23}, r_2, r_3\right), S_2\left(d_{13}, r_1, r_3\right)\right]$ (14)

Конец алгоритма.

Шаг 4. Вычислим точки попарного пересечения окружностей – (x_{ijk}, y_{ijk}).

$$\boldsymbol{x}_{121} = \boldsymbol{x}_{122} = (r_1^2 - r_2^2 + d_{12}^2)/2d_{12};\ \boldsymbol{y}_{121} = -\boldsymbol{y}_{122} = \sqrt{r_1^2 - \left(x_{121}\right)^2}\ ; \tag{15}$$

$$x'_{131} = x'_{132} = \left(r_1^2 - r_3^2 + d_{13}^2\right)/2d_{13};\quad y'_{131} = -y'_{132} = \sqrt{r_1^2 - \left(x'_{131}\right)^2}\ ; \tag{16}$$

$$\boldsymbol{x}_{131} = x'_{131}\cos\varphi - y'_{131}\sin\varphi;\quad \boldsymbol{y}_{131} = x'_{131}\sin\varphi + y'_{131}\cos\varphi; \tag{17}$$

$$\boldsymbol{x}_{132} = x'_{132}\cos\varphi - y'_{132}\sin\varphi;\quad \boldsymbol{y}_{132} = x'_{132}\sin\varphi + y'_{132}\cos\varphi; \tag{18}$$

$$x''_{231} = x''_{232} = (r_2^2 - r_3^2 + d_{23}^2)/2d_{23};\quad y''_{231} = -y''_{232} = \sqrt{r_2^2 - \left(x''_{231}\right)^2}\ ; \tag{19}$$

$$\boldsymbol{x}_{231} = x''_{231}\cos\psi - y''_{231}\sin\psi + d_{12};\quad \boldsymbol{y}_{231} = x''_{231}\sin\psi + y''_{231}\cos\psi\ ; \tag{20}$$

$$\boldsymbol{x}_{232} = x''_{232}\cos\psi - y''_{232}\sin\psi + d_{12};\quad \boldsymbol{y}_{232} = x''_{232}\sin\psi + y''_{232}\cos\psi\ . \tag{21}$$

Шаг 5. Вычисление количества внутренних точек.

$$\delta_{ijk} = \begin{cases} 1, если \left(x_{ijk} - x_m\right)^2 + \left(y_{ijk} - y_m\right)^2 < r_m^2 \\ 0, если \left(x_{ijk} - x_m\right)^2 + \left(y_{ijk} - y_m\right)^2 > r_m^2 \\ 0,4, если \left(x_{ijk} - x_m\right)^2 + \left(y_{ijk} - y_m\right)^2 = r_m^2 \end{cases} \tag{22}$$

где $m \neq i, j$. Индекс $k \in \{1;2\}$

$$\Sigma = \sum_{i,j,k} \delta_{ijk}\ . \tag{23}$$

Шаг 6. Вычисление площади для оставшихся вариантов

Если $\Sigma < 2, то\ S_{ijk} = 0$. Конец алгоритма. (24)

Если $2 \le \Sigma < 3$, то

$S_{ijk} = \min\left[\boldsymbol{S}_2\left(d_{12}, r_1, r_2\right),\ \boldsymbol{S}_2\left(d_{23}, r_2, r_3\right), \boldsymbol{S}_2\left(d_{13}, r_1, r_3\right)\right]$. Конец алгоритма. (25)

Если $3 \le \Sigma < 4$, то $S = \boldsymbol{S}_3\left(x_{121}, y_{121}, x_{132}, y_{132}, x_{231}, y_{231}\right)$. Конец алгоритма. (26)

Если $\Sigma = 4$, то:

Если $\delta_{121} = 0$, то

$$S = \boldsymbol{S}_4\left(x_{231}, y_{231}, x_{232}, y_{232}, x_{131}, y_{131}, x_{132}, y_{132},\ x_2, 0, r_2,\ x_3, y_3, r_3, 0, 0, r_1\right). \tag{27}$$

Если $\delta_{131} = 0$, то

$$S = \boldsymbol{S}_4\left(x_{232}, y_{232}, x_{231}, y_{231}, x_{121}, y_{121}, x_{122}, y_{122},\ x_3, y_3, r_3,\ x_2, 0, r_2, 0, 0, r_1\right). \tag{28}$$

Если $\delta_{231} = 0$, то

$$S = \boldsymbol{S}_4\left(x_{121}, y_{121}, x_{122}, y_{122}, x_{131}, y_{131}, x_{132}, y_{132},\ x_2, 0, r_2,\ 0, 0, r_1, x_3, y_3, r_3\right). \tag{29}$$

Конец алгоритма.

В алгоритме в формулах (14), (25)—(29) используются три функции – S_2, S_3, S_4.

а1. Описание функции $S_2(d, r_1, r_2)$

Функция не использует глобальные переменные.

$$\alpha = \arccos\left(\left(r_1^2 - r_2^2 + d^2\right) / 2r_1 d \right) \tag{30}$$

$$\beta = \arccos\left(\left(r_2^2 - r_1^2 + d^2\right) / 2r_2 d \right) \tag{31}$$

$$S_2 = 0.5((2\alpha - \sin 2\alpha)\cdot r_1^2 + (2\beta - \sin 2\beta)\cdot r_2^2). \tag{32}$$

а2. Описание функции $S_3(v_1, w_1, v_2, w_2, v_3, w_3)$

Функция использует глобальные переменные $r_1, r_2, r_3, x_2, x_3, y_3$.

Сперва определяются длины отрезков: $\forall i\ (i-1) \in Z_3$

$$c_i = \sqrt{(v_i - v_{i+1})^2 + (w_i - w_{i+1})^2}\ . \tag{33}$$

Затем находим площадь треугольника:

$$S_\Delta = \frac{1}{4}\sqrt{(c_1 + c_2 + c_3)(c_1 + c_2 - c_3)(c_1 - c_2 + c_3)(-c_1 + c_2 + c_3)}\ . \tag{34}$$

Следом высчитываем знаки: $\forall i(i-1) \in Z_3, x_1 = y_1 = y_2 = 0$

$$sign(c_i) = sign\left[\begin{pmatrix} (w_i - w_{i+1})v_{i+2} + \\ (v_{i+1} - v_i)w_{i+2} + v_i w_{i+1} - v_{i+1} w_i \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} (w_i - w_{i+1})x_{2i+2} + (v_{i+1} - v_i)y_{2i+2} + \\ + v_i w_{i+1} - v_{i+1} w_i + v_i w_{i+1} - v_{i+1} w_i \end{pmatrix} \right]. \tag{35}$$

Далее считаем площадь сегментов: $\forall i\ (i-1) \in Z_3$

$$S_{сег(i)} = \begin{cases} R_{2i+2}^2 \arcsin {c_i}/{2R_{2i+2}} - {c_i}/{4}\sqrt{4R_{2i+2}^2 - c_i^2},\ если\ sign(c_i) = 1; \\ R_{2i+2}^2\left(\pi - \arcsin {c_i}/{2R_{2i+2}}\right) + {c_i}/{4}\sqrt{4R_{2i+2}^2 - c_i^2},\ если\ sign(c_i) = -1. \end{cases} \tag{36}$$

$$S_3 = S_\Delta + S_{сег1} + S_{сег2} + S_{сег3}. \tag{37}$$

а3. Описание функции $S_4(v_1, w_1, v_2, w_2, v_3, w_3, v_4, w_4, t_1, u_1, r_1, t_2, u_2, r_2, t_3, u_3, r_3)$

Данная функция не использует глобальные переменные.

Определяем длины сторон четырехугольника: $\forall i\ (i-1) \in Z_4$

$$c_i = \sqrt{(v_i - v_{i+1})^2 + (w_i - w_{i+1})^2}\ . \tag{38}$$

Затем находим площадь четырехугольника:

$$S_\square = \frac{1}{4}\sqrt{(c_1 + c_2 + c_3 - c_4)(c_1 + c_2 - c_3 + c_4)(c_1 - c_2 + c_3 + c_4)(-c_1 + c_2 + c_3 + c_4)}\ . \tag{39}$$

Следом высчитываем знаки: $\forall i\ (i-1) \in Z_3$

$$sign(c_i) = sign\left[\begin{pmatrix}(w_i - w_{i+1})v_{i+2} + (v_{i+1} - v_i)w_{i+2} + \\ + v_i w_{i+1} - v_{i+1} w_i\end{pmatrix} \times \begin{pmatrix}(w_i - w_{i+1})t_i + (v_{i+1} - v_i)u_i + \\ + v_i w_{i+1} - v_{i+1} w_i\end{pmatrix}\right]. \quad (40)$$

$$sign(c_4) = sign\left[\begin{pmatrix}(w_4 - w_1)v_2 + (v_1 - v_4)w_2 + \\ + v_4 w_1 - v_1 w_4\end{pmatrix} \times \begin{pmatrix}(w_4 - w_1)t_2 + (v_1 - v_4)u_2 + \\ + v_4 w_1 - v_1 w_4\end{pmatrix}\right]. \quad (41)$$

Далее считаем площадь сегментов: $\forall i \ (i-1) \in Z_3$

$$S_{сег(i)} = \begin{cases} r_i^2 \arcsin {c_i}/{2r_i} - {c_i}/{4}\sqrt{4r_i^2 - c_i^2}, & если\ sign(c_i) = 1; \\ r_i^2\left(\pi - \arcsin {c_i}/{2r_i}\right) + {c_i}/{4}\sqrt{4r_i^2 - c_i^2}, & если\ sign(c_i) = -1. \end{cases} \quad (42)$$

$$S_{сег4} = \begin{cases} r_2^2 \arcsin {c_4}/{2r_2} - {c_4}/{4}\sqrt{4r_2^2 - c_4^2}, & если\ sign(c_4) = 1; \\ r_2^2\left(\pi - \arcsin {c_4}/{2r_2}\right) + {c_4}/{4}\sqrt{4r_2^2 - c_4^2}, & если\ sign(c_4) = -1. \end{cases} \quad (43)$$

$$S_4 = S_{\square} + S_{сег1} + S_{сег2} + S_{сег3} + S_{сег4}. \quad (44)$$

б. Алгоритм В $\left(\boldsymbol{S_{ijk}}, \boldsymbol{x}_2, \boldsymbol{x}_3, \boldsymbol{y}_3\right)$

$$S = \sum_{i=1,2;\, j=3,4;\, k=5,6} (-1)^{i+j+k+1} S_{ijk} \ . \quad (45)$$

в. Алгоритм О $\left(\boldsymbol{S}, \boldsymbol{x}_2, \boldsymbol{x}_3, \boldsymbol{y}_3\right)$

$$S_{max} = \max_{x_2, x_3, y_3 \in R} S \ . \quad (46)$$

Так же определяются значения $x_2^*,\ x_3^*,\ y_3^*$, при которых этот максимум достигается.

3. Особенности реализации алгоритма

Авторы осуществили реализацию данного алгоритма для произвольных значений радиусов на языке программирования Python 3* в виду простоты языка и наличия готовых библиотек для математических вычислений и инструментов оптимизации библиотеки Numpy и функции Scipy.Optimize. Благодаря этому код занимает чуть более 200 строк. Стоит отметить следующие особенности реализации.

Представляется удобным отдельно описать функцию расчета площади сегмента, поскольку она часто используется в других функциях и расчетах.

При вычислении площади пересечения кругов для разнообразных расположений центров колец из-за неидеальной точности машины понадобилось использовать «заглушки», исключающие ошибки, связанные с выходом параметров функций из их ОДЗ (например, тригонометрических функций и взятия квадратного корня).

Реализация алгоритма на практике позволила избавиться от некоторых параметров, которые ранее использовались в описании алгоритма. Это позволяет упростить код, но увеличивает вычислительную нагрузку, что тем не менее не критично при запуске кода даже на обычном ПК.

Отдельного внимания заслуживает использование функций оптимизации, где важное значение имеет стартовая точка работы оптимизатора по причине высокой сложности функции площади в зависимости от координат центров колец, выраженной в наличии нескольких локальных экстремумов. Потому в практической реализации рекомендуется использовать несколько стартовых точек и в качестве итогового результата выбирать тот, который дает максимальную площадь. Особенностью библиотек Numpy является отсутствие функции максимизации, что решается заменой знака и использования функции максимизации. В качестве метода оптимизации использовался дефолтный метод, поскольку испытание других методов дало те же результаты.

Реализация алгоритма позволила испытать его на других наборах радиусов колец. Оказывается, что в отличие от исходной практической задачи, где оптимальное решение единственное, существуют такие конфигурации радиусов, при которых оптимальных расположений может быть несколько. Однако, для любой конфигурации радиусов нашлось оптимальное решение, при котором все излучающие центры располагаются на одной прямой, как и в случае исходной практической задачи. Потому можно утверждать, что подобное расположение является универсальным для решения оптимизационной задачи.

4. Практическое применение полученных результатов

Для задачи оптимизации с заданными радиусами $R_1 = 25,\ R_2 = 10,\ R_3 = 20,\ R_4 = 8,\ R_5 = 12,\ R_6 = 5$ мы получаем следующее расположение центров и колец: $(x_2; x_3;\ y_3) = (5,003;\ 13,285,\ 0)$, $S_{max} = 257,827227$, что составляет 68,97% от площади самого малого кольца. На рис. 1 представлен порядок формирования шаблона для определения рационального варианта пространственного размещения элементов радиоцентра.

Для практического использования, в ситуации, когда расположение радиоцентра заранее известно, рекомендуется произвести следующие действия:

1. Для карты с конкретным масштабом изготавливается шаблон из прозрачного листа пластика, содержащий в себе следующие элементы:

- вырез, соответствующий фигуре пересечения трех колец соответствующего масштаба топографической карты. Если масштаб карты, например, 1:100000, то радиусы окружностей, полагаем равными 25 см и10 см, 20 см и 8 см, 12 см и 5 (см рис. 2);

- три отверстия, соответствующие точкам в той же системе координат, что и вырез (0; 0), (5,003; 0), (13,285; 0). Через эти отверстия впоследствии потребуется поставить отметки на карте рекомендуемых точек размещения элементов радиоцентра;

- при использовании карт различных масштабов потребуется изготовить несколько таких шаблонов, соответствующих каждому масштабу карты.

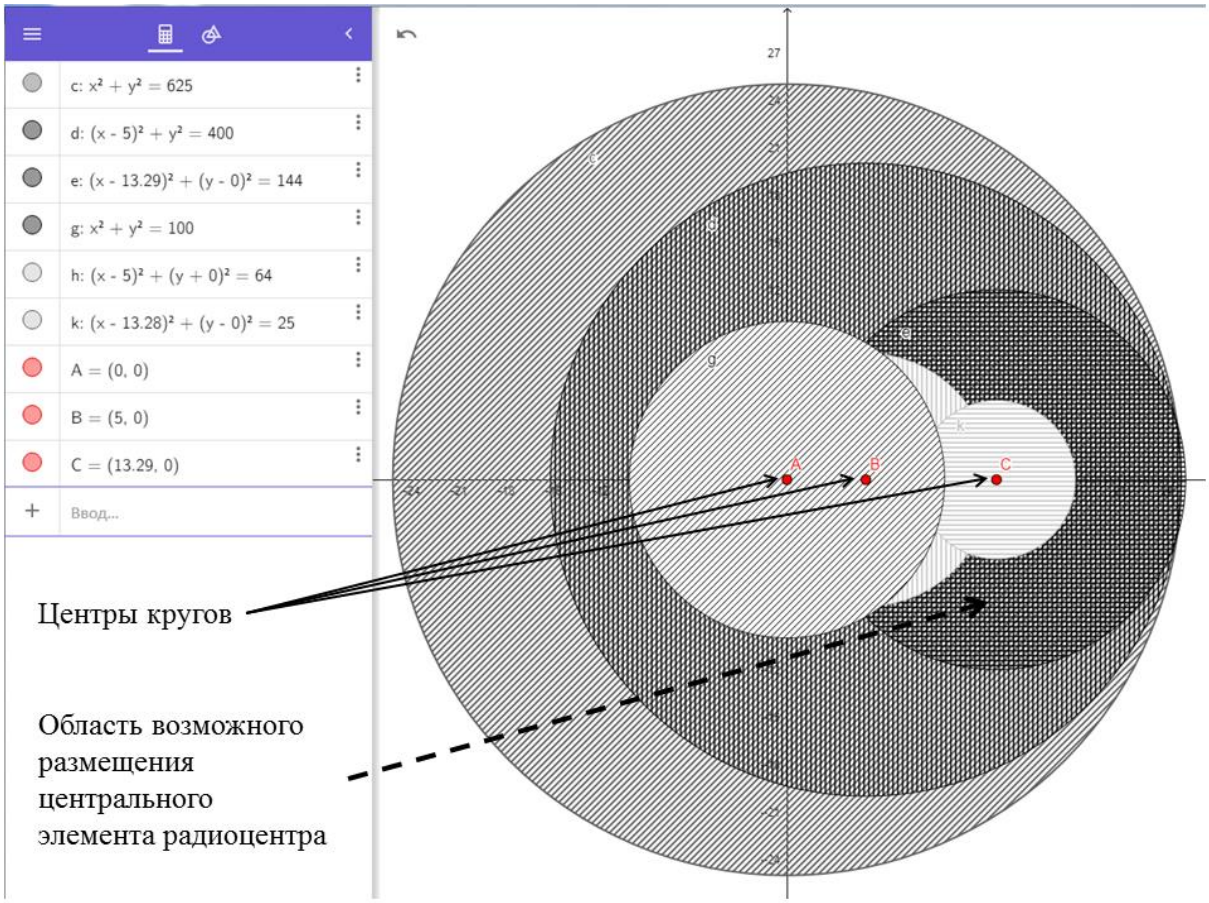


Рис. 1. Формирование шаблона для определения рационального варианта пространственного размещения элементов радиоцентра

2. В точку, соответствующую месту размещения центральной части радиоцентра, устанавливается метка с помощью, например, силовой кнопки-гвоздика типа STAFF.

3. Шаблон, накладывается на карту таким образом, чтобы кнопка, соответствующая точке размещения центрального элемента радиоцентра, попала в вырез шаблона, соответствующий области пересечения трех колец.

4. Перемещаем шаблон по карте с таким расчетом, чтобы кнопка оставалась внутри выреза, до тех пор, пока не будет найдено подходящее место расположения на карте для трех точек размещения удаленных элементов радиоцентра, соответствующих центрам концентрических окружностей на шаблоне. Варьировать их расположение можно с учетом рельефа местности и других практических аспектов планирования размещения элементов радиоцентра на местности.

5. Выбранное положение на карте местности точек предпочтительного размещения удаленных элементов радиоцентра также отмечается кнопками. В результате выбранное расположение элементов радиоцентра соответствует рациональному варианту их пространственного размещения с точки зрения степени неопределенности реального расположения центральной части радиоцентра.

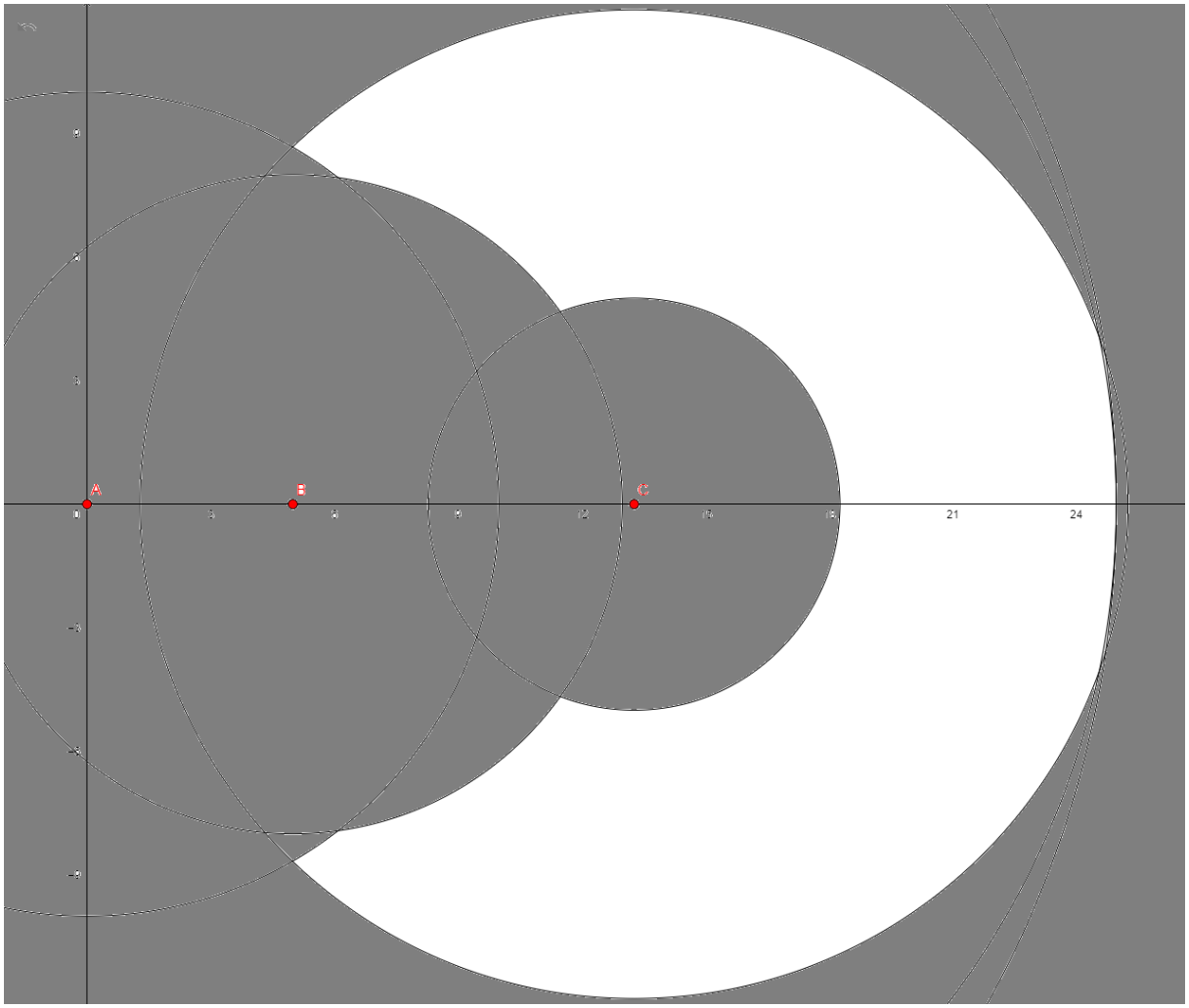


Рис. 2 Макет шаблона для использования на карте

При использовании электронных карт местности, должен быть применен многослойный формат изображений, который позволит реализовать как создание прозрачного слоя с вырезом и точками, который можно перемещать относительно основного слоя с картой.

5. Заключение

Представленные в статье постановка и решение задачи определения рационального варианта взаимного пространственного размещения элементов радиоцентра на местности при заданных интервальных ограничениях на величину удаления радиоизлучающих элементов радиоцентра от его основной части представляют практический интерес при планировании системы радиосвязи. Основные положения по обоснованию рационального варианта доведены до конкретных рекомендаций по выбору относительного размещения вынесенных за пределы основной части элементов радиоцентра. Разработана методика построения шаблона для комплексного определения точек возможного размещения радиоцентра и его элементов на местности.

Представленный подход к обоснованию рационального варианта конфигурации подвижных элементов сети радиосвязи с учетом заданных интервальных ограничений по их взаимному удалению от центрального элемента носит общий характер, что позволяет использовать постановку задачи, заданные ограничения и методику ее решения для широкого класса объектов, включая системы с использованием робототехнических комплексов, управляемых в централизованном и децентрализованном режиме.

6. Благодарности

Статья подготовлена при частичной поддержке гранта РФФИ № 18-29-03061.

Литература

1. Репин В.В., Елиферов В.Г. Процессный подход к управлению. – Изд-во Ман, Иванов и Фербер, 2012. -544 с.
2. Пригожин А.И. Методы развития организаций. -М.: МЦФЭР, 2003. 864 с.
3. Головин С.А., Зацаринный А.А., Козлов С.В. Научно-методические подходы к совершенствованию нормативной базы для создания и развития информационно-телекоммуникационных систем. Системы и средства информатики 2017, Том 27, № 2. с.98-112 http://www.ipiran.ru/journal/ collected/2017_27_02_rus/ DOI: 10.14357/08696527170209
4. Зацаринный А.А., Гаранин А.И., Козлов С.В. Научно-практические аспекты обеспечения надежности информационно-телекоммуникационных сетей. М.: ФИЦ ИУ РАН, 2017.- 248 с.
5. Козлов С.В. Об основных направлениях развития телекоммуникационной основы системы управления с учетом комплексного совершенствования организационных, организационно-технических и технико-технологических процессов в ее жизненном цикле. Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2017, том 1, С. 147-153.
6. Козлов С.В., Чупраков К.Г. О моделировании топологии элементов сети связи. Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2017, том 2, С. 505-513. ISBN 978-5-9907623-7-4
7. Zatsarinny A.A.,Kozlov S.V., Kubankov A.N., Chuprakov K.G. A complex problem of communication network interconnected elements topology optimization. (Scientific Article, Proceedings Paper). Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – Minsk: IEEE, 4-5 July 2018. - INSPEC Accession Number: 18111475 DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8457010
8. Куратовский К., Мостовский К. Теория множеств. Перевод с английского М.И. Кратко, под редакцией А.Д. Тайманова. Издательство МИР. 1970 – 416с.
9. M. P. Fewell, “Area of common overlap of three circles,” Maritime Operations Division, Australian Government, Department of Defense, Tech. Rep. DSTO-TN-0722, Oct. 2006. [Online]. Available at http://dspace.dsto.defence.gov.au/dspace/bitstream/1947/4551/4/DSTO-TN-0722.PR.pdf (accessed Jul 01, 2017)
10. Intersection of 3-circle calculator. [Online]. Available at http://ambrsoft.com/TrigoCalc/Circles3/Intersection.htm (accessed Jul 01, 2017)

References

1. Repin, V.V., and V.G. Eliferov. 2012. Protsessnyy podkhod k upravleniyu [A process approach to managment]. Moscow: Man, Ivanon and Ferber Publisher. 544 p.
2. Prigozhin, A.I. 2003. Metody razvitiya organizatsiy [Organization development methods]. Moscow: ICFED. 864 p.
3. Golovin, S.A., A.A. Zatsarinnyy, and S.V. Kozlov. 2017. Nauchno-metodicheskie podkhody k sovershenstvovaniyu normativnoy bazy dlya sozdaniya i razvitiya informatsionno-telekommunikatsionnykh system [Science and methodical approaches to regulatory base

perfection for creation and development of telecommunication systems]. Sistemy i sredstva informatiki [Systems and Means of Informatics] 27(2):98-112. ISSN: 0869-6527. Available at http://www.ipiran.ru/journal/collected/2017_27_02_rus/ (accessed May 01, 2018). DOI: 10.14357/08696527170209.

4. Zatsarinnyy, A.A., A.I. Garanin, and S.V. Kozlov. 2017. Nauchno-prakticheskie aspekty obespecheniya nadezhnosti informatsionno-telekommunikatsionnykh setey [Science and practice aspects of information and telecommunication network reliability provision]. Moscow: FRC IM RAS. 248 p. ISBN 978-5-91933-072-3.
5. Kozlov, S.V. 2017. Ob osnovnykh napravleniyakh razvitiya telekommunikatsionnoy osnovy sistemy upravleniya s uchetom kompleksnogo sovershenstvovaniya organizatsionnykh, organizatsionno-tekhnicheskikh i tekhniko-tekhnologicheskikh protsessov v ee zhiznennom tsikle [Regarding general directions of control system telecommunication base development in subject to complex perfection organizational, organization-technical and technic-technological processes in its lifecycle]. Sbornik trudov XXIII Mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii «Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz'», Voronezh [Proceedings of the XXIII International scientific and technical conference "Radar, navigation, communication", Voronezh]. Vol 1: 147-153. ISBN 978-5-9907623-6-7.
6. Kozlov, S.V., and K.G. Chuprakov. 2017. O modelirovanii topologii elementov seti svyazi [Regarding modeling of communication network elements topology]. Sbornik trudov XXIII Mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii «Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz'», Voronezh [Proceedings of the XXIII International scientific and technical conference "Radar, navigation, communication", Voronezh]. Vol 2: 505-513. ISBN 978-5-9907623-7-4
7. Zatsarinny A.A.,Kozlov S.V., Kubankov A.N., Chuprakov K.G. A complex problem of communication network interconnected elements topology optimization. (Scientific Article, Proceedings Paper). Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – Minsk: IEEE, 4-5 July 2018. - INSPEC Accession Number: 18111475 DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8457010
8. Kuratovskiy, K., and K. Mostovskiy. 1970. Teoriya mnozhestv. Perevod s angliyskogo M.I. Kratko, pod redaktsiey A.D. Taymanova [Set theory. English translation by M.I. Kratko, edited by A.D. Taymanov]. MIR Publisher. 416 p.
9. M. P. Fewell, “Area of common overlap of three circles,” Maritime Operations Division, Australian Government, Department of Defense, Tech. Rep. DSTO-TN-0722, Oct. 2006. [Online]. Available at http://dspace.dsto.defence.gov.au/dspace/bitstream/1947/4551/4/DSTO-TN-0722.PR.pdf (accessed May 01, 2018).
10. Intersection of 3-circle calculator. [Online]. Available at http://ambrsoft.com/TrigoCalc/Circles3/Intersection.htm (accessed May 01, 2018).

МЕТОДИКА СИСТЕМНОГО АНАЛИЗА ПРОБЛЕМЫ СИНТЕЗА СТРУКТУРЫ И ПАРАМЕТРОВ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ ПО ТРЕБОВАНИЯМ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СКРЫТНОСТИ И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ

А.Ф. Чипига[1], В.А. Цимбал[2], В.П. Пашинцев[1]

[1] ФГАОУ ВО Северо-Кавказский федеральный университет, Ставрополь, Россия.
[2] Филиал Военной академии РВСН им. Петра Великого, г. Серпухов, Россия.

Аннотация. Разработана шестиэтапная методика системного анализа проблемы синтеза структуры и параметров технических средств систем спутниковой связи (ССС), использующих пониженные частоты и пространственно-разнесенный прием, по требованиям энергетической скрытности и помехоустойчивости. Показано, что выполнение требований к энергетической скрытности и помехоустойчивости ССС, определяется, в первую очередь, выбором несущей частоты не выше допустимой, во вторую очередь – выбором структуры разнесенного приема, обеспечивающим допустимую корреляцию замираний, и в последнюю очередь – выбором параметров технических средств и энергетического запаса.

Ключевые слова: спутниковая связь, энергетическая скрытность, помехоустойчивость, системный анализ.

A METHODOLOGY OF SYSTEMIC ANALYSIS FOR THE PROBLEM OF SYNTHESIZING THE STRUCTURE AND PARAMETERS OF TECHNICAL MEANS FOR SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS ACCORDING TO THE REQUIREMENTS FOR ENERGETIC CONCEALMENT AND NOISE IMMUNITY

V.P. Pashintsev[1], V.A. Tsimbal [2], A.F. Chipiga[1]

[1] North-Caucasus Federal University, Stavropol, Russian Federation
[2] Branch of the Military Academy of the Strategic Missile Forces named after Peter the Great, Serpuhov, Russian Federation.

Abstract. According to the requirements for energetic concealment and noise immunity, a six-step method has been developed for conducting a systemic analysis for the problem of synthesizing the structure and parameters of technical means for satellite communication systems (SCS) that use reduced frequencies and spatially diversified reception. It was shown that meeting the requirements for energetic concealment and noise immunity of SCS is achieved primarily by selecting a carrier frequency that is not higher than the allowed value, secondarily — by choosing a structure of diversified reception that can provide tolerable fading correlation, and lastly — by defining the parameters of technical means and energetic reserve.

Keywords: satellite communication, energetic concealment, noise immunity, systemic analysis.

1. Введение

Одной из важнейших проблем совершенствования систем спутниковой связи (ССС) считается повышение помехозащищенности [1]. Она определяется помехоустойчивостью (ПУ) и скрытностью, главной составляющей которой является энергетическая скрытность (ЭСк).

Одним из методов повышения ЭСк ССС при близком размещении приемника радиоразведки является применение пониженной до $f_0 = 30…100$ МГц несущей частоты (при которой трансионосферное распространение радиоволн сопровождается рассеянием на мелкомасштабных неоднородностях ионосферы и появлением глубоких интерференционных быстрых замираний принимаемых сигналов) и пространственно – разнесенного приема сигалов на несколько $(n_A \geq 2)$ антенн [2-9]. Однако понижение несущей частоты ССС (обеспечивающее повышение энергетической скрытности) приводит к понижению фактического отношения сигнал/шум (С/Ш) на входе приемника (ПРМ) (h^2), повышению допустимого отношения С/Ш $(h^2_{\text{доп}\,n})$ и, следовательно, затруднению выполнения условия обеспечения помехоустойчивости не хуже допустимой $(h^2 = h^2_{\text{доп}\,n}\Gamma)$. Это условие можно записать в детализированном виде как [2-4, 6]

$$h^2 = \frac{E_r}{N_0} = \frac{P_r T_s}{k_\text{Б} T_\text{Э}} = \frac{P_t G_t G_r W_0^2 W_\text{п}^2 T_s}{k_\text{Б} T_\text{Э}} = \frac{P_t G_t G_r}{k_\text{Б} T_\text{Э} L_0 L_\text{п} R_\text{Т}} = h^2_{\text{доп}\,n}\Gamma, \qquad (1)$$

где E_r – энергия принимаемого сигнала с мощностью P_r и длительностью T_S; $N_0 = k_\text{Б} T_\text{Э}$ - спектральная плотность мощности шума; $k_\text{Б} = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ (Дж/К°) – постоянная Больцмана; $T_\text{Э}$ - эквивалентная шумовая температура приемной системы (К°); P_t – мощность передаваемого сигнала; G_t и G_r – коэффициенты усиления (КУ) передающей и приемной антенн; $L_0 = 1/W_0^2 = (4\pi z_0 f_0/c)^2$ и $L_\text{п} = 1/W_\text{п}^2$ – потери передачи в свободном пространстве на дальность связи z_0 и потери на поглощение в среде; $R_\text{Т} = 1/T_s$ – техническая скорость передачи, а $\Gamma \geq 1$ - энергетический запас.

Условие обеспечения энергетической скрытности ССС состоит в обеспечении коэффициента энергетической скрытности больше единицы $(\gamma_\text{ЭС} = h^2_{\text{доп р}}/h^2_\text{р} > 1)$. При ведении радиоперехвата (РПХ) это условие можно записать в детализированном виде как [2, 4]

$$\gamma_\text{ЭС} = \frac{h^2_{\text{доп р}}}{h^2_\text{р}} = \frac{1}{F_t^2(\theta_\text{р})} \frac{z_\text{р}^2}{z_0^2} \frac{L_\text{пр}}{L_\text{п}} \frac{G_r}{G_\text{гр}} \frac{T_\text{Эр}}{T_\text{Э}} \frac{h^2_{\text{доп р}}}{h^2_\text{доп}\Gamma} > 1, \qquad (2)$$

где $F_t^2(\theta_\text{р}) \leq 1$ – нормированная диаграмма направленности (ДН) передающей антенны ИСЗ в направлении $\theta_\text{р} \geq 0$ на приемник РПХ; z_0 и $z_\text{р}$ – расстояния от ИСЗ до ПРМ ССС и ПРМ РПХ соответственно; $L_\text{п}$ и $L_\text{пр}$ – потери передачи из-за поглощения в среде при РРВ от ИСЗ до ПРМ ССС и ПРМ РПХ. $G_\text{гр}$ – коэффициенты усиления (КУ) антенны ПРМ РПХ; $T_\text{Эр}$ – эквивалентная шумовая температура приемной системы РПХ.

Ряд параметров, входящих в (1, 2) зависят от выбора несущей частоты: $L_0 = (4\pi z_0 f_0/c)^2$, $L_\text{П}(f_0)$, $T_\text{Э}(f_0)$ и $h^2_{\text{доп}\,n}(f_0)$. Кроме того, в диапазоне $f_0 = 30…100$ МГц

коэффициенты усиления передающей и приемной антенн (директорных или спиральных) $G_{t,r}(f_0)$ длиной $L_{At,r}$ имеют частотную зависимость вида [10] $G_{t,r}(f_0) = (7\ldots15)\,L_{At,r} f_0 / c$.Поэтому условие обеспечения ПУ ССС $h^2 = h^2_{\text{доп}\,n}\Gamma$ можно представить в частотно-зависимом виде как [7]

$$h^2(f_0) = P_t L_{At} L_{Ar} \Big/ z_0^2 L_{\text{П}}(f_0) T_{\text{Э}}\left(f_0\right) R_{\text{Т}} k_{\Sigma} = h^2_{\text{доп}\,n}(f_0)\Gamma, \qquad (3)$$

где k_{Σ} – постоянный коэффициент.

Анализ входящих в (3) частотных зависимостей [10] показывает, что с понижением несущей частоты до $f_0 = 30\ldots100$ МГц потери на поглощение волны в ионосфере $L_{\text{П}}(f_0) \sim N_{\text{Т}} \big/ f_0^2$, шумовая температура внешних помех $T_{\text{Э}}(f_0) \sim 1 \big/ f_0^{2,4}$ и допустимое отношение С/Ш $h^2_{\text{доп}\,n}(f_0) \sim 1 \big/ f_0$ могут существенно возрастать. Поэтому условие обеспечения ПУ низкочастотных ССС может не выполняться при типовых значениях параметров технических средств (мощности передатчика $P_t < 10^2\ldots10^3$ Вт, размеров антенн $L_{At,r} < 10\ldots15$ м , технической скорости передачи $R_{\text{Т}} = 10^5\ldots10^6$ бит/с) и энергетическом запасе радиолинии $(\Gamma = 1\ldots10$ дБ) .

Отсюда следует противоречие: при понижении несущей частоты (до $f_0 \approx 100\ldots30$ МГц) затрудняется выполнение условия обеспечения ПУ $h^2(f_0) = h^2_{\text{доп}\,n}(f_0)\Gamma$ из-за снижения фактического отношения С/Ш $h^2(f_0)$ и для его реализации может понадобиться выбор более высоких параметров технических средств $(P_t, L_{At},\ L_{Ar},\ R_{\text{Т}})$ и/или более сложной структуры разнесенного приема (увеличение числа n_A и пространственного разноса $\Delta\rho_A$ антенн для дополнительного уменьшения $h^2_{\text{доп}\,n}$) для обеспечения требуемой ПУ и энергетической скрытности низкочастотных ССС.

Поскольку поставленная выше практическая проблема относится к классу слабоструктурированных, для ее разрешения необходимо разработать методику системного анализа проблемы синтеза структуры и параметров технических средств ССС по требованиям энергетической скрытности и ПУ при использовании пониженных частот и разнесенного приема. Это и является целью доклада.

2. Методика системного анализа проблемы синтеза структуры и параметров технических средств ССС

Разработанная методика системного анализа состоит из 6 этапов:

На 1 и 2 этапах выявлена слабоструктурированная проблема и поставлена цель: по заданным требованиям к ПУ и энергетической скрытности ССС, использующей пониженные частоты $(f_0 \approx 100\ldots30$ МГц), выбрать параметры технических средств $(P_t, L_{At}, L_{Ar}, R_{\text{Т}})$ и структуру пространственно-разнесенного прием сигналов $(n_A, \Delta\rho_A)$.

На 3 этапе выбраны критерии обеспечения ПУ и энергетической скрытности ССС: $h^2 = h^2_{\text{доп}\,n}\Gamma$, $\gamma_{\text{ЭС}} \geq \gamma_{\text{ЭС доп}}$ (где допустимое значение коэффициента энергетической скрытности $\gamma_{\text{ЭС доп}} > 1$).

На 4 этапе обоснованы следующие альтернативы: 1) выбор параметров технических средств: мощности передатчика (при ограничениях $P_t \leq 10^2$ Вт), размеров антенн L_{At}, L_{Ar} (при $L_{At,r} \leq 10\ldots15$ м), технической скорости передачи (при $R_{\text{Т}} = 10^3\ldots10^6$ бит/с); 2) выбор энергетического запаса ($\Gamma = 1\ldots10$ дБ); 3) выбор числа (n_A) и пространственного разноса ($\Delta\rho_A$) антенн, влияющих на величину $h^2_{\text{доп}\,n}$; 4) выбор пониженной частоты f_0, определяющей допустимые значения частотно-зависимых параметров в (3): $L_{\text{П}}(f_0)$; $T_{\text{Э}}(f_0)$; $h^2_{\text{доп}\,2}(f_0)$.

5 этап. Оценка альтернатив и выбор решения. Основу этапа составляет разработанный способ выбора пониженной частоты и параметров технических средств по требованиям к энергетической скрытности и ПУ ССС.

Суть данного способа состоит в следующем:

1) строится график зависимости $\gamma_{\text{ЭС дБ}} = \psi(f_0)$ коэффициента энергетической скрытности ССС от выбора несущей частоты по известной [5, 8, 9] методике (рис. 1);

2) условие обеспечения энергетической скрытности ССС с учетом ее частотной зависимости принимает вид $\gamma_{\text{ЭС}}(f_0)_{\text{дБ}} \geq \gamma_{\text{ЭС доп}}$, согласно которому по требованиям к допустимой величине $\gamma_{\text{ЭС доп}}$ (например, $\gamma_{\text{ЭС доп}}$=16 дБ) можно определить (см. рис 1а) максимально допустимое значение несущей частоты ($f_{0\,\text{доп}}$) и диапазон частот ($f_0 \leq f_{0\,\text{доп}}$), в котором выполняются требования к энергетической скрытности ($\gamma_{\text{ЭС}} \geq \gamma_{\text{ЭС доп}}$);

3) условие (3) обеспечения ПУ ССС ($h^2 = h^2_{\text{доп}\,n}\Gamma$) можно записать в децибелах как разность

$$h^2_{(\text{дБ})}(f_0) - h^2_{\text{доп}\,n(\text{дБ})}(f_0) = T_{\text{дБ}} - \Pi(f_0)_{\text{дБ}} = \Gamma_{\text{дБ}} \qquad (4)$$

обобщенного технического (T) параметра, не зависящего от несущей частоты, и частотно-зависимого (П) параметра:

$$T = P_t L_{At} L_{Ar} \big/ z_0^2 R_{\text{Т}} k_{\Sigma}; \qquad \Pi(f_0) = L_{\text{П}}(f_0) T_{\text{Э}}(f_0) h^2_{\text{доп}\,n}(f_0). \qquad (5), (6)$$

При этом допустимое отношение С/Ш на входе ПРМ ССС с использованием разнесенного приема сигналов на несколько антенн ($n_A \geq 2$) зависит от требований к ПУ (допустимой вероятности ошибки $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$) параметра райсовских быстрых замираний (БЗ) принимаемого сигнала $\gamma^2_{\text{БЗ}}(f_0)$ и коэффициента корреляции замираний $R_{\text{БЗ}}(f_0, \Delta\rho)$ в антеннах, определяемых выбором частоты (f_0) и разноса антенн ($\Delta\rho = \Delta\rho_A$):

$$h^2_{\text{доп}\,n}(f_0) = \psi\left[P_{\text{ош доп},} \gamma^2_{\text{БЗ}}(f_0), n_A, R_{\text{БЗ}}(f_0, \Delta\rho_A)\right]; \qquad (7)$$

4) построить согласно (6) график зависимости параметра $\Pi_{\text{дБ}}$ от выбора несущей частоты f_0 (рисунок 1б);

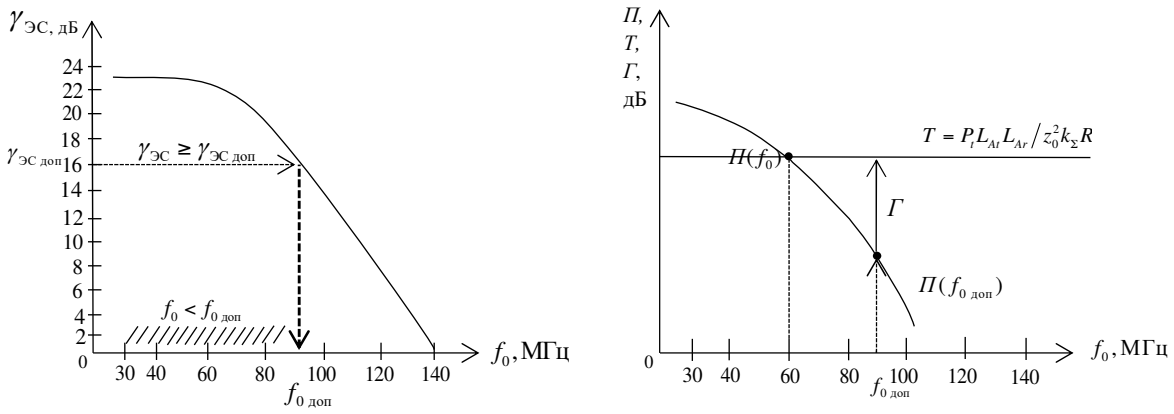
5) для найденного значения допустимого несущей частоты ($f_{0\,\text{доп}}$) и выбранного энергетического запаса (Γ) определить величину допустимого частотно-зависимого параметра $\Pi(f_{0\,\text{доп}})$, а затем – обобщенного технического параметра:

$$T = P_t L_{At} L_{Ar} \big/ z_0^2 R_{\text{Т}} k_{\Sigma}; \qquad (8)$$

6) по величине обобщенного технического параметра T выбираются параметры технических средств $(P_t, L_{At}, L_{Ar}, R_{\text{Т}})$, начиная с выбора длины передающей антенны ИСЗ ($L_{\text{A}t}$) по требованиям к допустимой ширине ДН по уровню нулевого излучения согласно известной методики [8, 9]:

$$\Delta\theta_0(L_{At}) = \psi\left[\gamma_{\text{ЭС}}(f_0, \theta_{\text{р}})_{\text{доп}}\right]. \qquad (9)$$

Анализ рисунка 1 показывает, что усложнение структуры приемной системы ССС за счет увеличения числа разнесенных антенн с двух ($n_A = 2$) до четырех ($n_A = 4$) позволит сдвинуть вверх зависимость $\gamma_{\text{ЭС}\,(4)} = \psi(f_0)$ по сравнению с изображенной на рис. 1а зависимостью $\gamma_{\text{ЭС}} \equiv \gamma_{\text{ЭС}\,(2)} = \psi(f_0)$. Благодаря этому можно увеличить допустимую несущую частоту ($f_{0\,\text{доп}\,(4)} > f_{0\,\text{доп}}$) и уменьшить параметры технических средств $T_{(4)} < T = P_t L_{At} L_{Ar} \big/ z_0^2 R_{\text{Т}} k_{\Sigma}$ при выполнении требований к ПУ ($P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$) и энергетической скрытности ССС ($\gamma_{\text{ЭС доп}} = 16$ дБ). Однако при повышении требований к энергетической скрытности ССС (например, с $\gamma_{\text{ЭС доп}} = 16$ дБ до 25 дБ) применение четырехкратного разнесения ($n_A = 4$) обусловит необходимость понижения допустимой несущей частоты ($f_{0\,\text{доп}}$) и увеличения параметров технических средств ($T = P_t L_{At} L_{Ar} \big/ z_0^2 R_{\text{Т}} k_{\Sigma}$).



а) б)

Рис 1. Выбор пониженной частоты ($f_{0\,\text{доп}}$) и параметров технических средств (T) по требованиям к энергетической скрытности (а) и помехоустойчивости (б) ССС

Отсюда следует, что выполнение требований к энергетической скрытности и помехоустойчивости ССС, использующих пониженные частоты и пространственно-разнесенный прием, определяется, в первую очередь, выбором несущей частоты не выше допустимой ($f_0 \le f_{0\,\text{доп}}$), во вторую очередь – выбором структуры разнесенного приема ($n_A \ge 2;\ \Delta\rho_A$), обеспечивающим допустимую корреляцию замираний $R_{\text{БЗ}}(f_0, \Delta\rho_A) \le R_{\text{БЗ доп}}$, и в последнюю очередь – выбором параметров технических средств ($P_t, L_{At}, L_{Ar}, R_{\text{Т}}$) и энергетического запаса (Γ).

6 этап. Постановка задачи принятия решения (обоснование целевой функции): получение функциональной зависимости выбора пониженной несущей частоты (f_0), структуры пространственно-разнесенного приема сигналов ($n_A, \Delta\rho_A$) и параметров технических средств ($P_t, L_{At}, L_{Ar}, R_{\text{Т}}$) от требований к энергетической скрытности ($\gamma_{\text{ЭС доп}}$) и ПУ ($P_{\text{ош доп}}, \Gamma$) ССС

$$\left\{f_0, n_A, \Delta\rho_A, P_t, L_{At}, L_{Ar}, R_{\text{Т}}\right\} = \psi(\gamma_{\text{ЭС доп}}, P_{\text{ош доп}}, \Gamma). \qquad (10)$$

На основе получения функциональной зависимости открывается возможность разработки структуры построения низкочастотных ССС и принципов их адаптации (по частоте, мощности, скорости передачи) к изменению условий распространения радиоволн.

3. Заключение

Поскольку понижение несущей частоты ССС до $f_0 = 30\ldots100$ МГц (обеспечивающее повышение энергетической скрытности) приводит к понижению помехоустойчивости, возникает практическая проблема выбора параметров технических средств и структуры построения низкочастотных ССС для обеспечения требуемой помехоустойчивости и энергетической скрытности.

Для ее разрешения разработана 6-этапная методика системного анализа, в результате которой обоснована целевая функция (10) получения зависимости выбора пониженной несущей частоты, структуры пространственно-разнесенного приема сигналов и параметров технических средств от требований к энергетической скрытности и помехоустойчивости ССС.

Литература

1. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы. – М.: Вузовская книга, 2007. – 356 с.
2. Chipiga, A.F., Senokosova A.V. Information protection in space communication systems using changes in radio wave propagation conditions// Cosmic Research, 2007, Vol. 45(1), pp. 52-59.
3. Chipiga, A.F., Senokosova A.V. A method to ensure energy security of satellite communication systems// Cosmic Research, 2009, Vol. 47(5), pp. 393-398.
4. Пашинцев, В.П., Чипига, А.Ф., Слюсарев Г.В., Сенокосова А.В. Решение проблемы обеспечения энергетической скрытности в системах спутниковой связи при близком размещении приемника радиоперехвата, *Наукоемкие технологии*, 2012, Т. 13, № 7, С. 35-47.
5. Пашинцев В.П., Цимбал В.А., Чипига А.Ф. Аналитическая зависимость энергетической скрытности спутниковой связи от выбора несущей частоты//Труды 18 Международной

научно-технической конференции «Радиолокация навигация связь», г. Воронеж, 17-19 апреля 2012 г., с. 2113-2120.
6. Чипига, А.Ф., Пашинцев, В.П. Повышение энергетической скрытности систем спутниковой связи при близком размещении приемника радиоперехвата, *Нелинейный мир*, 2013, Т. 11, № 9, С. 659-671.
7. Chipiga A.F., Pashintsev V.P., Tsymbal V.A, Shimanov S. N. Procedure for Calculating the Dependence of the Energy Concealment Factor on Carrier Frequency Selection for Low-Frequency Satellite Communications System // Automatic Control and Computer Sciences, 2016, Vol. 50, No. 6, pp. 408–414.
8. Чипига А.Ф., Пашинцев В.П., Ляхов А.В., Анзин И.В. Зависимость энергетической скрытности низкочастотной системы спутниковой связи от удаления приемника радиообнаружения // Специальная техника , 2017, №3, с.19-26.
9. Chipiga A.F., Pashintsev V.P., Anzin I.V. Energetic Concealment Of Low-Frequency Sattelite Communication System With Arbitrary Recession Of Radiointercepting Receiver // Integrating Research Agendas And Devising Joint Challenges International Multidisciplinary Symposium ICT Research In Russian Federation And Europe. 2018. pp. 237-244.
10. Серков В.П. Распространение радиоволн и антенные устройства. – Л.: ВАС, 1981. – 468с.

REFERENCES

1. Kupriyanov, A.I., Saharov, A.V. Theoretical Foundations Of Electronic Warfare. – Moscow, Book of University Publ., 2007. – 356 p.(In Russian)
2. Chipiga, A.F., Senokosova, A.V. Information Protection In Space Communication Systems Using Changes In Radio Wave Propagation Conditions// Cosmic Research, 2007, Vol. 45(1), pp. 52-59.
3. Chipiga, A.F., Senokosova, A.V. A Method To Ensure Energy Security Of Satellite Communication Systems// Cosmic Research, 2009, Vol. 47(5), pp. 393-398.
4. Pashintsev, V.P., Chipiga, A.F., Slusarev G.V., Senokosova A.V. The Solution To The Problem Of Ensuring Energy Stealth In Satellite Communication Systems With The Close Location Of The Radio Interception Receiver, *Naukoemkie tekhnologii (Science Intensive Technologies)*, 2012, V. 13, № 7, pp. 35-47. (In Russian)
5. Pashintsev, V.P., Tsimbal, V.A., Chipiga, A.F. Analytical Dependence Of The Energy Stealth Satellite Communications From The Choice Of Carrier Frequency //XVIII RLNC, Voronez, 17-19 April 2012, pp. 2113-2120. (In Russian)
6. Chipiga, A.F., Pashintsev, V.P. Elevation The Energy Secrecy Of Satellite Communication Systems In The Case Of Close Location Of The Radio Interception Receiver, *Nelineinyi mir (Nonlinear World)*, 2013, V. 11, № 9, pp. 659-671. (In Russian)
7. Chipiga, A.F., Pashintsev, V.P., Tsymbal, V.A, Shimanov, S. N. Procedure for Calculating the Dependence of the Energy Concealment Factor on Carrier Frequency Selection for Low-Frequency Satellite Communications System // Automatic Control and Computer Sciences, 2016, Vol. 50, No. 6, pp. 408–414.
8. Chipiga, A.F., Pashintsev, V.P., Lyachov A. V., Anzin I.V. The Dependence Of The Energy Stealth Of The Low-Frequency Satellite Communication System On The Removal Of The Radio Detection Receiver // *Spetsial'naya tekhnika*, 2017, №3, pp.19-26. (In Russian)
9. Chipiga A.F., Pashintsev V.P., Anzin I.V. Energetic Concealment Of Low-Frequency Sattelite Communication System With Arbitrary Recession Of Radiointercepting Receiver // Integrating Research Agendas And Devising Joint Challenges International Multidisciplinary Symposium ICT Research In Russian Federation And Europe. 2018. pp. 237-244.
10. Serkov V.P. Radio Wave Propagation And Antenna Devices. – L.: VAS, 1981. – 468 p. (In Russian)

МОДЕЛИРОВАНИЕ АСУ С ДИСКРЕТНЫМ ПИД-РЕГУЛЯТОРОМ И ВЕРОЯТНОСТНЫМ КАНАЛОМ СВЯЗИ С БПЛА

С. В. Куцов [1], С. Ю. Панов [1], А. А. Журавлев [1], М. Н. Ивлиев [2]

[1] Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС ВВА), Воронеж, Россия
[2]Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Воронежский государственный университет инженерных технологий» (ФГБОУ ВО «ВГУИТ»), Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрена математическая модель автоматизированной системы управления (АСУ) с дискретным пропорционально-интегрально-дифференцирующим регулятором (ПИД-регулятором) и вероятностным каналом связи с беспилотным летательным аппаратом (БПЛА). На основе анализа особенностей использования автоматизированных беспилотных летательных аппаратов с применением систем автоматического и полуавтоматического управления смоделирована АСУ с вероятностным каналом передачи информации. Беспилотный летательный аппарат представлен как сложный многофункциональный комплекс. Вероятностным каналом является сетевой канал передачи данных между дискретным регулятором и цифровым датчиком.

Ключевые слова: вероятностный канал связи; беспилотный летательный аппарат; автоматизированное управление, сетевой канал.

SIMULATION OF AN ACS WITH A DISCRETE PID-CONTROLLER AND PROBABILISTIC COMMUNICATION CHANNELS WITH A DRONE

S. V. Kutsov [1], S. Yu. Panov [1], A. A. Zhuravlev [1], M. N. Ivliev [2]

[1]Military educational centre of science the of Air Forces «Air Force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin» (MECS of AF «AFA»), Voronezh, Russia
[2]Voronezh State University of Engineering Technologies (VSUET), Voronezh, Russia

Abstract. A mathematical model of an automated control system (ACS) with a discrete PID-controller and a probabilistic communication channel with a drone is considered. Based on the analysis of the features of the use of automated drone with the use of automatic and semi-automatic control systems, the ACS with a probabilistic information transmission channel is simulated. The drone is presented as a complex multifunctional complex. A probabilistic channel is a network data link between a discrete controller and a digital sensor.

Keywords: probabilistic communication channel; drone; automated control, network channel.

1. Введение

Задачи, решаемые в настоящее время с помощью беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), требуют их полноценного приборного оснащения. Современный БПЛА по уровню технического оснащения зачастую превосходит пилотируемый самолет. Безусловно, успех миссии БПЛА зависит от бесперебойной работы всех бортовых систем. Большое внимание уделяется бортовому комплексу управления, потому, что автономность, независимость от человеческого фактора и устойчивость к внешним воздействиям являются решающими факторами успешности выполнения

миссий БПЛА. Наличие полноценной системы автоматического управления – этим по существу и отличается Беспилотный Летательный Аппарат как сложный многофункциональный комплекс от дистанционно управляемой модели. В журналах «Unmanned systems», издаваемого Международной Ассоциацией Беспилотных Систем (AUVSI), более 60% публикуемой рекламы в той или иной степени относится к системам управления и датчикам движения, потому что любая из подсистем БПЛА (наблюдение, связь, электропитание, энергообеспечение) является производной, заимствованной из смежной отрасли техники, в той или иной степени адаптированной к применению. Если вес полезной нагрузки БПЛА 10-15 килограммов, то, можно установить курсовертикаль весом 1,5-2 килограмма (хотя, более целесообразно было бы взять дополнительно топлива или аппаратуры). А вот для самолета, взлетный вес которого не превосходит 3,5-4 кг, вопрос с весом бортовых систем стоит очень остро. Что же понимается под термином «полноценный автопилот БПЛА»?

В основе работы любой системы автоматического управления лежит цепочка [1]:

- измерение состояния системы;
- сравнение текущего состояния с желаемым;
- выработка воздействия для компенсации отклонения текущего состояния от желаемого.

Большинство беспилотных летательных аппаратов пилотируются вручную, с помощью работающих на радиоканалах пультов дистанционного управления. При таком управлении БПЛА возникает ряд трудностей, связанных с малой дальностью надежной радиосвязи, ограничениями по погодным условиям и подготовкой пилотов.

Данные о превалирующих причинах крушений БПЛА – человеческом факторе, актуализируют задачи по более широкому использованию систем автоматического и полуавтоматического управления.

Беспилотный летательный аппарат это сложный многофункциональный комплекс. В отличие от пилотируемого летательного аппарата, БПЛА необходимы дополнительные элементы системы обеспечения. Кроме самого беспилотного аппарата в многофункциональный комплекс входит рабочее место оператора (расположенное на удалении от зоны работы аппарата), линии передачи данных, программное обеспечение и элементы, необходимые для выполнения целей полета.

Бортовое оборудование БПЛА должно содержать минимальный набор компонентов:

- бортовая цифровая вычислительная машина;
- спутниковая навигационная система (ГЛОНАСС/GPS);
- устройство обмена командной информацией;
- устройства командно-навигационной радиолинии с антенно-фидерным устройством.

В зависимости от поставленных задач полезная нагрузка БПЛА может дополняться различным специальным оборудованием: радиолокационными станциями (РЛС), датчиками экологического, радиационного и химического мониторинга, видеооборудованием и т.д.

Комплекс управления БПЛА представляет собой сложную, многоуровневую структуру, основная задача которой – обеспечить вывод БПЛА в заданный район и выполнение операций в соответствии с полетным заданием, а также обеспечить доставку информации, полученной бортовыми средствами БПЛА, на пункт управления.

Как объект управления беспилотный летательный аппарат представляет собой сложную динамическую систему ввиду наличия большого количества взаимосвязанных параметров и сложных перекрестных взаимодействий между ними. Движение летательного аппарата часто разбивают на простейшие составляющие: движения центра масс (продольное и боковое движение) и угловые движения (движение вокруг оси). Органы управления, создающие управляющие воздействия, можно разделить на две группы:

- органы продольного управления, обеспечивающие движение в продольной плоскости;
- органы управления боковым движением, обеспечивающие необходимый характер изменения углов крена, скольжения и рыскания.

Для обеспечения полной автоматизации управления полетом необходимо четыре канала управления:

- канал управления креном;
- канал управления тангажом;
- канал управления рысканием;
- канал управления двигателем (тяги).

Канал управления двигателем осуществляет регулирование тяги в соответствии с заданной программой полета. Три других канала управления, обеспечивают необходимое угловое положение аппарата в пространстве.

Информация о движении БПЛА поступает в соответствующие каналы, где формируются команды на рычаг управления двигателем, элероны и рули, которые обеспечивают заданное управление полетом. Стабильное управление полетом невозможно без создания качественной системы автоматического управления.

Система управления летательным аппаратом служит для обеспечения полета по заданной траектории путем создания на крыле и оперении потребных аэродинамических сил и моментов [2, 3].

Возможны три типа систем управления – ручная, полуавтоматическая и автоматическая.

В ручной системе управления пилот-оператор, оценивая обстановку, обеспечивает выработку управляющих импульсов и с помощью командных рычагов через пульты управления отклоняет рулевые поверхности, удерживая их в нужном положении.

В полуавтоматической системе управляющие сигналы пилота-оператора преобразуются и усиливаются различного рода автоматами и усилителями, обеспечивая оптимальные характеристики устойчивости и управляемости летательного аппарата.

Автоматические системы обеспечивают полную автоматизацию отдельных этапов полета, освобождая пилота-оператора от непосредственного участия в управлении летательным аппаратом.

2. Математическая модель

Частью операций по автоматическому управлению летательным аппаратом, обеспечению связи, выполнению поставленных задач можно управлять дистанционно.

Одним из перспективных методов осуществления такого автоматического управления является система управления с вероятностными каналами передачи информации и пропорционально-интегрально-дифференцирующим регулятором (ПИД-регулятором).

В настоящее время актуальным является теоретическое исследование по анализу, моделированию и синтезу систем управления с вероятностными каналами передачи информации. К таким системам, в частности, относятся системы, в которых данные передаются по цифровым сетям в виде пакетов. Такие каналы передачи получили название сетевых каналов, а системы – сетевых систем управления. Применение сетевых каналов в системах управления имеет ряд преимуществ: снижение затрат на монтажные работы, конфигурацию системы, простоты диагностики и обслуживания. Однако, использование вероятностного (сетевого) канала передачи приводит и к ряду новых проблем: случайная временная задержка в процессе передачи, вероятная потеря пакета данных, возможность асинхронной работы элементов системы. Не учет этих факторов может привести к потере устойчивости системы управления.

Традиционный подход к синтезу таких систем не позволяет решить эти проблемы. Это связано с тем, что анализ систем управления с вероятностными каналами передачи информации требует использования методов, как теории управления, так и теории связи. Этот факт значительно усложняет анализ, моделирование и синтез таких систем управления [4].

В работе рассмотрен подход к моделированию системы управления с дискретным ПИД-регулятором и вероятностным каналом передачи от цифрового датчика к регулятору, по которому информация может быть передача в течение такта квантования с вероятностью p.

На рисунке 1 представлена упрощенная функциональная схема системы управления БПЛА с вероятностным каналом передачи.

Считанные цифровым датчиком данные выхода объекта регулирования y_k передаются по сетевому каналу на дискретный регулятор. Дискретный регулятор получает эти данные $\tilde{y}_k$ с некоторой вероятностью p в течение такта квантования T_0.

Режим функционирования данной системы можно описать следующим образом:

1. Если в течение такта квантования T_0 данные от цифрового датчика поступают в дискретный регулятор, то они учитываются при выработке регулирующего воздействия.

Если в течение такта квантования T_0 данные от цифрового датчика не поступают в дискретный регулятор, то данные от цифрового датчика будут потеряны, а для выработки регулирующего воздействия в дискретном регуляторе будут использованы предыдущие данные от цифрового датчика.

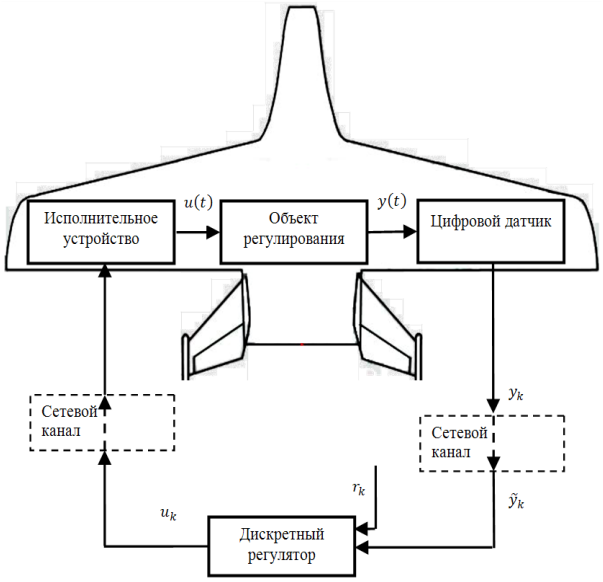


Рис. 1. Система управления БПЛА с вероятностным каналом передачи.

В таком режиме работы для описания системы будут справедливы следующие соотношения:

$$X(t) = A_0 \cdot X(t) + B_0 \cdot u(t) \quad (1)$$

$$y(t) = C \cdot X(t) \quad (2)$$

где $X(t)$ – вектор столбец $(r \times 1)$ переменных состояния объекта регулирования; A_0 – матрица $(r \times r)$ коэффициентов; B_0 – вектор-столбец $(r \times 1)$; C – вектор-строка $(1 \times r)$; r – число переменных состояния объекта регулирования.

В дискретной форме уравнения (1, 2) можно представить следующим образом:

$$X_{k+1} = A \cdot X_k + B \cdot u_k; \quad (3)$$

$$y_k = C \cdot X_k. \quad (4)$$

Переход к дискретному времени осуществлен по формуле [6]:

$$X_{k+1} = e^{A_0 \cdot T_0} \cdot X_k + \int_0^{T_0} e^{A_0 \cdot \tau} \cdot d\tau \cdot B_0 \cdot u_k; \quad (5)$$

где $e^{A_0 \cdot t} = I + (A_0 \cdot t) + \frac{(A_0 \cdot t)^2}{2!} + \frac{(A_0 \cdot t)^3}{3!} + \ldots$ – экспоненциальная матрица.

Введем обозначения:

$$A = e^{A_0 \cdot T_0}; \quad (6)$$

$$B = \int_0^{T_0} e^{A_0 \cdot \tau} \cdot d\tau \cdot B_0; \quad (7)$$

Тогда уравнения для объекта регулирования примут вид (3, 4).

где X_k – вектор столбец $(r \times 1)$ переменных состояния объекта регулирования; A – матрица $(r \times r)$ коэффициентов; B – вектор-столбец $(r \times 1)$; C – вектор-строка $(1 \times r)$.

Будем считать, что дискретный регулятор реализует ПИД-закон регулирования:

$$u_{k+1} = u_k + q_0 \cdot e_{k+1} + q_1 \cdot e_k + q_2 \cdot e_{k-1}; \tag{8}$$

где $e_{k+1} = z_{k+1} - \left[b_k \cdot y_k + (1-b_k)\cdot \varphi_k\right]$; $e_k = z_k - \varphi_k$; $e_{k-1} = z_{k-1} - \varphi_{k-1}$;

$\varphi_{k+1} = b_k \cdot y_k + (1-b_k)\cdot \varphi_k$.;

b_k – случайный параметр, который на каждом такте квантования может принимать следующие значения:

$$b_k = \begin{cases} 1, & \textit{с вероятностью } p; \\ 0, & \textit{с вероятностью } q; \end{cases} \tag{9}$$

$q = 1 - p.$; φ_k – дополнительная переменная состояния системы.

Если передача данных за такт квантования T_0 произошла (канал «открыт»), то $b_k = 1$; если передача данных за такт квантования T_0 не произошла (канал «закрыт»), т.е. имеется потеря пакета, то $b_k = 0$.

Введем в рассмотрение обобщенный вектор:

$$\xi_k = \begin{bmatrix} X_k \\ u_k \\ \varphi_k \\ \varphi_{k-1} \end{bmatrix}.$$

Тогда в векторно-матричном виде уравнение, описывающее поведение рассматриваемой системы, примет вид:

$$\begin{bmatrix} X_{k+1} \\ u_{k+1} \\ \varphi_{k+1} \\ \varphi_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B & \widetilde{O} & \widetilde{O} \\ -q_0 \cdot b_k \cdot C & 1 & -\left[q_0 \cdot (1-b_k) + q_1\right] & -q_2 \\ b_k \cdot C & 0 & (1-b_k) & 0 \\ \overline{O} & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_k \\ u_k \\ \varphi_k \\ \varphi_{k-1} \end{bmatrix} + \\ + \begin{bmatrix} \widetilde{O} & \widetilde{O} & \widetilde{O} \\ q_0 & q_1 & q_2 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_{k+1} \\ z_k \\ z_{k-1} \end{bmatrix}; \tag{10}$$

где $\overline{O}$ – вектор-строка $(1 \times r)$ с нулевыми элементами; $\widetilde{O}$ – вектор-столбец $(r \times 1)$ с нулевыми элементами.

$$\xi_{k+1} = H(b_k) \cdot \xi_k + D \cdot Z_{k+1}; \tag{11}$$

где:

$$H(b_k)=\begin{bmatrix} A & B & \widetilde{O} & \widetilde{O} \\ -q_0\cdot b_k\cdot C & 1 & -\left[q_0\cdot(1-b_k)+q_1\right] & -q_2 \\ b_k\cdot C & 0 & (1-b_k) & 0 \\ \overline{O} & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad (12)$$

$$D=\begin{bmatrix} \widetilde{O} & \widetilde{O} & \widetilde{O} \\ q_0 & q_1 & q_2 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (13)$$

$$Z=\begin{bmatrix} z_k \\ z_{k-1} \\ z_{k-2} \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Полученные дискретные уравнения описывают динамику рассматриваемой системы [5].

3. Заключение

Изложенная выше аналитическая информация и результаты физико-математического моделирования свидетельствуют, что без полноценного бортового и дистанционного комплекса управления, оснащенного профессиональной системой автоматического управления, невозможно построение современных систем БПЛА, которые могут решать широкий спектр боевых задач безопасно, оперативно, в любых погодных условиях, с минимальными издержками.

Таким образом, выявлена необходимость в моделировании систем дистанционного автоматического управления, проведен анализ и сформулирована математическая модель сетевых систем управления с ПИД-регулятором и передачей информации по вероятностным каналам. Проведенные исследования и результаты расчетов показали целесообразность и возможность применения данного подхода к синтезу и анализу систем управления подобного вида.

Литература

1. Салычев О.С. Автопилот БПЛА с Инерциальной Интегрированной Системой – основа безопасной эксплуатации беспилотных комплексов / О.С. Салычев. – М.: изд. ООО «ТеКнол», 2015. – 9 с.
2. Боднер В.А. Системы управления летательными аппаратами / В.А. Боднер. – М.: Машиностроение, 1973. 506 с.
3. Российский сайт, посвященный беспилотной авиации, [Электронный ресурс], Федутинов Д. Режим доступа: http://www.uav.ru/, свободный.
4. Абрамов Г.В. Моделирование сетевых систем управления с передачей информации по каналу множественного доступа с учетом зависимости потоков квантования / Г.В. Абрамов, А.Е. Емельянов, М.Н. Ивлиев // Системы управления и информационные технологии. 2008. Т. 31. № 1. С. 4-7.

5. Куцов С.В. Система автоматического управления БПЛА с вероятностными каналами передачи информации / С.В. Куцов, М.Н. Ивлиев, А.Е. Емельянов // Сборник научных статей по материалам VII Международной научно-технической конференции «Современное состояние и перспективы развития систем связи и радиотехнического обеспечения в управлении авиацией. VII научные чтения имени А.С. Попова» / Воронеж. ВУНЦ ВВС ВВА, 2018. – 440 с. – С. 206-211.

REFERENCES

1. Salychev O. S. The Autopilot of the UAV with an Inertial Integrated System is the basis for the safe operation of unmanned systems / O. S. Salychev. - M.: ed. LLC Teknol, 2015. - 9 p.
2. Bodner V.A. Systems of control of aircraft / V. A. Bodner. - Moscow: Mechanical Engineering, 1973. 506 p.
3. Russian site dedicated to unmanned aircraft, [Electronic resource], D. Fedutinov access Mode: http://www.uav.ru/, free.
4. Abramov G. V. Modeling of network control systems with information transmission through the multiple access channel taking into account the dependence of quantization flows / G. V. Abramov, A. E. Emelyanov, M. N. Ivliev / / control Systems and information technologies. 2008. Vol. 31. No. 1. P. 4-7.
5. Kutsov S. V. Automatic control system of UAV with probabilistic channels of information transmission / S. V. Kutsov, M. N. Ivliev, A. E. Emelyanov / Collection of scientific articles on the materials of the VII International scientific and technical conference «The Current state and prospects of development of communication systems and radio engineering in aviation management. VII scientific readings named after A. S. Popov» / Voronezh. VUNTS VVS VVA, 2018. - 440 p. - P. 206-211.

МОДЕЛЬ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЦЕЛЕВЫХ КОМПЬЮТЕРНЫХ АТАК НА КИБЕРФИЗИЧЕСКУЮ СИСТЕМУ

Т.В. Белякова, О.С. Лаута, Е.А. Хохлачева

Военная академия связи им. С.М.Буденного, г. Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье рассматривается подход позволяющий определить вероятностно-временные характеристики,целевой компьютерной атаки направленной на киберфизические системы. Для этогов статье предлагается использовать метод топологического преобразования стохастических сетей и построить профильную модель таргетированной компьютерной атаки.

Ключевые слова: модель вероятностно-временные характеристики; целевые компьютерные атаки; метод топологического преобразования стохастических сетей.

MODEL OF EXPOSURE TO TARGET COMPUTER ATTACKS ON CYBERPHYSICAL SYSTEM

T.V. Belyakova, O.S. Lauta, E.A. Hohlacheva

Military Academy of Communications (MAC), St. Petersburg, Russia

Abstract. The article discusses an approach to determine the probability-time characteristics of a targeted computer attack aimed at cyber-physical systems. For this, the article proposes to use the method of topological transformation of stochastic networks and build a profile model of a targeted computer attack.

Keywords: model of probabilistic-temporal characteristics; targeted computer attacks; method of topological transformation of stochastic networks.

1. Введение

Основной тенденцией последних лет называют смещение акцента с массовых атак на таргетированные, или целевые, которые заранее спланируют действия противник конкретной государственной или негосударственной структуры. Целевая атака всегда строится под объект воздействия, являясь продуманной операцией, а не простым техническим действием. [6]

Целевая компьютерная атака (ЦКА) на элемент киберфизических систем (КФС) реализуется в виде проведения комплекса мероприятий по изучению информационной системы и программного обеспечения. На основе этого выявляются слабые места в структуре КФС. Разрабатывается техника скрытого внедрения и обхода стандартных средств защиты информации, осуществляется закрепление внутри инфраструктуры, распространяется и выполняется вредоносное действие.

Таргетированная кибернетическая атака обладает вероятностно-временными характеристиками (ВВХ), определение их позволит оценить степень их опасности, выбрать и реализовать меры защиты. Для исследования и определения ВВХ ЦКА необходимы модели. С этой целью предлагается использовать профильные модели ЦКА и метод топологического преобразования стохастических сетей (ТПСС)[4,5].

Сущность метода ТПСС состоит в представлении анализируемого процесса в виде стохастической сети, замене множества элементарных ветвей сети одной эквивалентной

и последующим определением эквивалентной функции сети, начальных моментов и функции распределения случайного времени ее реализации, т. е. реализации анализируемого процесса.

2. Основная часть.

С целью определения ВВХ с использованием ТПСС на первом этапе необходимо произвести четкое разложение процесса функционирования на несколько физических процессов, т. е. построить профильную модель.

Профильная модель ЦКА.

Модель разрабатывается для условий, когда нарушитель реализует атаку в первый раз. Сеть содержит n элементов. Для выявления потенциально слабых мест осуществляется сбор информации за среднее время $\overline{t_{\text{сбор}}}$ при функции распределения времени $O(t)$ с помощью следующих приемов: социальная инженерия – прием, при котороmза среднее время $\overline{t_{\text{с.и.}}}$с функцией распределения времени $Q(t)$; инсайд – прием, при котороmза среднее время $\overline{t_{\text{инс}}}$ с функцией распределения времени $W(t)$ от людей получают достаточно большой объем информации для подготовки и выбора вектора атаки; несанкционированный доступ коткрытым источникаминформации за среднее время $\overline{t_{\text{ист}}}$ с функцией распределения времени $R(t)$.

Затем нарушитель разрабатывает набор инструментов воздействия за среднее время $\overline{t_{\text{инст}}}$ с функцией распределения времени $A(t)$, который определяется следующим образом.

1. Набор новых инструментов за среднее время $\overline{t_{\text{нов}}}$ с функцией распределения времени $X(t)$.

2. Выбор из готовых инструментов (видов воздействия) за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени $Y(t)$ трех компонентов: командный центр, обеспечивающий передачу команд подконтрольным, вредоносным модулям за среднее время $\overline{t_{\text{ком}}}$ с функцией распределения времени $Y1(t)$; выбор вариантов проникновения за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени $Y2(t)$; вредоносная модель тело вируса Payload в целевой атаке за среднее время $\overline{t_{\text{загр}}}$ с функцией распределения времени $Y3(t)$ загружается на инфицированный устройство, состоящий из нескольких функциональных дополнительных модулей.

Опираясь на собранную информацию, нарушитель приступает к созданию стенда воздействия ЦКА за среднее время $\overline{t_{\text{стенд}}}$ с функцией распределения времени $U(t)$, применяя идентичные версии эксплуатируемого программного обеспечения. Отрабатываются следующие этапы: выбор способов воздействия скрытого внедрения за среднее время $\overline{t_{\text{внед}}}$ с функцией распределения времени $U1(t)$; обход стандартных средств защиты информации за среднее время $\overline{t_{\text{обход}}}$ с функцией распределения времени $U2(t)$. Далее разрабатывает стратегия воздействия за среднее время $\overline{t_{\text{страт}}}$ с функцией распределения времени $A1(t)$.

После выбора способа воздействия решается задача позволяющая осуществить обход стандартных средств защиты за среднее время $\overline{t_{\text{станд}}}$ с функцией распределения времени $I(t)$. Применяет следующие приемы: обфускация кода за среднее время $\overline{t_{\text{обфус}}}$ с функцией распределения времени $D(t)$, шифрование части кода от детектирующих механизмов за среднее время $\overline{t_{\text{шиф}}}$ с функцией распределения времени $G(t)$; инжектирование процесса динамическое внедрение собственного кода в чужой процесс за среднее время $\overline{t_{\text{инж}}}$ с функцией распределения времени $R(t)$; Mimikatz извлечение аунтификационных данных в систему пользователя в открытом виде за среднее время $\overline{t_{mim}}$ с функцией распределения времени Z(t).

Далее нарушитель приводит изменение штатной логики работы ПО, используя эксплуатационные уязвимости за среднее время $\overline{t_{\text{уязв}}}$ с функцией распределения времени $X1(t)$ по средствам внедрения кода в уже запущенную ОС или программу, с помощью: известных уязвимостей за среднее время $\overline{t_{\text{изв}}}$ с функцией распределения времени $C(t)$; неизвестных или уязвимостей нулевого за среднее время $\overline{t_{\text{неизв}}}$ с функцией распределения времени $D1(t)$. Для гарантированных воздействий применяется комбинирование техники атаки за среднее время $\overline{t_{\text{комб}}}$ с функцией распределения времени $B(t)$, такие как: утилиты за среднее время $\overline{t_{\text{утилит}}}$ с функцией распределения времени $N(t)$; механизмы эксплуатации уязвимостей нулевого дня за среднее время $\overline{t_{\text{экс}}}$ с функцией распределения времени $M(t)$; вредоносное программное обеспечение специально созданную под конкретную цель за среднее время $\overline{t_{\text{вред}}}$ с функцией распределения времени $O1(t)$.

После изменения штатной логики работы ПО нарушитель принимает решение по инвентаризации сети за среднее время $\overline{t_{\text{инв}}}$ с функцией распределения времени $Q1(t)$, а также осуществляет закрепление внутри инфраструктуры за среднее время $\overline{t_{\text{закр}}}$ с функцией распределения времени $W1(t)$ и распространение вредоносного модуля за среднее время $\overline{t_{\text{расп}}}$ с функцией распределения времени $A2(t)$. Закрепление осуществляется по следующим этапом: Duqu2.0 за среднее время $\overline{t_{duqu}}$ с функцией распределения времени $R2(t)$ и Carbanakза среднее время $\overline{t_{carb}}$ с функцией распределения времени $W2(t)$).

В заключении нарушитель производит поиск ключевой информациииза среднее время $\overline{t_{\text{поиск}}}$ с функцией распределения времени $C1(t)$ и выполняет вредоносное действие за среднее время $\overline{t_{\text{вред}}}$ с функцией распределения времени I1(t), такие атаки как: хищениеключевой информации за среднее время $\overline{t_{\text{хищ}}}$ с функцией распределения времени D2(t); получение информации, содержащей конфиденциальные данные за среднее время $\overline{t_{\text{получ}}}$ с функцией распределения времени $G1(t)$; изменение данных за среднее время $\overline{t_{\text{измен}}}$ с функцией распределения времени $J1(t)$.

После первой успешной реализации для уменьшения времени ТКА нарушитель оставляет файл возврата за среднее время $\overline{t_{возвр}}$ с функцией распределения времени $B2(t)$ для дальнейшей реализации атак с этапа выполнения вредоносного действия.[3,4]

Математическая модель

В результате представления анализируемого процесса в виде стохастической сети получилось сложная стохастическая сеть. Для определения ВВХ необходимо разбить её на простые сети. Каждая простая стохастическая сеть будет соответствовать каждому этапу ЦКА. Порядок определения ВВХ простых сетей подробно описан в [1, 2].

После определения ВВХ каждого этапа определяется ВВХ всей ЦКА, профильная модель которой имеет следующий вид: с вероятностью P_I осуществляется подготовительный этап за среднее время $t_{подг}$ с функцией распределения $O(t)$; с вероятностью P_{II} осуществляется этап проникновенияза среднее время $t_{проник}$ с функцией распределения $A(t)$; с вероятностью P_{III} осуществляется этап распространения за среднее время $t_{расп}$ с функцией распределения $U(t)$;с вероятностью P_{IV} осуществляется этап достижения цели за среднее время $t_{п.п.}$ с функцией распределения $A1(t)$. Результаты расчетов ВВХ представлены на рисунке 1. В качестве исходных данных используются следующие значения:

$\overline{t_{под}}$ =30 мин; $\overline{t_{проник}}$ = 48 мин; $\overline{t_{расп}}$ =8 мин; $\overline{t_{д.ц.}}$ =25 мин; $\overline{t_{пов}}$ =1 мин;

$P_I = 0{,}1 \dots 0{,}9; P_{II} = 0{,}1 \dots 0{,}9; P_{III} = 0{,}1 \dots 0{,}9; P_{IX} = 0{,}1 \dots 0{,}9$

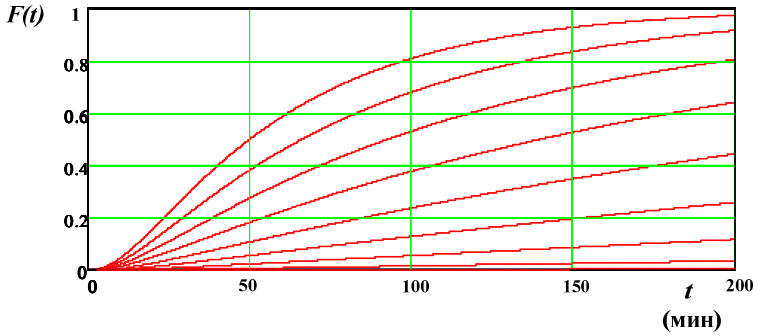


Рис.1. Зависимость интегральной функции распределения вероятности от времени реализации ЦКА

3. Заключение.

Выводы: представление ЦКА в виде профильной модели и использование метода ТПСС позволяет определить ВВХ ЦКА, что, в свою очередь, позволило обосновать исходные данные для разработанной методики. Предполагаемая методика оценки устойчивости КФС позволяет оценивать устойчивость КФС в условиях информационного противоборства (в мирное время и в период непосредственной угрозы начала агрессии) при воздействии ЦКА на КФС. Результаты оценки позволят обосновать требования к топологии КФС.

Литература

1. Коцыняк М.А., Муртазин И.Р. Кибернетическая устойчивость MESH сетей. // Книга, 2018. Нейрокомпьютеры и их применение XVI Всероссийская научная конференция: тезисы докладов. – С. 102-103.
2. Ковайкин Ю.В., Бесков А.В., Лебедев П.В. Совершенствование системы управления сети передачи данных путем защиты конфигурационного трафика. // Книга, 2018. Нейрокомпьютеры и их применение XVI Всероссийская научная конференция: тезисы докладов. – С. 112-113.
3. Лаута О.С., Нечепуренко А.П., Муртазин И.Р., Суетин А.И. Модели интеллектуальных воздействий. // Сборник, 2017. Информационная безопасность регионов России. – С. 144-145.
4. Иванов Д.А., Коцыняк М.А., Лаута О.С., Муртазин И.Р. Методика кибернетической устойчивости в условиях воздействия таргетированных кибернетических атак. // Сборник научных статей в 4 томах, 2018. Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2018). VII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция. – С. 343-346.
5. Елисеев А.И., Долгов А.А., Хорохорин М.А., Лаута О.С., Набатов К.А. Обеспечение живучести информационных систем (часть 3.Методы обеспечения и повышения живучести). Вестник Воронежского института ФСИН России. 2013. №1. С.91-94.

References

1. Kotsynyak M.A., Murtazin I. R. Cybernetic stability of MESH networks. // Book, 2018. Neurocomputers and their applications. XVI All-Russian Scientific Conference: Abstracts. - p. 102-103.
2. Kovaikin Yu.V., Beskov A.V., Lebedev P.V. Improving the data network management system by protecting configuration traffic. // Book, 2018. Neurocomputers and their applications. XVI All-Russian Scientific Conference: Abstracts. - p. 112-113.
3. Lauta O.S., Nechepurenko A.P., Murtazin I.R., Suetin A.I. Models of intellectual influences. // Collection, 2017. Information security of Russian regions. - p. 144-145.
4. Ivanov D.A., Kotsynyak M.A., Lauta O.S., Murtazin I.R. Methods of cyber resistance in terms of the impact of targeted cyber-attacks. // Collection of scientific articles in 4 volumes, 2018. Actual problems of information and telecommunications in science and education (APINO 2018). VII International Scientific-Technical and Scientific-Methodical Conference. - p. 343-346.
5. Eliseev A. I., Dolgov A. A., Khorokhorin M. A., Lauta O. S., Nabatov K. A. Ensuring the survivability of information systems (part 3.Methods to ensure and improve survivability). Bulletin of Voronezh Institute of FSIN of Russia. 2013. No. 1. P. 91-94.

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ

Ю.С. Ионенков

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

Аннотация. Настоящая статья посвящена особенностям оценки эффективности мультисервисных сетей связи. Представлены основные подходы к выбору показателей эффективности и обоснован их типовой набор для оценки эффективности мультисервисной сети. Изложена методика оценки эффективности мультисервисных сетей связи. Отмечено существенное влияние организационных факторов на эффективность мультисервисных сетей.

Ключевые слова: эффективность; показатель; критерий; мультисервисная сеть связи; устойчивость.

SOME ISSUES OF ASSESSING EFFECTIVENESS OF MULTISERVICE COMMUNICATION NETWORKS

Y.S. Ionenkov

Federal 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 features of evaluating the effectiveness of multiservice communication networks. The main approaches to the selection of performance indicators and their typical set for assessing the effectiveness of multiservice network are presented. The method of estimation of efficiency of multiservice communication networks is stated. The significant impact of organizational factors on the efficiency of multiservice networks is noted.

Keywords: efficiency; performance; criteria; multiservice communication network; stability.

1. Введение

Для современного этапа развития характерен переход от индустриального к информационному обществу, для которого характерно предоставление возрастающего объема информационных услуг высокого уровня. Углубление информатизации общества обуславливает необходимость создания и постоянного совершенствования систем хранения, распространения, обработки, использования и обеспечения безопасности информации. К настоящему времени в интересах различных ведомств разработано и разрабатывается значительное количество автоматизированных и информационных систем специального назначения. Большинство из этих систем является территориально распределенными, что обуславливает необходимость создания эффективной системы распространения информации (телекоммуникационной подсистемы) для обеспечения их функционирования.

Одним из наиболее перспективных направлений развития телекоммуникационной подсистемы является построение мультисервисных сетей. Основная задача

мультисервисных сетей связи заключается в обеспечении сосуществования и взаимодействия разнородных коммуникационных подсистем в единой транспортной среде, когда для передачи обычного трафика (данных) и трафика реального времени (речи и видео) используется единая инфраструктура.

С учетом того, что мультисервисные сети представляют собой сложные системы, которые функционируют в течение длительного периода времени и требуют больших организационных и материальных затрат на их создание и эксплуатацию, возникает задача оценки их эффективности. При этом на стадиях замысла и разработки сетей на основе оценки их эффективности осуществляется выбор лучшего из множества вариантов системотехнических решений с учетом ряда факторов (сроки разработки, множество технологий и технических средств, возможности разработчиков и т.д.). На стадиях производства, применения и поддержки применения производится оценка качества сетей с целью обоснования рекомендаций по их совершенствованию и модернизации.

Таким образом, представляется необходимой создание методологической базы количественной оценки эффективности мультисервисных сетей связи, которая в существующей научно-технической литературе представлена недостаточно.

В настоящей статье рассматриваются основные особенности оценки эффективности мультисервисных сетей связи, обосновывается типовой набор показателей для оценки их эффективности, а также разработаны предложения по методике расчета обобщенных показателей эффективности систем.

2. Общие подходы к оценке эффективности мультисервисных сетей связи

Под эффективностью системы понимается степень достижения целей, поставленных при ее создании [1].

Критерий эффективности системы определяют на множестве показателей. Под показателем понимается характеристика, описываемая количественно и позволяющая оценить свойство этой системы с какой-либо одной стороны [2].

При исследовании сложных многоуровневых систем, какими являются мультисервисные сети, важным фактором, затрудняющим оперативное принятие решений, касающихся оценки эффективности, является большой объем числовых данных, поскольку показатель эффективности может быть вычислен для каждой подсистемы и каждого элемента в каждой подсистеме. С целью снижения информационной перегрузки необходимо предложить лицу, принимающему решение (ЛПР), некий обобщенный показатель, который характеризовал бы эффективность всей сети в целом.

Одной из важных задач является выбор и обоснование номенклатуры показателей системы с точки зрения их влияния на эффективность решения стоящих перед системой задач.

Выбор показателей целесообразно осуществлять исходя из следующих соображений:

- соответствие показателей целям разработки и назначению системы;

- измеримость с помощью существующих физических (объективных) величин;

- выбор оптимального числа показателей, так как при их малом числе не в полной мере учитываются целевые функции системы, а с ростом числа показателей возрастает трудоемкость оценки;

- показатели эффективности должны учитывать требования, регламентируемые действующими нормативно-техническими документами в систем связи ИТКС.

Для формирования перечня обобщенных и частных показателей эффективности мультисервисных сетей связи в качестве основы будем использовать общепринятые требования к связи и системе связи, а также следующие нормативные документы [3,4]:

- ГОСТ Р 53111-2008 Устойчивость функционирования сети связи общего пользования. Требования и методы проверки;

- «Требования к организационно-техническому обеспечению функционирования сети связи общего пользования». – Приказ Министерства информационных технологий и связи Российской Федерации № 113 от 27.09.2007 г.

В соответствии с [5] к связи предъявляются требования по своевременности, достоверности и безопасности, а к системе связи - по устойчивости, боевой готовности, мобильности, пропускной способности, разведзащищенности, доступности и управляемости.

В ГОСТ Р 53111-2008 приведены показатели устойчивости сети связи, а также методы их расчета. Приказ Министерства информационных технологий и связи Российской Федерации № 113 от 27.09.2007 г. определяет технические нормы на показатели функционирования сетей телефонной сети связи, технические нормы на показатели функционирования телеграфной сети связи, технические нормы на показатели функционирования сетей передачи данных, включая требования по своевременности и достоверности, а также технические нормы на показатели надежности сетей связи.

Из указанных выше документов выбраны показатели, наиболее полно характеризующие мультисервисные сети связи.

Кроме того, как показывает опыт создания информационно-телекоммуникационных систем, эффективность применения мультисервисных сетей связи во многом зависит от организационного показателя, под которым понимается уровень нормативного обеспечения, уровень развития системы обеспечения эксплуатации сети, профессионализм обслуживающего персонала, его желание осваивать новые технологии и т.д.

Исходя из этого, могут быть предложены следующие обобщенные показатели эффективности мультисервисных сетей связи:

- устойчивость;

- своевременность;

- достоверность;

- информационная безопасность;

- организационный показатель.

В качестве показателей устойчивости используются: надежность, характеризуемая коэффициентом готовности, средним временем наработки на отказ и средним временем восстановления; вероятность безотказной работы; живучесть, показателями которой являются коэффициент оперативной готовности каналов электросвязи и вероятность выживания узлов связи в условиях дестабилизирующих воздействий; помехоустойчивость (с учетом наличия в составе сети спутниковых, радиорелейных и тропосферных линий связи), определяемая вероятностью безотказной работы в условиях помех.

В качестве показателей своевременности применяются: вероятность передачи сообщений за время, не превышающее допустимого; среднее время доведения информации; средняя задержка передачи пакетов информации и отклонение от среднего значения задержки передачи пакетов информации.

В качестве показателей достоверности принимаются: коэффициент потери пакетов информации; коэффициент ошибок в пакетах информации; коэффициент информационного технического использования.

В качестве показателей информационной безопасности используются: вероятность сохранения конфиденциальности информации в течение заданного периода; время вскрытия информации; вероятность навязывания ложного сообщения [5].

В качестве характеристик организационного показателя могут быть применены: развитие нормативного обеспечения; наличие, достаточность и укомплектованность эксплуатирующих подразделений специалистами; профессиональная подготовка персонала, морально-психологический фактор, характеризующий желание персонала осваивать новые технологии.

Возможный вариант показателей эффективности мультисервисных сетей связи представлен в таблице 1.

3. Модели показателей эффективности мультисервисных сетей

Для расчета интегрального показателя эффективности мультисервисных сетей связи используется математическое выражение в виде средневзвешенной суммы обобщенных показателей эффективности их отдельных сторон (факторов):

$$Э_{инт.} = \alpha_1 Э_{2.} + \alpha_2 Э_{2.} + \alpha_3 Э_{3.} + \alpha_4 Э_{4.} + \ldots. + \alpha_n Э_{n.}, \quad (1)$$

где α_i и $Э_i$ – весовые коэффициенты и показатели эффективности обобщенных показателей.

Обобщенные показатели эффективности для устойчивости, своевременности, достоверности и организации определяются путем аддитивной свертки частных показателей K_{ji}, выбранных для каждого обобщенного показателя:

$$Э_i = \sum_{j=1}^{n_i} \alpha_{ji} \cdot K_{ji}, \quad (2)$$

где $Э_i$ - показатель эффективности i-го фактора;

n_i – число показателей i-го фактора;

Таблица 1 – Показатели эффективности мультисервисных сетей связи (вариант)

Обобщенные показатели	Частные показатели
Устойчивость	• Надежность: - коэффициент готовности; - среднее время наработки на отказ; -среднее время восстановления. • Живучесть: - коэффициент оперативной готовности; - вероятность выживания УС. • Помехоустойчивость – вероятность безотказной работы в условиях помех.
Своевременность	• Вероятность передачи сообщений за время меньшее Тдоп. • Среднее время доведения информации • Средняя задержка передачи пакетов информации • Отклонение от среднего значения задержки передачи пакетов информации
Достоверность	• Коэффициент потери пакетов информации • Коэффициент ошибок в пакетах информации • Коэффициент информационного технического использования
Информационная безопасность	• Вероятность сохранения конфиденциальности информации в течение заданного периода • Время вскрытия информации • Вероятность навязывания ложного сообщения
Организационный показатель	• Развитие нормативного обеспечения • Наличие, достаточность и укомплектованность эксплуатирующих подразделений специалистами • Профессиональная подготовка персонала • Морально-психологический фактор

α_{ji} – весовые коэффициенты соответствующих показателей, $0 \le \alpha_{ji} \le 1$, $\sum_{j=1}^{n_i} \alpha_{ji} = 1$;

K_{ji} – частные показатели эффективности отдельных элементов системы.

Для расчета обобщенного показателя эффективности в части информационной безопасности используется мультипликативная свертка:

$$Э_i = \prod_{j=1}^{n_i} K_{ji}^{\alpha_{ji}}. \quad (3)$$

Применение мультипликативной модели обосновывается тем, что низкие оценки даже по одному-двум показателям в данном случае неприемлемы. Аддитивная свертка здесь не подходит, так как частные показатели в данном случае не компенсируют друг друга.

Частные показатели эффективности, характеризующие устойчивость, определяются следующим образом [3].

Коэффициент готовности каналов электросвязи определяется по формуле

$$K_{г.} = T_{о.} / (T_{о.} + T_{в.}), \quad (4)$$

где $K_{г.}$ – коэффициент готовности;

$T_{о.}$ – среднее время наработки изделия на отказ;

$T_{в.}$ – среднее время восстановления работоспособности.

На этапе проектирования коэффициент готовности определяется расчетным путем на основе данных, приведенных в формулярах конкретных технических средств, а в ходе эксплуатации – по результатам сбора и обработки статистических данных об отказах и времени восстановления.

В качестве показателя живучести каналов электросвязи используется коэффициент оперативной готовности, определяемый выражением

$$K_{\text{ог.}} = K_{\text{г.}} \cdot \text{P (T)}, \quad (5)$$

где $K_{\text{ог.}}$ – коэффициент оперативной готовности;

$K_{\text{г.}}$ – коэффициент готовности;

P (T) – вероятность сохранения работоспособности элемента сети электросвязи при воздействии дестабилизирующих факторов.

Зависимость вероятности сохранения работоспособности элементов сети электросвязи от ущерба, причиняемого им воздействием дестабилизирующих факторов, приведена в таблице 2 [3].

Таблица 2 - Вероятность сохранения работоспособности элементов сети электросвязи от ущерба, причиняемого им воздействием дестабилизирующих факторов

Ущерб, причиняемый элементам сети электросвязи, %	Вероятность сохранения работоспособности элемента сети электросвязи P (T)
до 50	0,5
до 30	0,7
до 10	0,9

Вероятность безотказной работы в условиях помех, характеризующая помехоустойчивость определяется экспертным путем в зависимости от наличия в составе направления связи спутниковых, радиорелейных или тропосферных линий связи.

Необходимо отметить, что устойчивость каналов и направлений связи, рассчитанная по приведенным выше формулам, не учитывает их важность, количество каналов в направлениях, а также особенности воздействия дестабилизирующих факторов. В связи с этим в работе [6] в качестве показателя устойчивости сети предложено использовать среднесетевую устойчивость:

$$\text{Ру} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} \text{Ру}i, \quad (6)$$

где N – количество направлений в сети связи;

$\text{Р}_{\text{уi,}}$ - устойчивость i-го направления связи.

Показатели своевременности и достоверности определяются путем измерений и обработки статистической информации, нормируются относительно требуемых показателей, приведенных в [4], либо требованиях к системе связи.

Коэффициент информационного технического использования определяется по формуле

$$K_{\text{ити}} = T_{раб.} - (T_{\text{к.}} + T_{и.}) / T_{раб.}, \quad (7)$$

где $K_{\text{ити}}$ – коэффициент информационного технического использования;

$T_{раб.}$ – среднее время работы системы по назначению;

$T_{к.}$ – среднее время контроля;

$T_{и.}$ – среднее время идентификации и исправления ошибок.

Показатели информационной безопасности определяются путем сбора и обработки статистической информации, затем нормируются относительно требуемых для системы связи показателей.

Частные показатели эффективности для организационного показателя определяются экспертным путем по десятибалльной шкале и приводится к значениям от 0 до 1.

Весовые коэффициенты определяются экспертным путем, в том числе с использованием математических методов (например, метод попарных сравнений и т.п.). Метод попарных сравнений достаточно подробно описан в [7].

4. Методика оценки эффективности мультисервисных сетей

В рамках представленного выше подхода для оценки эффективности мультисервисных сетей связи предлагается следующая методика.

Шаг 1. Осуществляется сбор исходных данных. Этот шаг включает сбор данных, характеризующих все пять указанных выше групп обобщенных показателей, характеризующих сеть.

Шаг 2. Формирование экспертной группы.

Шаг 3. Определение частных показателей качества по формулам (4)-(7), а также экспертами по десятибалльной шкале и их нормирование относительно максимального значения (10). Нормированные показатели получают значения от 0 до 1.

Шаг 4. Определение экспертным способом весовых коэффициентов частных показателей качества с применением метода попарных сравнений. Весовые коэффициенты получают значения в интервале от 0 до 1. При этом сумма весовых коэффициентов частных показателей качества по каждому из обобщенных показателей равна единице.

Шаг 5. Производится расчет обобщенных показателей качества в соответствии с выбранной математической моделью по формуле (2) или (3).

Шаг 6. Определяются экспертным способом весовые коэффициенты обобщенных показателей качества. Назначение весовых коэффициентов проводится по тем же правилам, что и на шаге 4.

Шаг 7. По формуле (1) производится расчет интегрального показателя эффективности мультисервисных сетей связи.

Шаг 8. На основе анализа полученных результатов выбирается лучший вариант из представленных, либо формулируются рекомендации по совершенствованию характеристик рассматриваемых вариантов.

Исходные данные для расчета частных и обобщенных показателей эффективности на ранних этапах жизненного цикла (формирования замысла и разработки сети) берутся из тактико-технических требований, тактико-технических

заданий, других нормативных документов заказчика, на этапе эксплуатации – реальные характеристики, получаемые разработчиком в рамках авторского надзора либо службой эксплуатации, а также статистические данные, полученные в ходе эксплуатации.

Опыт разработки информационных систем специального назначения показывает существенное влияние на эффективность системы в целом организации ее эксплуатации [8]. Эффективность применения систем связи во многом зависит от способности и готовности к применению предоставляемых системой технологий руководителей организационной системы, от уровня профессиональной подготовки пользователей и профессионализма персонала, осуществляющего эксплуатацию оборудования. Только достаточная подготовка пользователей и обслуживающего персонала позволит эффективно применять систему по назначению и наиболее полно реализовать заложенные в ней технические и технологические возможности. Таким образом, важнейшим условием обеспечения высокой эффективности применения систем связи является готовность соответствующей организационной структуры (ведомства) квалифицированно и в полном объеме создать организационную инфраструктуру обеспечения ее функционирования и эксплуатации, включая нормативное обеспечение, наличие и укомплектованность подразделений эксплуатации, высокую квалификацию личного состава и четкую организацию дежурства на узлах и линиях связи. От организационных факторов существенно зависят и другие характеристики систем связи, в частности своевременность и достоверность, которые обеспечиваются, в том числе, и поддержанием технических характеристик и электрических параметров средств связи в пределах эксплуатационных норм.

Представляется, что данная методика оценки эффективности содержит достаточно полный перечень частных и обобщенных показателей эффективности систем военной связи и позволит достаточно объективно оценить эффективность мультисервисных сетей связи в целом и ее отдельных элементов.

5. Заключение

Качество функционирования мультисервисных сетей связи определяется научной обоснованностью предъявляемых к ним требований и их точной реализацией на всех стадиях жизненного цикла, что предполагает развитие соответствующего методического аппарата оценки их эффективности.

Расчеты по методике, представленной в настоящей статье, позволяют количественно оценить как эффективность мультисервисных сетей связи, что позволяет сформулировать рекомендации по обеспечению соответствия их установленным требованиям и улучшению.

Представляется, что данная методика оценки эффективности содержит достаточно полный перечень частных и обобщенных показателей эффективности систем связи и позволит объективно оценить эффективность мультисервисных сетей связи в целом и их отдельных элементов.

Литература

1. ГОСТ 34.003-90. Информационная технология. Автоматизированные системы. Термины и определения. – М.: Стандартинформ, 2005. 14 с.
2. ГОСТ 24.702-85. Эффективность автоматизированных систем управления. Основные положения. – М.: Стандартинформ, 2003. 6 с.
3. ГОСТ Р 53111-2008 Устойчивость функционирования сети связи общего пользования. Требования и методы проверки. – М.: Стандартинформ, 2009. – 19 с.
4. «Требования к организационно-техническому обеспечению функционирования сети связи общего пользования». – Приказ Министерства информационных технологий и связи Российской Федерации № 113 от 27.09.2007 г.
5. А.В. Боговик, В.В. Игнатов. Эффективность систем военной связи и методы ее оценки. – СПб.: ВАС, 2006. – 183 с.
6. Назаров А.Н., Сычев К.И. Модели и методы расчета показателей качества функционирования узлового оборудования и структурно-сетевых параметров сетей связи следующего поколения. Красноярск: Поликом, 2010. - 389 с.
7. Ларичев О. И. Теория и методы принятия решений. – М.: Логос, 2007. 392 с.
8. Зацаринный А.А., Ионенков Ю.С. Научно-практические аспекты оценки эффективности ситуационных центров// Материалы XXXVI Всероссийской научно-технической конференции «Проблемы эффективности и безопасности функционирования сложных технических и информационных систем», Серпухов, 2017 г., часть 5, с. 102-106.

References

1. GOST 34.003-90. 2005. Information technology. Set of standards automated system. Automated system. Terms and definitions. Moscow: Standardinform Publs. 14 p.
2. GOST 24.702-85. 2005. Efficiency of computer control systems. General principles. Moscow: Standardinform Publs. 4 p.
3. GOST R 53111-2008. 2009. Stability of the public communication network. Requirements and verification methods. Moscow: Standardinform Publs. 16 p.
4. "Requirements to organizational and technical support of functioning of public communication network». Order of the Ministry of information technologies and communications of the Russian Federation No. 113 of 27.09.2007.
5. Bogovik A.V. and V.V. Ignatov. 2006. Effectiveness of military communication systems and methods of its evaluation. Sankt-Peterburg: VAS. 183 p.
6. Nazarov A.N. and K.I. Sichev. 2010. Models and methods of calculation of indicators of quality of functioning of the nodal equipment and structural and network parameters of communication networks of the next generation. Krasnojarsk: Policom. 389 p.
7. Larichev, O.I. 2007. Theory and methods of decision making. Moscow: Logos. 392 p.
8. Zatsarinny A.A., and Y.S. Ionenkov. 2017. Scientific and practical aspects of assessing the effectiveness of situational centers. Proceedings of the XXXVI all-Russian scientific and technical conference "Problems of efficiency and security of complex technical and information systems». Serpuhov. Iss. 5: 102-106.

О ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМА СИГНАЛОВ С МНОГОПОЗИЦИОННОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ В МНОГОЛУЧЕВОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ

Г. В. Куликов, Нгуен Ван Зунг, До Чунг Тиен

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, Россия

Аннотация. Сигналы с многопозиционной фазовой манипуляцией (М-ФМ) в настоящее время активно используются в различных телекоммуникационных системах и являются базовыми для ряда принятых протоколов беспроводных сетей: IEEE 802.11, сотовых сетей CDMA, цифрового спутникового телевидения DVB-S и DVB-S2/S2X. В таких системах в радиоканале связи часто наблюдается переотражение электромагнитных волн от зданий, окружающих предметов и других поверхностей, т.е. канал является многолучевым. В докладе оценена помехоустойчивость приема сигналов М-ФМ для двух случаев: при наличии в канале ретранслированной помехи и при наличии мультипликативной помехи (райсовский канал). Получены зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум, исследовано влияние амплитудных и фазовых флуктуаций. Показано, что с увеличением степени позиционности полезного сигнала влияние многолучевого канала значительно усиливается, причем мультипликативная помеха значительно опаснее, чем ретранслированная. При увеличении дисперсии флуктуаций поражающее действие мультипликативной помехи значительно возрастает. В райсовском канале на помехоустойчивость приема сигналов с малой позиционностью более существенное влияние оказывают флуктуации амплитуды, чем фазы. При увеличении позиционности влияние фазовых флуктуаций существенно возрастает.

Ключевые слова: многопозиционная фазовая манипуляция; ретранслированная помеха; мультипликативная помеха; вероятность битовой ошибки; помехоустойчивость.

ON NOISE IMMUNITY OF RECEPTION OF SIGNALS WITH MULTIPLE PHASE-SHIFT KEYING IN THE MULTIPATH CHANNEL OF COMMUNICATION

G. V. Kulikov, Nguyen Van Dung, Do Trung Tien

MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russia

Abstract. Signals with multiple phase-shift keying (M-PSK) are currently actively used in various telecommunication systems and are basic for a number of adopted wireless networks: IEEE 802.11, cellular networks CDMA, digital satellite television DVB-S and DVB-S2/S2X. In such systems, in a radio communication channel, there is often a re-reflection of electromagnetic waves from buildings, surrounding objects and other surfaces, that is, the channel is multipath. The report evaluated the noise immunity of M-PSK signal reception for two cases: in the presence in the channel of the retranslated interference and in the presence of a multiplicative interference (Rician fading channel). The dependences of the bit error probability on the signal-to-noise ratio are obtained, the influence of amplitude and phase fluctuations is investigated. It is shown that with an increase in the degree of positionality of the useful signal, the influence of the multipath channel is greatly enhanced, and the multiplicative interference is much more dangerous than the retransmitted one. With an increase in the fluctuation of fluctuations, the damaging effect of the multiplicative interference increases significantly. In the Rician fading channel, the noise immunity of

receiving signals with low positionality is more significantly affected by fluctuations of amplitude than phases. With increasing positionality, the influence of phase fluctuations increases significantly.

Keywords: multiple phase-shift keying; retranslated interference; multiplicative interference; bit error rate; noise immunity.

1. Введение

Сигналы с многопозиционной фазовой манипуляцией (М-ФМ) в настоящее время активно используются в различных телекоммуникационных системах и являются базовыми для ряда принятых протоколов беспроводных сетей: IEEE 802.11, сотовых сетей CDMA, цифрового спутникового телевидения DVB-S и DVB-S2/S2X. В таких системах в канале связи часто наблюдается переотражение электромагнитных волн от зданий, окружающих предметов и других поверхностей, причем количество лучей распространения и их интенсивности могут быть разными [1-7]. При наличии в радиоканале только одного дополнительного луча будем называть помеху ретранслированной, при большом их числе – мультипликативной. Целью данной работы является анализ помехоустойчивости приема сигналов М-ФМ в многолучевом канале связи и определение факторов, отрицательно влияющих на качество радиосвязи.

2. Алгоритм оценки помехоустойчивости

Сигнал М-ФМ на тактовом интервале, равном длительности канального символа T_s, несущего информацию об $k = \log_2 M$ информационных битах, может принимать одно из M возможных значений:

$$s_i(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_i + \varphi_c), \quad \varphi_i = \frac{i2\pi}{M}, t \in (0, T_s], i = 0,1,\ldots M-1, \qquad (1)$$

где $A_0 = \sqrt{2E_s / T_s}$ – амплитуда сигнала; $E_s = kE_b$ – энергия канального символа, E_b – энергия, приходящаяся на один бит информации, ω_0 – несущая частота; φ_c – начальное фазовое смещение сигнального созвездия сигнала.

Считаем, что на входе приемника кроме полезного сигнала присутствует белый гауссовский шум $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0

$$< n(t) >= 0; < n(t_1)n(t_2) >= \frac{N_0}{2}\delta(t_2 - t_1)$$

и ретранслированная или мультипликативная помеха.

Корреляционный демодулятор сигнала (1) вычисляет M интегралов свертки I_i принимаемого колебания $x(t)$ и опорных сигналов:

$$I_i = \frac{2A_0}{N_0}\int_0^{T_s} x(t)\cos(\omega_0 t + \frac{i2\pi}{M})dt.$$

Вероятность правильного обнаружения любого канального символа, например, с индексом "0", находится при условии:

$$I_0 > \{I_i\}, i=1, \ldots M\text{-}1.$$

Учитывая симметричность сигнального созвездия, вероятность ошибки при приеме канального символа равна

$$P_{es} = 1 - \prod_{i=1}^{M-1} p_i(I_0 > I_i), \tag{2}$$

При достаточно больших отношениях сигнал/шум вероятность битовой ошибки можно оценить по формуле [8]:

$$P_{eb} = P_{es} / \log_2 M . \tag{3}$$

3. Вывод формул

Случай 1. Ретранслированная помеха.

Представление о временных соотношениях между полезным сигналом М-ФМ и ретранслированной помехой дает рисунок 1, пример сигнальных созвездий показан на рисунке 2.

Рис. 1. Временные соотношения между полезным сигналом и ретранслированной помехой.

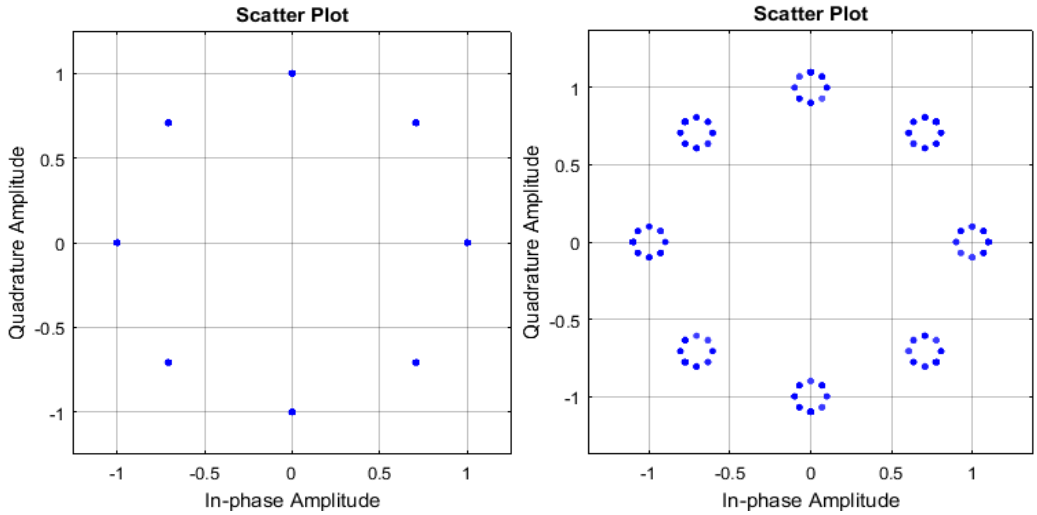
Математическая модель ретранслированной помехи имеет следующий вид:

$$S_{П}(t) = \begin{cases} \mu A_0 \cos(\omega_0 (t-\tau) + \varphi_j + \varphi_{П}), & 0 < t \le \tau ; \\ \mu A_0 \cos(\omega_0 (t-\tau) + \varphi_i + \varphi_{П}), & \tau < t \le T_s , \end{cases} \tag{4}$$

где μ – относительная интенсивность ретранслированной помехи; τ – задержка ретранслированной помехи; $\varphi_j = j2\pi / M$ – информационная составляющая фазы задержанного сигнала М-ФМ; $\varphi_{П}$ – случайная начальная фаза помехи.

В модели (4) имеются две неизвестные составляющие фазы φ_j и $\varphi_{П}$, которые вначале можно положить фиксированными величинами. Это позволит считать нормальными распределения случайных процессов I_i и их линейных комбинаций [9,10]. Тогда

$$p_i(I_0 > I_i) = 1 - Q\left(\frac{m_i(\varphi_j, \psi)}{\sqrt{D_i}}\right), Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt. \tag{5}$$



а) б)

Рис. 2. Сигнальные созвездия сигналов 8-ФМ без помехи (а)
и с ретранслированной помехой (б).

где

$$m_i = \frac{2E_s}{N_0}\left\{(1-\cos\frac{i2\pi}{M}) - 2\mu\sin\frac{i\pi}{M}\left[\frac{2\tau}{T_s}\cos(\psi+(j-i)\frac{\pi}{M})\sin\frac{j\pi}{M} + \sin(\psi-\frac{i\pi}{M})\right]\right\}, \quad (6)$$

$$D_i = \frac{4E_s}{N_0}(1-\cos\varphi_i), \quad (7)$$

Здесь использовано обозначение $\psi = -\omega_0\tau + \varphi_П$.

Подставив (5), (6) и (7) в (2) и (3) получим выражение для условной вероятности битовой ошибки $P_{eb}(\varphi_j, \varphi_П)$. Для получения безусловной вероятности ошибки необходимо провести усреднение полученных результатов по случайной величине $\varphi_П$ и возможным значениям j.

$$P_{eb} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\left[\frac{1}{M}\sum_{j=0}^{M-1}P_{eb}(\varphi_j, \varphi_П)\right]d\varphi_П \quad (8)$$

Случай 2. Мультипликативная помеха.

Математическая запись принимаемого процесса при наличии мультипликативной помехи имеет вид:

$$s_i(t) = \mu(t)A_0\cos\left[\omega_0 t + \varphi_i + \varphi(t)\right],\ \varphi_i = \frac{i2\pi}{M}, t\in(0,T_s], i = 0,1,...M-1 \quad (9)$$

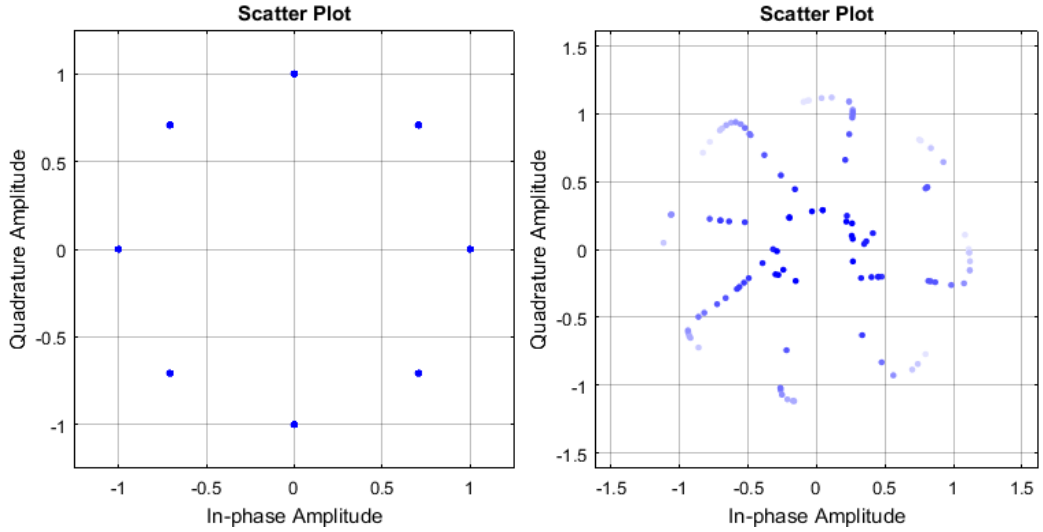
где μ(t) – амплитудный множитель (закон распределения Райса); $\varphi(t)$ – случайная начальная фаза помехи (нормальный закон распределения).

Пример сигнальных созвездий показан на рисунке 3.

В этом случае составляющие формулы (5) определяются следующим образом:

$$m_i = \frac{2\mu E_s}{N_0}\left[1-\cos(\varphi - \frac{i2\pi}{M})\right],$$

$$D_i = \frac{4E_s}{N_0}(1 - \cos\frac{i2\pi}{M}).$$



а) б)

Рис. 3. Сигнальные созвездия сигналов 8-ФМ без помехи (а)
и с мультипликативной помехой (б).

Для усреднения вероятности битовой ошибки по случайным параметрам μ и φ был использован метод Монте-Карло.

4. Результаты расчетов

В работе получены зависимости вероятности битовой ошибки P_{eb} от отношения сигнал/шум E_b / N_0 для M=2, 4, 8, 16 и 32 при разных параметрах помех. На рисунке 4 для примера приведены рассчитанные зависимости при интенсивности ретранслированной помехи μ =0,1, среднем значении уровня принимаемого сигнала при райсовских замираниях $m_\mu = 1$, дисперсиях амплитудных замираний D_μ и фазы D_φ, равных 0,01 и 0,1. В случае мультипликативной помехи под величиной E_b понимается средняя энергия замирающего сигнала. Здесь же для сравнения приведен график помехоустойчивости приема сигналов М-ФМ по отношению только к белому гауссовскому шуму.

5. Заключение

Проведен анализ помехоустойчивости приема сигналов с многопозиционной ФМ в многолучевом канале связи (при наличии ретранслированной или мультипликативной помехи). По результатам анализа полученных данных можно сделать следующие выводы:

1. С увеличением степени позиционности M полезного сигнала влияние многолучевого канала значительно усиливается, причем мультипликативная помеха значительно опаснее, чем ретранслированная. Для 2-ФМ и 4-ФМ присутствие на входе

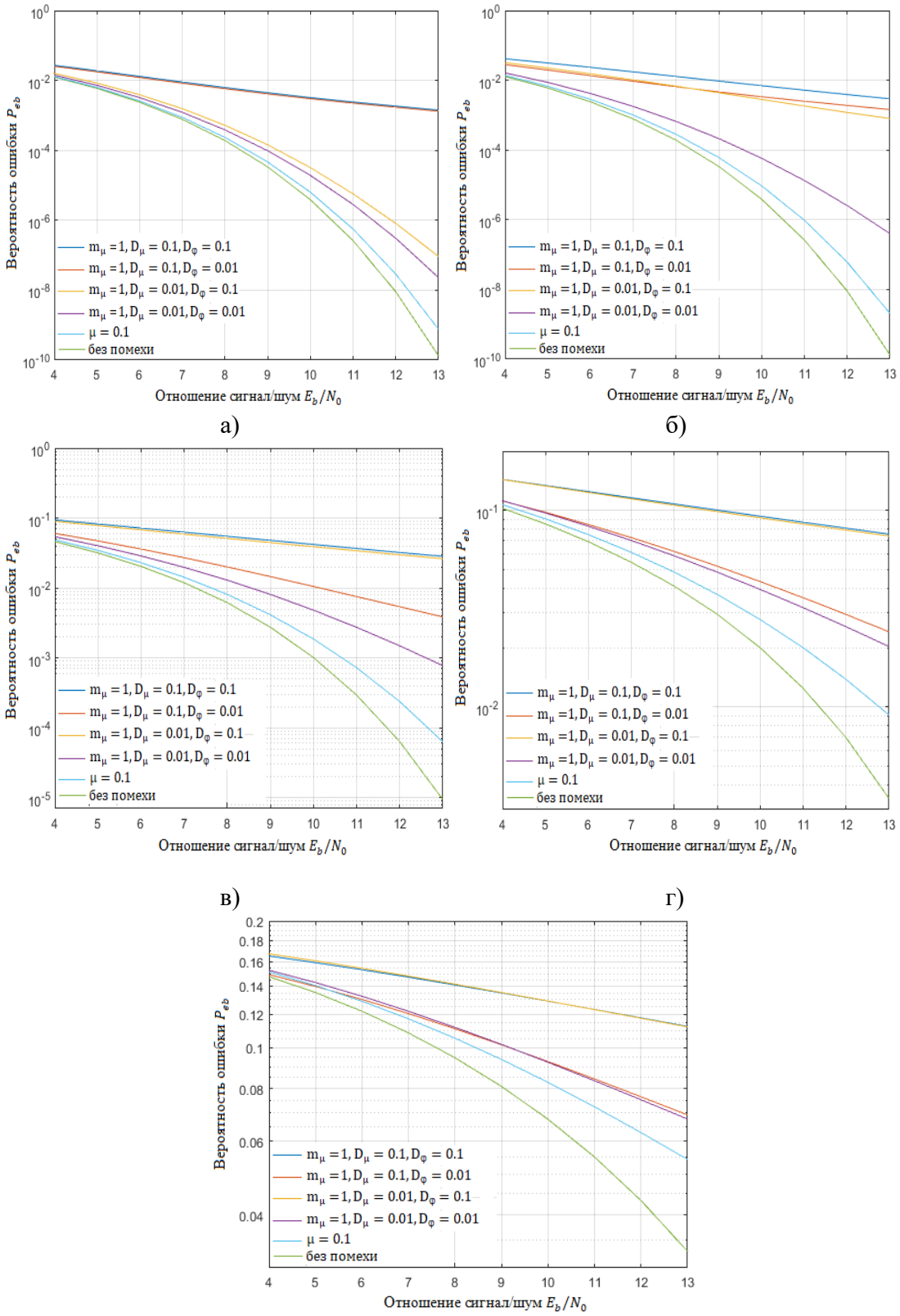


Рис. 4. Зависимость вероятности ошибки P_{eb} от отношения сигнал/шум E_b / N_0:
а – 2ФМ; б – 4ФМ; в – 8ФМ; г – 16ФМ; д – 32ФМ.

приемника ретранслированной помехи с интенсивностью μ=0.1 при $P_{eb}=10^{-3}$ эквивалентно ухудшению отношения сигнал/шум на 0,1–0,2 дБ, а для 16-ФМ это ухудшение уже составляет около 2 дБ. Мультипликативная помеха с относительным средним значением 1, дисперсией амплитуды 0,01 и дисперсией фазы 0,01 рад^2 для 2-ФМ и 4-ФМ дает при $P_{eb} = 10^{-3}$ ухудшение отношения сигнал/шум от 0,3 до 1 дБ, а для 8-ФМ и 16-ФМ – 2,5 и 5 дБ, соответственно. При увеличении дисперсии флуктуаций поражающее действие мультипликативной помехи значительно возрастает.

2. В райсовском канале на помехоустойчивость приема сигналов с малой позиционностью (M<8) более существенное влияние оказывают флуктуации амплитуды, чем фазы. При M>8 влияние фазовых флуктуаций существенно возрастает.

Литература

1. Куликов Г.В. Помехоустойчивость корреляционного приемника сигналов МЧМ при наличии ретранслированный помехи. // Труды 50 Юбилейной 50 научно-технической конференции МИРЭА: Сб. науч. тр. - М.: МИРЭА, 2001,Ч. 2. - С. 78-84.
2. Биккенин Р.Р., Андрюков А.А. Подавление ответных (ретранслированных) помех при обработке псевдослучайных сигналов с относительной фазовой модуляцией. // Информация и космос. Санкт-Петербургская научно-техническая общественная организация «Институт телекоммуникаций», 2016, № 2. - С. 27-32.
3. Вознюк В.В., Куценко Е.В. Помехоустойчивость систем радиосвязи с бинарными фазоманипулированными шумоподобными сигналами при воздействии ретранслированных компенсационных помех типа инверсии огибающей сигнала. // Журнал Радиоэлектроники, 2018, № 2.
4. Куликов Г.В. Помехоустойчивость приемников модулированных сигналов с непрерывной фазой при наличии нефлуктуационных помех. // Радиотехника, 2003, № 7. - С. 21-25.
5. Леммле Д.В. Характеристики передачи сигналов OFDM в многолучевых каналах. // Прикаспийский журнал: Управление и высокие технологии, 2015, № 2. - С. 207-216.
6. Литвин С.А., Мареха А.С., Петрищев А.В. Оценка параметров фазоманипулированных радиосигналов при двухпозиционном приеме. // Радиоэлектроника и информатика, 2001, № 2. - С. 26-32.
7. Волхонская Е.В., Коротей Е.В., Власова К.В., Рушко М.В. Модельное исследование помехоустойчивости приема радиосигналов с QPSK, BPSK, 8PSK и DBPSK. // Научный журнал «Известия КГТУ», 2017, № 46. - С. 165-174.
8. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д.Кловского. - М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.
9. Куликов Г.В., Нгуен Ван Зунг, Нестеров А.В., Лелюх А.А. Помехоустойчивость приема сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией в присутствии гармонической помехи. // Наукоемкие технологии, 2018, № 11. - С. 32-38.
10. Куликов Г.В., Нгуен Ван Зунг. Анализ помехоустойчивости приема сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией при воздействии сканирующей помехи. // Российский технологический журнал, 2018, Т. 6, № 6. - С. 5-12.

References

1. Kulikov G.V. Noise immunity of a coherent reception of MSK signals with in the presence of a retranslated interference. // Proceedings of the 50th Jubilee 50th Scientific and Technical Conference of the MIREA: Collection of scientific papers. - M.: MIREA, 2001, Part 2. - Pp. 78-84.
2. Bikkenin R.R., Andryukov A A. Suppressing Response (Retranslated) Interference in the Course of Processing Pseudo Random Signals with Relative Phase Modulation. // Information and space.

St. Petersburg Scientific and Technical Public Organization «Institute of Telecommunications», 2016, No. 2. - Pp. 27-32.
3. Voznyuk V.V., Kutsenko E.V. Noise immunity of radio communication systems with binary phase-shift keyed noise-like signals under the influence of retransmitted compensation interference such as inversion of the signal envelope. // Journal of Radio Electronics, 2018, No. 2.
4. Kulikov G.V. Noise immunity of receivers of modulated signals with a continuous phase in the presence of non-fluctuations interference. // Radiotechnika, 2003, No. 7. - Pp. 21-25.
5. Lemmle D.V. Characteristics of OFDM signal transmission in multibeam channels. // Prikaspiyskiy journal: Control and high technologies, 2015, No. 2. - Pp. 207-216.
6. Litvin S.A, Marekha A.S., Petrishchev A.V. Parameter estimation of phase-shift keyed radio signals with two-step reception. // Radio electronics and Informatics, 2001, No. 2. - Pp. 26-32.
7. Volkhonskaya E.V., Korotey E.V., Vlasova K.V., Rushko M.V. Simulation study of the noise resistence of radiosignals reception with QPSK, BPSK, 8PSK and DBPSK. // Scientific Journal «KSTU News», 2017, No. 46. - Pp. 165-174.
8. Proakis J., Digital communications: Per. from English. Ed. Klovsky D.D. M.: Radio and communication, 2000. - 800 p.
9. Kulikov G.V., Nguyen Van Dung, Nesterov A.V., Lelyukh A.A. Noise immunity of reception of signals with multiple phase-shift keying in the presence of harmonic interference. // Science Intensive Technologies, 2018, No. 11. - Pp. 32-38.
10. Kulikov G.V., Nguyen Van Dung. Analysis of noise immunity of reception of signals with multiple phase-shift keying under the influence of scanning interference. // Russian technological journal, 2018, Vol. 6, No. 6. - Pp. 5-12.

ОПТИМАЛЬНЫЕ АЛГОРИТМЫ РАЗДЕЛЕНИЯ ЛИНЕЙНО ЗАВИСИМЫХ СИГНАЛОВ И ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ В ПЕРЕНАСЫЩЕННЫХ СИСТЕМАХ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

Д. Л. Бураченко[1], Н. В. Савищенко[1], Е. В.Лебеда[1], А. К. Скворцов[2]

[1]Военная академия связи, г. Санкт-Петербург, Россия
[2]ПАО «Информационные телекоммуникационные технологии», г. Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Переход современных систем на цифровые способы обработки и передачи информации создает множество проблем при проектировании таких систем связи. Применение линейно зависимых сигналов находит все большее применение в построение сигнально-кодовых конструкций. Проблема разделения данных сигналов и вероятности их ошибочного приема является одной из основных в технике связи

Ключевые слова: широкополосная технология; помехоустойчивость; линейно зависимые сигналы; вероятность ошибки.

OPTIMAL ALGORITHMS FOR SEPARATION OF LINEARLY DEPENDENT SIGNALS AND THEIR USE IN OVERSATURATED SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS

D. L. Burachenko[1], N. V. Savishchenko[1], E. V. Lebeda[1], A. K. Skvortsov[2]

[1]Military Academy of communications, St.Petersburg, Russian Federation
[2]PJSC "Information telecommunication technologies", St.Petersburg, Russian Federation

Abstract. The transition of modern systems to digital methods of processing and transmission of information creates many problems in the design of such communication systems. The use of linearly dependent signals is increasingly used in the construction of signal-code constructions. The problem of separation of these signals and the probability of their erroneous reception is one of the main problems in communication technology.

Keywords: broadband technology; noise immunity; linearly dependent signals; probability of error.

1. Введение

В современных системах связи с кодовым разделением (CDMA, Code Division Multiple Access), в том числе с перенасыщением, а также в системах, использующих многопозиционные сигналы (в том числе OFDM) в построение сигнально-кодовых конструкций (СКК) находит применение линейно зависимые сигналы [1, 2]. Исследование таких фрагментов СКК в настоящее время не достаточно освещено или исследовано в научной литературе. Прежде чем рассматривать их роль с позиций спектральной и энергетической эффективности целесообразно рассмотреть оптимальные алгоритмы различения (разделения) линейно зависимых сигналов и вероятности их ошибочного приема в каналах связи с постоянными параметрами и АБГШ, чему и посвящена данная работа.

2. Алгоритм разделения аддитивных линейно зависимых сигналов

Пусть принятый сигнал представляет собой аддитивную смесь двух ($M = 2$) линейно зависимых сигналов двоичной фазовой модуляции (ФМ) и аддитивного белого гауссовского шума

$$y(t) = s_1(t, r_1) + s_2(t, r_2) + n(t),\ t \in [t_{k-1}, t_k),$$

где $r_1, r_2 \in \{0,1\}$, $n(t)$ - случайный процесс с односторонней спектральной плотностью мощности шума N_0, $k = 1,2,3,...$

Требуется разработать алгоритм разделения двух аддитивных линейно зависимых цифровых сигнала с двоичной ФМ, имеющие в общем случае разные уровни энергий, и определить потенциальную помехоустойчивость приема этих сигналов. Предположим, что данные сигналы пропорциональны друг другу и, соответственно, задаются в виде

$$s_2(t, \lambda) = \frac{1}{\sqrt{l_{12}^2}} s_1(t, \lambda),\ t \geq t_0, \qquad (1)$$

где $l_{12}^2 = \dfrac{P_1}{P_2}$ – отношение средних мощностей первого и второго сигналов. В общем случае эта величина определяется как $l_{ij}^2 = \dfrac{h_i^2}{h_j^2}$, где $h_i^2 = \dfrac{E_i}{N_0}$ и E_i - энергия i-го сигнала. Очевидно, что коэффициент неортогональности сигналов, определенных в (1), равен $\rho_{12} = 1$. Предположим также, что первый сигнал можно записать в виде $s_1(t, r_1) = (-1)^{r_1} \sqrt{E_1} \psi_1(t)$, где E_1 - энергия сигнала и $\psi_1(t)$ - нормированный базисный (несущий) сигнал, $\|\psi_1(t)\| = 1$. Соответственно, второй сигнал представляется в виде $s_2(t, r_2) = (-1)^{r_2} \sqrt{E_2} \psi_1(t) = (-1)^{r_2} \sqrt{\dfrac{E_1}{l_{12}^2}}\, \psi_1(t)$.

Кроме того, определим

$$b_i = \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y(t) s_i(r_i = 0, t)\, dt,\ i = \overline{1, M}.$$

Для первого сигнала оптимальный, по критерию минимума P_M^i, алгоритм разделения (принятия решения) имеет вид [1]

$$r_1^* = \operatorname{rect}\left\{ -\left[\tanh b_1 - \kappa \tanh \frac{b_1}{\sqrt{l_{12}^2}} \right] \right\} = \operatorname{rect}\left\{ -\left[b_1 - \operatorname{arc}\tanh\left(\kappa \tanh \frac{b_1}{\sqrt{l_{12}^2}} \right) \right] \right\}, \qquad (2a)$$

где $\operatorname{rect}(t) = \begin{cases} 1, x \geq 0; \\ 0, x < 0, \end{cases}$ $h_1^2 = \dfrac{E_1}{N_0}$ - отношение мощности первого сигнала к односторонней спектральной плотности мощности шума N_0 и $\kappa = \tanh \dfrac{2h_1^2}{\sqrt{l^2}}$.

Проведем анализ потенциальной помехоустойчивости разделения линейно зависимых цифровых сигналов. Для этого представим оптимальный алгоритм

разделения (2) в виде, позволяющем в дальнейшем определить нелинейную границу, разделяющую области принятия решений:

$$r_1^* = \operatorname{rect}\left(-\tanh b_1 \;\; F_1\left(b_1, l_{12}^2\right)\right), \tag{3а}$$

где

$$F_1\left(y, l^2\right) = 1 - \kappa \frac{1}{\tanh y} \tanh \frac{y}{\sqrt{l_{12}^2}}, \;\; y \geq 0. \tag{3б}$$

Альтернативный вариант записи алгоритма (3), позволяющий также определить границу области принятия решений, может быть представлен в виде

$$r_1^* = \operatorname{rect}\left(-\left[b_1 - b_1^* \operatorname{sign} b_1\right]\right), \tag{4}$$

где $y^* = b_1^* > 0$ есть единственное решение нелинейного уравнения $F_1\left(y, l_{12}^2\right) = 0$. Из (4) следует, что $y^* \triangleq y^*\left(h_1^2, l_{12}^2\right)$ есть общая граница областей принятия индивидуальных решений $r_1^* = 1$ и $r_1^* = 0$ при оптимальном разделении линейно-зависимых двоичных цифровых сигналов. Легко убедиться, используя представленные выше соотношения, что для решения трансцендентного уравнения кроме тривиальной нижней границы справедлива также и верхняя граница:

$$0 < y^* < \operatorname{arc}\tanh \kappa = \frac{2h_1^2}{\sqrt{l_{12}^2}}.$$

Исходя из верхней границы, введем нормированную величину $\beta^* = \beta^*\left(h_1^2, l_{12}^2\right) \in [0,1]: \; y^* \overset{\text{def}}{=} \beta^* \frac{2h_1^2}{\sqrt{l_{12}^2}}$.

Соответственно, для второго сигнала алгоритм разделения имеет вид

$$r_2^* = \operatorname{rect}\left\{-\left[\tanh b_2 - \kappa \tanh b_1\right]\right\} = \operatorname{rect}\left\{-\tanh b_2 \; F_2\left(b_1, l_{12}^2\right)\right\} =$$

$$= \operatorname{rect}\left\{-\tanh b_2 \left(1 - \kappa \frac{\tanh |b_1|}{\tanh\left(|b_1| / \sqrt{l_{12}^2}\right)}\right)\right\}, \tag{5а}$$

где

$$F_2\left(y, l_{12}^2\right) = 1 - \kappa \frac{\tanh y}{\tanh\left(y / \sqrt{l_{12}^2}\right)}, \;\; y > 0. \tag{5б}$$

Заметим, что $F_2\left(y, l_{12}^2\right) > 0$ для всех y и $l_{12}^2 < 1$. Это является принципиальным отличием от правила решения (3) для r_1^*, где $F_1\left(y, l_{12}^2\right)$ меняет знак. В итоге алгоритм разделения (5) зависит только от знака b_2 и, соответственно, может быть упрощен:

$$r_2^* = \operatorname{rect}\left\{-\tanh b_2\right\}. \tag{5в}$$

Используя [1], получаем

$$P_2^1 = G\left(\sqrt{2h_1^2}, \left[1-\beta^*\left(h_1^2, l_{12}^2\right)\right]\frac{\sqrt{2h_1^2}}{\sqrt{l_{12}^2}}\right) + \\ + H\left(\frac{\sqrt{2h_1^2}}{\sqrt{l_{12}^2}}, \sqrt{2h_1^2}\right) - H\left(\left[1+\beta^*\left(h_1^2, l_{12}^2\right)\right]\frac{\sqrt{2h_1^2}}{\sqrt{l_{12}^2}}, \sqrt{2h_1^2}\right), \quad (6а)$$

где $l_{12}^2 < l_{12}^{2*} < 1$. В (6а) введены функции

$$G(x,y) = \frac{1}{2}\left[Q(x-y) + Q(x+y)\right]; \quad H(x,y) = \frac{1}{2}\left[Q(x-y) - Q(x+y)\right],$$

где $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^\infty e^{-t^2/2}dt$ - функция Гаусса.

Используя правило (5), получаем, что вероятность ошибки во втором цифровом сигнале при оптимальном разделении двух линейно зависимых цифровых сигналов с двоичной ФМ равна

$$P_2^2 = \frac{1}{2}\left[Q\left(\frac{\sqrt{2h_1^2}}{\sqrt{l_{12}^2}}\left(1-\sqrt{l_{12}^2}\right)\right) + Q\left(\frac{\sqrt{2h_1^2}}{\sqrt{l_{12}^2}}\left(1+\sqrt{l_{12}^2}\right)\right)\right] = G\left(\frac{\sqrt{2h_1^2}}{\sqrt{l_{12}^2}}, \sqrt{2h_1^2}\right), \; l_{12}^2 \le 1. \quad (6б)$$

Для анализа помехоустойчивости на основе P_2^1, проведем анализ свойств границ области $y^* \triangleq y^*\left(h_1^2, l_{12}^2\right)$. Заметим, что при $l^2 \ge \kappa^2$ существует только тривиальное решение уравнения: $y^* = 0$. В этом случае в (6а) второе и третье слагаемые исчезают, и формула вероятности принимает вид, соответствующий классическому корреляционному приему первого сигнала без компенсации (учета) второго сигнала:

$$P_2^1 = G\left(\sqrt{2h_1^2}, \frac{\sqrt{2h_1^2}}{\sqrt{l_{12}^2}}\right) = \frac{1}{2}\left[Q\left(\sqrt{2h_1^2}\left(1-\frac{1}{\sqrt{l_{12}^2}}\right)\right) + Q\left(\sqrt{2h_1^2}\left(1+\frac{1}{\sqrt{l_{12}^2}}\right)\right)\right], \; l_{12}^2 \ge l_{12}^{2*}, \; l_{12}^{2*} < 1.$$

В каналах с достаточно высокой энергетикой, если $2h_1^2/\sqrt{l_{12}^2} \gg 1$, то тогда при выполнении этого условия, выполняется тождество $\beta^*\left(h_1^2, l_{12}^2\right) = 1$ и, следовательно,

$$P_2^1 = Q\left(\sqrt{2h_1^2}\right) + H\left(\frac{\sqrt{2h_1^2}}{\sqrt{l_{12}^2}}, \sqrt{2h_1^2}\right) - H\left(\frac{2\sqrt{2h_1^2}}{\sqrt{l_{12}^2}}, \sqrt{2h_1^2}\right), \; l_{12}^2 < l_{12}^{2*} < 1.$$

Если $l_{12}^2 \to 0$, то тогда

$$P_{2\infty}^1 = \lim_{l_{12}^2 \to 0} P_2^1 = Q\left(\sqrt{2h_1^2}\right),$$

т. е. при использовании алгоритма разделения влияние второго сигнала на первый сигнал полностью компенсируется. Заметим, что если $l_{12}^2 = 1/4$, то тогда

$$P_2^1\left(l_{12}^2 = 1/4\right) \approx 1{,}5Q\left(\sqrt{2h_1^2}\right), \; 2h_1^2 \gg 1.$$

Если $l_{12}^2 < \kappa^2 < 1$, то существует нетривиальное решение. В итоге,

$$y^* = b_1^* = \begin{cases} 0,\ h_1^2 \le h_1^{2*}(\kappa^2 \le l_{12}^2), \\ y^*(\kappa),\ h_1^2 > h_1^{2*}(\kappa^2 > l_{12}^2) \end{cases}$$

или

$$y^* = b_1^* = \begin{cases} 0,\ l_{12}^2 \ge l^{2*}(\kappa^2 \le l_{12}^2), \\ y^*(\kappa),\ l_{12}^2 < l^{2*}(\kappa^2 > l_{12}^2), \end{cases}$$

где h_1^{2*} есть решение уравнения

$$\sqrt{l_{12}^2} = \kappa = \tanh\frac{2h_1^2}{\sqrt{l_{12}^2}}, \tag{7}$$

решаемое при фиксированном значении l_{12}^2. Нетрудно убедиться, что при $\sqrt{l_{12}^2} < 1$, т. е. в случае, когда второй сигнал имеет мощность больше, чем у первого сигнала, пороговое значение принимает вид:

$$h_1^{2*} = \frac{\sqrt{l_{12}^2}}{2}\operatorname{arc\,tanh}\sqrt{l_{12}^2} = \frac{\sqrt{l_{12}^2}}{4}\ln\frac{1+\sqrt{l_{12}^2}}{1-\sqrt{l_{12}^2}} = \frac{l^2}{2}\,{}_2F_1\left(1, \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; l_{12}^2\right),$$

где ${}_2F_1(a,b;c;z)$ - гипергеометрическая функция Гаусса:

$${}_2F_1(a,b;c;z) = \begin{cases} \sum\limits_{k=0}^{\infty}\dfrac{(a)_k\,(b)_k}{(c)_k}z^k, \quad |z| < 1, \\ \dfrac{\Gamma(c)}{\Gamma(b)\Gamma(c-b)}\displaystyle\int_0^1 t^b(1-t)^{c-b-1}(1-zt)^{-a}\,dt, \quad \left[\operatorname{Re} c > \operatorname{Re} b > 0,\ \left|\arg(1-z)\right| < \pi\right]. \end{cases}$$

Значения пороговых значений h_1^{2*}, рассчитанные численным способом, представлены в табл.1.

Таблица 1 Пороговые значения h_1^{2*}

l_{12}^2 раз	1/8	2/8	3/8	4/8	5/8	6/8	7/8	0,9	0,99
h_1^{2*} дБ	-11.85	-8.622	-6.611	-5.064	-3.725	-2.439	-0.996	-0.642	1.729
l_{12}^2 раз	1/9	2/9	3/9	4/9	5/9	6/9	7/9	8/9	0,999
h_1^{2*} дБ	-12.384	-9.185	-7.21	-5.715	-4.453	-3.298	-2.144	-0.804	3.165

При малых отношениях $h_1^2 \ll 1$, используя первые два слагаемых разложения гиперболического тангенса в ряд Тейлора и формулу для решения квадратного уравнения, можно получить приближенное решение уравнения (7) для порогового значения l_{12}^{2*}:

$$l_{12}^{2*} \approx \frac{3}{2}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{8}{3}h_1^2}\right).$$

Пусть $l^2 = l_{12}^2$. Осуществим теперь поиск решения уравнения $F_1\left(y, l^2\right) = 0$, определяющее границу области принятия решений. Для произвольных значений аргументов функции общее решение трансцендентного уравнения может быть найдено только численными методами. Однако для отдельных специальных значений отношения $l^2 = \dfrac{1}{n^2}$ и $l^2 = \dfrac{4}{(2n+1)^2}$ уравнение может быть сведено к алгебраическому уравнению, для которого, в общем случае, при степени многочлена меньшее и равное четырем, могут быть найдены явные аналитические решения.

Преобразуем уравнение $F_1\left(y, l^2\right) = 0$:

$$\frac{\tanh\left(|y| / \sqrt{l^2}\right)}{\tanh|y|} = \frac{1}{\kappa}, \quad \sqrt{l^2} < \kappa < 1. \tag{8}$$

Пусть $\sqrt{l^2} = \dfrac{1}{n}$, $n = 2, 3, \ldots$, тогда получаем, что уравнение (8) можно представить в виде

$$\frac{\tanh\left(n|y|\right)}{\tanh|y|} = \frac{1}{\kappa}, \quad \frac{1}{n} < \kappa < 1.$$

Так как [3]

$$\tanh(nx) = \frac{U_{n-1}(\cosh x)\sinh x}{T_n(\cosh x)}, \quad n \geq 2,$$

где $T_n\left(x\right)$, $U_n\left(x\right)$ - многочлены Чебышева первого и второго рода. Тогда

$$\frac{\tanh n|y|}{\tanh|y|} = \frac{U_{n-1}(\cosh|y|)\cosh|y|}{T_n(\cosh|y|)} = \frac{1}{\kappa}.$$

Пусть $\cosh|y| = z \neq 0$, тогда искомое решение может быть получено в результате решения уравнения $\kappa z U_{n-1}(z) - T_n(z) = 0$ или, используя тождество $T_n(z) = U_n(z) - zU_{n-1}(z)$, после несложных преобразований, получаем уравнение

$$U_n(z) - (1+\kappa) z U_{n-1}(z) = 0, \quad U_n(z) = \sum_{k=0}^{\lfloor n/2 \rfloor} \binom{n+1}{2k+1} \left(z^2 - 1\right)^k z^{n-2k}. \tag{9}$$

Рассмотрим частные случаи решения этого уравнения. При $n = 2$ и $n = 3$, т. е. $l^2 = \dfrac{1}{4}\ \left(-6,021\ dB\right)$, $l^2 = \dfrac{1}{9}\ \left(-9,542\ dB\right)$, получаем, соответственно, следующие решения

$$y^* = \operatorname{arccosh}\frac{1}{\sqrt{2\,(1-\kappa)}} = \operatorname{arccosh}\frac{1}{\sqrt{2\,(1-\tanh 4h_1^2)}},\ h_1^2 \geq h_1^{2*} = \frac{1}{8}\ln 3 = -8,622\ dB;$$

$$y^* = \operatorname{arccosh}\sqrt{\frac{3-\kappa}{4\,(1-\kappa)}} = \operatorname{arccosh}\sqrt{\frac{3-\tanh 6h_1^2}{4\,(1-\tanh 6h_1^2)}},\ h_1^2 \geq h_1^{2*} = \frac{1}{12}\ln 2 = -12,384\ dB.$$

При использовании этих формул может возникнуть ситуация, при которой знаменатель обращается в ноль. Для устранения этого эффекта можно воспользоваться соотношением $1 - \tanh^2 x = \operatorname{sech}^2 x = \cosh^{-2} x$.

Для $n = 4$, т. е. при $l^2 = \dfrac{1}{16}$ получаемое из (9) биквадратное уравнение имеет следующее решение

$$y^* = \operatorname{arccosh}\sqrt{\frac{2 - \kappa + \sqrt{(\kappa - 1)^2 + 1}}{4\,(1 - \kappa)}} = \operatorname{arccosh}\sqrt{\frac{2 - \tanh 8h_1^2 + \sqrt{(\tanh 8h_1^2 - 1)^2 + 1}}{4\,(1 - \tanh 8h_1^2)}},$$

$$h_1^2 \ge h_1^{2*} = \frac{1}{16}\ln\frac{5}{3} = -14{,}958\ dB.$$

В общем случае, при $n = 2m$, уравнение (9) принимает вид

$$\left(z^2 - 1\right)^m z + \sum_{k=0}^{m-1}\left[\binom{2m+1}{2k+1} - (1+\kappa)\binom{2m}{2k+1}\right]\left(z^2 - 1\right)^k z^{2m-2k} = 0.$$

Соответственно, при $n = 2m + 1$

$$\sum_{k=0}^{m}\left[\binom{2m+2}{2k+1} - (1+\kappa)\binom{2m+1}{2k+1}\right]\left(z^2 - 1\right)^k z^{2m-2k+1} = 0.$$

Пусть $\sqrt{l^2} = \dfrac{2}{2n+1} < \kappa < 1$, $n = 1, 2, 3, \ldots$, тогда (8) можно представить в виде

$$\frac{\tanh\left([2n+1]|y|/2\right)}{\tanh|y|} = \frac{1}{\kappa},\ \frac{1}{n} < \kappa < 1.$$

Так как [3]

$$\tanh\left(\frac{2n+1}{2}x\right) = \frac{\tanh nx + \tanh\dfrac{x}{2}}{1 + \tanh nx \tanh\dfrac{x}{2}},\ \tanh\frac{x}{2} = \frac{\sinh x}{\cosh x + 1},$$

то

$$\tanh\left(n + \frac{1}{2}\right)|y| = \left(\frac{U_{n-1}(\cosh|y|)\sinh|y|}{T_n(\cosh|y|)} + \frac{\sinh|y|}{\cosh|y| + 1}\right)$$

$$\left(1 + \frac{U_{n-1}(\cosh|y|)\sinh|y|}{T_n(\cosh|y|)}\frac{\sinh|y|}{\cosh|y| + 1}\right)^{-1} =$$

$$= \sinh|y|\frac{U_{n-1}(\cosh|y|)\left[\cosh|y| + 1\right] + T_n(\cosh|y|)}{T_n(\cosh|y|)(\cosh|y| + 1) + U_{n-1}(\cosh|y|)\left[\cosh^2|y| - 1\right]}.$$

В результате, после несложных преобразований, получаем, что (8) может быть приведено к виду

$$\left[\left(1 - \kappa\right)z + 1\right]U_n(z) - \left[\left(\left(1 + \kappa\right)z + 1\right)\right]U_{n-1}(z) = 0. \qquad (10)$$

При $n=1$, т. е. $l^2=\frac{4}{9}\ \left(-3.522\ dB\right)$, получаем, соответственно, следующее решение

$$y=\operatorname{arccosh}\frac{\sqrt{\kappa^2-10\kappa+9}+\kappa-1}{4\,(1-\kappa)},\ h_1^2\ge h_1^{2*}=\frac{1}{6}\ln 5=-5.715\ dB;$$

При $n=2$, т. е. $l^2=\frac{4}{25}\ \left(-7.959\ dB\right)$, уравнение (10) приводится к уравнению третьей степени

$$4\left(1-\kappa\right)z^3+2\left(1-\kappa\right)z^2-\left(3-\kappa\right)z-1=0$$

решение которого может быть найдено на основе формулы Кардано:

$$y^*=\operatorname{arccosh}\left[-\frac{1}{6}+\frac{1}{6}\left(\frac{11\kappa+25}{2\,(1-\kappa)}+\sqrt{\frac{1}{4}\left(\frac{11\kappa+25}{1-\kappa}\right)^2+\frac{8\left(2\kappa-5\right)^3}{(1-\kappa)^3}}\right)^{1/3}+\right.$$

$$\left.+\frac{1}{6}\left(\frac{11\kappa+25}{2\,(1-\kappa)}-\sqrt{\frac{1}{4}\left(\frac{11\kappa+25}{1-\kappa}\right)^2+\frac{8\left(2\kappa-5\right)^3}{(1-\kappa)^3}}\right)^{1/3}\right],\ h_1^2\ge h_1^{2*}=\frac{1}{10}\ln\frac{7}{3}=-10.72\ dB.$$

При использовании представленных выше формул для y^* и формулы для вероятности ошибки (6а) необходимо учесть, что $\beta^*=\frac{\sqrt{l^2}}{2h_1^2}\,y^*$.

В табл. 2 приведены результаты вычисления β^* для одного варианта выбора $l^2=\frac{1}{4}$. При этом расчеты проводились для тех значений h_1^{2*}, которые могут быть определены из требования к вероятности ошибки когерентного приема $P_{2\infty}^1=Q\left(\sqrt{2h_1^2}\right)$ двоичной ФМ в канале только с АБГШ. Вычисление значения h_1^{2*} при заданном уровне вероятности ошибки $P_{2\infty}^1$ можно осуществить либо численным способом, либо используя известную формулу [4] для решения трансцендентного уравнения $Q\left(x_p\right)=p$, $p\in\left(0;\ 0{,}5\right]$, где $Q\left(x\right)$ - функция Гаусса:

$$x_p=t-\frac{2{,}511117+0{,}802853t+0{,}010328t^2}{1+1{,}432788t+0{,}189269t^2+0{,}001308t^3}+\varepsilon\left(p\right),\ t=\sqrt{-2\ln p},$$

где $\left|\varepsilon\left(p\right)\right|<4{,}5\cdot10^{-4}$.

Таблица 2 Результаты вычисления β^* при постоянном значении l^2

$P_{2\infty}^1$		$2*10^{-1}$	10^{-2}	$5*10^{-3}$	$2*10^{-3}$	10^{-4}	10^{-6}
h_1^{2*}, дБ		-4,51	4,32	5,207	6,172	8,4	10,53
$l^2 = \frac{1}{4}$	β^*	0.9771744	$1-1,833*10^{-11}$	$1-1,122*10^{-13}$	$1-1,11*10^{-16}$	1	1

3. Заключение

Рассмотренный алгоритм оптимального разделения двух линейно зависимых сигналов может быть обобщен на большее количество сигналов. Соотношения (6) позволяют провести оценку энергетической и спектральной эффективности систем, в которых применяется линейно зависимые сигналы. Представленный материал позволяет также провести, при выбранном оптимальном алгоритме разделения, анализ помехоустойчивости для более сложных каналов, например, каналов с общими замираниями Релея, Райса, Райса-Накагами или для систем, использующих разнесенный прием [5].

Литература

1. Бураченко Д. Л. Оптимальное разделение цифровых сигналов многих пользователей в линиях и сетях связи в условиях помех. Л.: ВАС, 1990. 360с.
2. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. М.: Техносфера, 2007. 488с.
3. Prudnikov A. P., Brychkov Yu. A., Marichev O. I. Integrals and Series. Vol. 1: Elementary Functions. Gordon and Breach, New York, 1986. 637 p.
4. Справочник по специальным функциям /под ред. М. Абрамовица и И. Стиган. М.: Наука, 1979. 827с.
5. Савищенко Н. В. Специальные интегральные функции, применяемые в теории связи. СПб.: ВАС, 2012. 560с.

References

1. Burachenko D. L. Optimal separation of digital signals of many users in lines and communication networks in terms of interference. L: VAS, 1990. – 360 p.
2. Ipatov V. P. Spread spectrum and CDMA. Principles and applications. – Moscow.: Техносфера, 2007. – 488 p.
3. Prudnikov A. P., Brychkov Yu. A., Marichev O. I. Integrals and Series. Vol. 1: Elementary Functions. Gordon and Breach, New York, 1986. 637 p.
4. Handbook of special functions / ed. M. Abramowitz and I. Stigan. M .: Science, 1979. - 827 p.
5. Savishchenko N. V. Special integral functions applied in the theory of connection. SpB.: VAS, 2012. - 560 p.

ОРГАНИЧЕСКИ НАДЁЖНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СЕТЕЙ СВЯЗИ

А. В. Мержвинский[1], Б. М Попов[1]

[1]АО «Концерн Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Традиционные методы обеспечения требуемой надёжности средств и систем связи ориентированы на оптимальный для заданных условий функционирования подбор элементной базы, упрощении схем и конструкции систем, введении аппаратной избыточности, согласованности действий системы и оператора. Однако сетям связи, ориентированным на передачу дискретных сообщений в режиме реального времени, присуще проявление эффектов утраты работоспособности (отказов) при полностью исправной аппаратуре, наличии избыточности, штатной работе программного обеспечения и безошибочной работе оператора. Указанные негативные эффекты − динамические ошибки − связаны с инерционностью системы передачи дискретных сообщений, базирующейся на разветвлённой сети связи, сложностью её адаптации к динамически меняющимся условиям функционирования. Данное обстоятельство делает актуальным поиск таких принципов построения сетей связи, при которых фактор инерционности нейтрализует преадаптация сети к динамически меняющимся условиям.

Ключевые слова: сети связи, надёжность, инерционность, динамические ошибки, преадаптация.

ORGANICALLY RELIABLE PRINCIPLES OF CONSTRUCTION OF COMMUNICATION NETWORKS

A. V. Merzhvinsky[1], B. M. Popov[1]

[1]JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. Most of the methods for ensuring the required reliability of communications equipment and systems are focused on the optimal selection of the element base for the given operating conditions, simplifying the systems design and construction, introducing hardware redundancy, and coordinating the actions of the system and the operator. However, communication networks operating in real time are characterized by the manifestation of the effects of loss of performance (failures) with fully functional equipment, the presence of redundancy, the normal operation of the software and the error-free operation of the operator. These negative effects - dynamic errors - are associated with the inertia of the control system, the complexity of its adaptation to dynamically changing operating conditions. This circumstance makes it relevant to search for such principles of building communication networks, in which the inertia factor is neutralized by the pre-adaptation of the network to dynamically changing conditions.

Keywords: communication networks, reliability, inertia, dynamic errors, pre-adaptation.

1. Введение

В докладе, в аспекте обеспечения надёжности, рассматриваются сети связи, предоставляющие услуги системе управления, функционирующей в режиме реального времени. В современных сетях связи можно выделить их логистически-материальную составляющую, к которой относятся системы передачи, оконечные средства, линии

связи, узлы и всё, что касается организации производства и предоставления связных ресурсов, и виртуальную (логическую) составляющую, всё, что связано с процессами транспортировки дискретных сообщений (метаболизм). Ошибки (сбои, отказы) в функционировании сети, связанные с её логистически-материальной составляющей (fabric-материей), относят к методическим ошибкам, − ошибкам, вызванным допущениями и приближениями, сделанными при обосновании принципов действия системы. Инструментальными являются все ошибки, не включённые в группу методических. Один из основных источников инструментальной ошибки – это инерционность системы. Возникающие вследствие инерционности ошибки называются динамическими, они, как правило, связаны с виртуальной составляющей сети связи, системой передачи дискретных сообщений (web-инфраструктурой). Для web-инфраструктуры сетей, отрабатывающих спонтанные запросы системы управления, характерна множественность и текучесть состояний, причём изменение этих состояний не связано друг с другом не только причинно-следственными, но и закономерными связями. Характеристики системы передачи дискретных сообщений всё время меняются во времени в зависимости от смены характеристик потоков трафика, циркулирующих в сети, и, следовательно, она является нестационарной системой. Более того, она не является и линейной системой, так как применительно к потокам трафика невозможно приложение принципа суперпозиции. Поэтому здесь проблематично обеспечение предсказуемости их поведения в реальном масштабе времени методами, которые основаны на теории автоматического управления и на методах традиционного системного анализа. В системах автоматического управления, где превалирует fabric-материя, динамическую ошибку можно уменьшить, повышая порядок астатизма системы. В современных же сетях связи, ориентированных на перенос дискретных сообщений, где определяющей является web-инфраструктура, такой подход ведёт к неприемлемому снижению характеристик системы.

Надёжность системы обычно толкуется как свойство системы выполнять заданные функции (сохраняя эксплуатационные показатели в заданных пределах) в течение заданного интервала времени в определённых условиях. Но сети связи, предоставляющие услуги системе управления, функционирующей в режиме реального времени, сами функционируют в этом же режиме, а реальное время бесконечно. Кроме того, зачастую к сетям применяется требование выполнять заданные функции «в любых условиях обстановки по связи», что требует от сетей высокой гибкости использования, то есть способности сети нормально (т.е. с допустимыми показателями) выполнять свои функции при существенно различных условиях функционирования. Указанные обстоятельства свидетельствуют об актуальности поиска нетрадиционных путей повышения надёжности систем передачи дискретных сообщений.

2. Органически надёжные способы преадаптации сети к динамически меняющимся условиям функционирования

В [1] показано, что алгоритмические способы непригодны для борьбы с динамическими ошибками. Ещё в прошлом веке Л.С. Гуткин высказал гипотезу [2], что

для борьбы с динамическими ошибками целесообразно применение органически надёжных принципов построения системы, под которыми он понимал такие принципы, которые обеспечивают высокую надёжность даже без каких-либо специальных мер, предпринимаемых только ради повышения надёжности. Например, в систему в какой-либо форме вносится избыточность не ради обеспечения высокой надёжности, а для улучшения других важных показателей качества, что позитивно отражается и на надёжности системы. Применение органически надёжных принципов построения систем виделось Гуткину Л.С. [2] наиболее перспективным способом повышения надёжности. Однако до настоящего времени органически надёжные принципы построения систем не только не получили развития, и сама их идея в явном виде практически предана забвению, но имеются предпосылки возврата к этой идее.

Разумеется, можно обнаружить примеры использования органически надёжных принципов построения в современных сетях связи [3], применённые по умолчанию, без оглашения данного принципа, и действующие без опоры на механизм преадаптации сети к меняющимся условиям функционирования.

Первый пример демонстрирует удачное применение симбиоза, облигатным признаком которого является развитие используемого ресурса. Так, на недавно прошедшей сессии Intel Developer Forum была продемонстрирована действующая реализация крупной mesh-сети. По сути, это стандартная беспроводная сеть 802.11, в дополнение к системе базовых точек доступа способная «достраивать» себя за счет подключенных в нее клиентских устройств − персональных компьютеров, КПК, сотовых телефонов. Таким образом, все клиенты в ее рамках становились узлами сети и могли принимать участие в передаче данных, что, естественно, сделало всю структуру сети не только более гибкой и производительной, но и, за счет появления дополнительных путей прохождения информации, более надёжной.

Второй пример показывает, что достаточно высокое качество функционирования современных коммерческих телекоммуникационных сетей обеспечивается за счёт большой избыточности пропускной способности линий связи и скорости обработки в узлах сети связи по отношению к циркулирующим в них потокам трафика (загрузка не более 15%). Негативный фактор отсутствия предсказуемости здесь в значительной степени элиминируется избыточностью ресурса или, иначе говоря, непредсказуемость поглощается избыточностью. Что автоматически приводит к повышению надёжности системы передачи дискретных сообщений.

Однако в системах связи специального назначения [4] экспансия на ресурсы потребителей услуг связи недопустима, и большой избыток ресурса, который характерен для сетей коммерческого назначения, отсутствует. Поэтому имеющийся избыток должен в них использоваться максимально эффективно, но самые современные методы мониторинга и администрирования для существенно нагруженных сетей неэффективны, если понимать эффективность как соответствие своему назначению. Дело даже не в том, что эти методы отвлекают на себя значительную часть ресурса, а потому что принципиально невозможно логическим путём справиться с проблемами физического плана. Для управления объектом необходимо иметь его модель. Модель,

ориентированная на определенную группу свойств сложной системы, всегда проще самой системы. Но создание полной модели для сложной системы невозможно, так как в силу гипотезы фон Неймана, переведённой Аланом Тьюрингом в ранг теоремы, существует порог сложности выше которого любая модель сложной системы заведомо сложнее самой моделируемой системы, – минимальное описание – есть сама система. Иначе говоря, такая модель будет, как минимум, столь же сложной, что и моделируемая система. Граничные условия задачи мониторинга существенно нагруженной сети все время меняются, и темп оценки состояния отстаёт от темпа изменения самих состояний.

Не спасают положения и попытки применения в качестве посредника между системами связи и управления средств современного искусственного интеллекта, способного к решению только узкоспециализированных задач, различные приложения классического искусственного интеллекта, многочисленные программы, в том числе играющие в шахматы, не адаптируются к динамически меняющимся условиям. Применение же здесь агентов управления, построенных на принципах нейронных сетей, представляется введением излишних посредников, так как сети связи сами обладают не меньшей чем нейронные сети гибкостью, пластичностью и памятью. И именно это свойство сетей, при учёте принципов построения и симбиотического характера совместного функционирования систем управления и сетей связи, делает возможным нахождение стратегии для преадаптации сети к динамически изменяющимся условиям. Преадаптация сети к динамически меняющимся условиям была бы невозможна, если бы в сети не имелось предпосылок для её возникновения и существования. В [5] отмечается, что в обычном представлении свойства приписываются индивидуальному объекту, в синергетике – ансамблям, множествам объектов. То есть, за результат работы, способность быть наделёнными теми или иными свойствами «отвечают» не отдельные элементы системы, а их коллективные взаимодействия – согласованности, синхронизации, когерентности. В нашем случае система управления и система передачи дискретных сообщений не являются изолированными, а находятся в активном динамическом отношении и, как будет показано далее, возможен их симбиоз – наращивание (развитие) используемого ресурса сети связи в аспекте преадаптации к вариациям в запросах системы управления. В адаптивных системах автоматического управления структура и параметры изменяются в зависимости от вида воздействующих возмущений и (или) значений их параметров таким образом, чтобы обеспечить экстремум какого-либо качества системы. Но в сетях связи своевременное получение значений параметров невозможно, и потому непригодны опирающиеся на математику методы, применимые в системах автоматического управления. Воспользуемся методами синергетики, которые базируются на работе с факторами и признаками.

Предлагаемый механизм преадаптации подобен механизму ассоциативного запоминающего устройства (АЗУ), быстродействующей буферной кэш-памяти ограниченного объема, базирующегося на учёте фактора о наличии у системы пользователей повышенного спроса на отдельные информационные ресурсы (инертности), серийности запросов на них. Механизм типа кэш-памяти делает системы

взаимосодействующими симбионтами, что позволяет вести борьбу с инерционными ошибками в сетях, базируясь на учёте фактора инертности интересов потребителей.

Сети связи, как и любые сети, состоят из узлов и соединяющих их линий, а конкретно – из узловых станций (с функциями коммутации) и многоканальных линий связи, соединяющих эти станции. К узловым станциям через оборудование доступа абонентскими линиями подключены терминалы потребителей услуг связи. Сеть в общем случае не является полносвязной, но любой узел сети можно соединить с любым другим узлом той же сети транзитом через другие узлы этой же сети составным каналом связи, образуемым из простых каналов связи с помощью средств коммутации станций. Простой канал представляет собой часть пропускной способности линии связи, напрямую соединяющей два узла. Сетевые станции, имеющие общий канал сигнализации, при организации соединений оперируют не только простыми каналами, но и уже имеющимися их агрегациями (соединениями, составными каналами).

Созданные соединения не следует разрушать после освобождения, а, по аналогии с механизмом кэш-памяти, предлагается сохранять для повторного использования до тех пор, пока не понадобятся одиночные транзитные участки этих составных каналов (или совокупности, состоящие из уже соединённых одиночных участков) для образования новых составных каналов – соединений для удовлетворения новых предпочтений потребителей. При дефиците простых каналов, нужных для образования нового соединения, разрушению следует подвергать последние по времени образования соединения, ибо при высокой серийности все новации, влекущие реорганизацию, идут от маргинальных пользователей, а мейнстрим эксплуатирует организованные ресурсы. В результате, за счёт большей инерционности (активности) предпочтений тех или иных пользователей (транспортных объектов), возникает фильтрующий (вырезающий) «медленный» процесс концентрации пропускной и обрабатывающей способности на наиболее востребованных направлениях связи, обеспечивается накопление ресурса сетевых соединений между наиболее активными транспортными объектами для работы в наиболее востребованных направлениях связи. Образно говоря, как наращивание определённых групп мышц в процессе тренировок. Данный «вырезающий процесс» действует как оператор гистерезисного типа и имеет консервативный характер, не требует для своей реализации какого-либо ресурса. Однако результат его действия имеет предметно-физическую специфику, поскольку, несмотря на свою медленность, он способен на опережающее приведение структуры сети связи в актуальное (алертное) для системы управления состояние. Отметим, делает он это непрерывно, поскольку актуальность изменчива, и никакая комбинация структур сети не может быть объявлена заранее окончательно актуальной. При резкой вариации предпочтений потребителей в коммутационном пространстве сети неактуальные структуры (соединения) автоматически исчезают, а актуальные − порождаются, как при действии дарвиновского «естественного отбора» или «невидимой» руки Адама Смита.

При наличии некоторой стабильности предпочтений пользователей сети к работе в тех или иных направлениях связи, сохранение использованных соединений снимает априорную неопределённость и обеспечивает непрерывное действие механизма

опережающей адаптации сетевых структур к тематике и интенсивности пользовательских запросов, что повышает надёжность системы передачи данных.

3. Заключение

В настоящее время имеется научно-техническая база для соблюдения органически надёжных принципов построения систем передачи дискретных сообщений. Наиболее перспективными здесь представляются подходы, основанные на методах синергетики, которые базируются не на параметризации систем, а на работе с факторами и признаками.

Учитывая, что локальная оптимизация в системе как правило неэффективна, рекомендуется все инновации подвергать фильтрации на предмет их соответствия органически надёжным принципам построения.

Литература

1. Мержвинский А. В. Технология самоактуализации сетей связи в режиме, опережающем режим реального времени системы управления / Мержвинский А. В., Попов Б. М // Теория и техника радиосвязи, 2018, № 1. - С. 27–33.
2. Гуткин Л. С. Современная радиоэлектроника и её проблемы. М.: Советское радио, 1980. - 192 с.
3. Мержвинский А. В. Природоподобная технология управления сетями / Мержвинский А. В., Попов Б. М., Савинков А. Ю. // Теория и техника радиосвязи, 2018, № 4. - С. 19-22.
4. Шнепс М. А. Телекоммуникации для экстренных и военных нужд: параллели // Intenational Journal. 2014. Vol. 2, No.7. – С. 56-75
5. Аршинов В. И Методология сетевого мышления: феномен самоорганизации./ Аршинов В. И, Данилов Ю. А, Тарасенко В. В. // Онтология и эпистемология синергетики. М.,1997. - с 109.

References

1. Merzhvinsky A. V. Technology of self-actualization networking mode, advanced real-time control system / Merzhvinsky A. V., Popov B. M. // Theory and technique of radio communication. 2018. No. 1. − Pp. 27-33.
2. Gutkin L. S. Modern radio electronics and its problems. M.: Soviet radio, 1980. − 192 p.
3. Merzhvinsky A. V. That resemble natural one’s technology network management / Merzhvinsky A. V., Popov B. M., Savinkov A. Y. // Theory and technique of radio communication. 2018. No. 4. − Pp. 19-22.
4. Shneps M. A. Telecommunications for emergency and military needs: Parallels / / International Journal. 2014. Vol. 2, No. 7. − Pp. 56-75
5. Arshinov V. I. Methodology of network thinking: phenomenon of self-organization./ Arshinov V. I., Danilov V. A., Tarasenko V. V. // Ontology and epistemology of synergetics. M., 1997, p. 109.

ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ ЭЛЕМЕНТОВ ДОПОЛНИТЕЛЬНОГО УЧАСТКА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ ПРИ ЕЕ СТРУКТУРНОМ РАСШИРЕНИИ

Ю. А. Тамм, Н. Ф. Бух-Винер

ОАО «КОМКОР», Москва, Россия

Аннотация. Рассмотрены два подхода к реализации новых магистральных участков телекоммуникационной сети при ее структурном расширении, необходимость которого вызвана требованием увеличения охвата возросшего абонентского пула. Показано, что предпочтение целесообразно отдавать последовательному вводу магистральных узлов как обеспечивающему меньшие экономические потери на переходном этапе. Найдено граничное значение количества абонентских пунктов, при увеличении которого экономически целесообразно введение новых участков магистральной сети. На основании проведенных оптимизационных расчетов представлена рекомендация по последовательности ввода новых узловых станций при расширении сети.

Ключевые слова: минимизация длин соединительных линий, магистральные узловые станции.

THE FEATURES OF THE IMPLEMENTATION OF NETWORK ELEMENTS OF THE ADDITIONAL PART OF THE TELECOMMUNICATION NETWORK DURING ITS STRUCTURAL EXPANSION

Y. A. Tamm, N. F. Bukh-Viner

OJSV «COMCOR», Moscow, Russia

Abstract. Two approaches to the implementation of new trunk sections of the telecommunication network during its structural expansion due to the requirement to increase the coverage of the increased subscriber pool are considered. It is shown that it is expedient to give preference to consecutive input of the trunk stations as providing smaller economic losses at a transition stage. The boundary value of the number of subscriber sites is found, with the increase of which it is economically expedient to implement new sections of the backbone network. On the basis of the optimization calculations the recommendation of the sequence of new trunk stations within the expansion of the network is presented.

Keywords: minimization of the lengths of the connecting lines; trunk nodal station; coefficient of curvature connecting lines.

Многие телекоммуникационные системы по мере возрастания количества абонентских станций нуждаются в модернизации с целью охвата возрастающего объема абонентского пула. Рассмотрены некоторые особенности практической реализации элементов дополнительного участка телекоммуникационной сети при ее структурном расширении.

Использована формула [1] для оптимизации параметров расширяемого участка сети, основанной на минимизации целевой функции, отражающей стоимость вновь вводимых сетевых сооружений $C_{min}^{(н)}$, определен ряд важных для практики характеристик.

$$C_k^{(н)}(T) = \eta\vartheta_a \sum_{k=1}^{K} \iota_{a_k}^{(н)} + \sum_{k=1}^{K} c_{a_k}^{(н)} + \sum_{t=1}^{T} c_{m_t}^{(н)} + \eta\vartheta^{(M)} \sum_{t=1}^{T\prime} \iota_{m_t}^{(н)}, \qquad (1)$$

где: $\iota_{a_k}^{(н)}$ - длина по прямой ***k***-ой абонентской линии (км), $c_{a_k}^{(н)}$ - стоимость сетевого оборудования ***k***-го абонентского (пользовательского) пункта (т.руб), ϑ_a- средняя стоимость погонной длины абонентской линии (т.руб/км), ***K*** – общее количество абонентских пунктов будущей сети, $\vartheta^{(M)}$ - средняя стоимость погонной длины сетевой соединительной линии (т.руб/км), *T* – количество магистральных узловых станций новой сети, ***T '*** – количество соединительных линий сетевого ядра, $c_{m_t}^{(н)}$ - стоимость *t*-го магистрального узла сети (т.руб), η –коэффициент искривления линий, отражающий во сколько раз в среднем реальная длина линии отличается от проложенной на карте по прямой для соответствующей территории.

Проведена минимизация принятой целевой функции $C_k^{(н)}(M)$ путем варьирования топологическим положением вводимых магистральных узлов $\{m_t^{(н)}\}$ при различном количестве этих узлов ***T***. Оптимизационный расчет осуществлялся двумя последовательными итерациями:

- в рамках первой итерации, при заданном значении ***T*** определено:

$$C_{k_{min}}^{(н)}(T) \rightarrow \min_{varD_m^{(н)}} C_k^{(н)}(T); \quad (2)$$

- в рамках второй, варьируя значением T, получено окончательно:

$$C_{k_{min}}^{(н)}(T_{опт}) \rightarrow \min_{var\,T} C_{k_{min}}^{(н)}(T). \quad (3)$$

Важным итогом представленного анализа является найденная зависимость стоимостных характеристик и характеристик, отражающих количество оптимизированных (по положению) магистральных узловых станций сети от величины дополнительно вводимой абонентской нагрузки (***k***)

$$C_{k_{min}}^{(н)}(k). \quad (4)$$

Формулы (1-4) наряду, с возможностью определения таких параметров, как оптимальное количество вводимых магистральных узлов ($T_{опт}$), их рационального топологического размещения с соответствующими стоимостными оценками, дают возможность вычислить оптимальные количественные характеристики абонентских кластеров ($\mathcal{K}_j^{(н)}$), примыкающих к данному узлу (узловые абонентские кластеры).

Пример распределения количества абонентских окончаний в узловом кластере в зависимости от его условного номера представлен на рисунке 1.

Представленные данные позволяют рассмотреть два подхода к последовательности ввода новых магистральных узлов при строительстве дополнительного участка сети. Первый предполагает создание планируемого участка по мере появления новых точек пользователя. При таком подходе оператор идет на временное удорожание сети с тем, чтобы к окончанию ввода всех магистральных станций ($T > T_{кр}$) при появлении новых абонентских точек получить ожидаемый экономический выигрыш (4). При втором подходе новый магистральный участок вводится заранее (временно не компенсируемые капитальные затраты) с тем, чтобы достичь экономического эффекта с планируемой отсрочкой, по мере ввода новых абонентских пунктов.

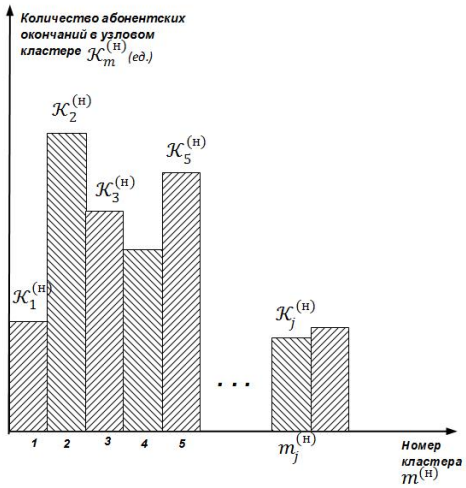


Рис.1. Распределение количества абонентских окончаний в узловом кластере в зависимости от его номера.

На практике применимы оба варианта, однако с целью уменьшения временно омертвленных капитальных затрат, очевидно, предпочтительнее является первый.

При его реализации весьма полезными становятся данные по рис.1, полученные на основании вышеописанного оптимизационного анализа.

Используя эти данные, в соответствии с первым подходом целесообразно начинать ввод магистральных узлов с тех станций, для которых количество примыкающих абонентских окончаний будут наивысшим. Подобный принцип ввода узлов позволит снизить текущие размеры временно омертвленного капитала, поскольку распределенная во времени степень охвата новых абонентских пунктов будет наибольшей.

Для примера, представленного на рис.1, первым. очевидно, должен вводиться 2-й узел, потом – 5-й и т.д. по мере уменьшения значений ($\mathcal{K}_m^{(н)}$).

Гистограмма рис.1 ценна еще и тем, что позволяет заранее рассчитать требуемую трибутарную нагрузку на вводимые узлы и тем самым оптимизировать затраты на их реализацию.

Небольшая ремарка относительно практических расчетов по исходным формулам (1-3). Найденные на карте места узловых станций следует рассматривать лишь как рекомендуемые, т.к. именно в расчетном месте разместить новый узел далеко не всегда допустимо. Это может быть, например, поверхность реки, парка, жилой дом или что либо другое, не подходящее для размещения узловой станции. Поэтому при практической реализации предлагаемой оптимизационной технологии зондирующее перемещение узлового пункта целесообразно проводить не по всей поверхности $\boldsymbol{S}$, а лишь по тем точкам, где возможно размещение узлов [2]. Это позволит резко сократить количество операций при выборе оптимального местоположения магистральных узлов и приведет к получению рекомендуемых значениям, которые непосредственно могут быть использованы на практике.

При проектировании расширения сети данные о возможных местах расположения узлов заранее далеко не всегда имеются. Поэтому, в большинстве случаев, расчет приходится вести в оговоренном выше обобщенном виде, а конкретную привязку к

возможным местам размещения узлов осуществлять уже в процессе рабочего проектирования путем выбора подходящих мест, ближайших к рекомендуемым расчетом.

Заключение

Результаты настоящего анализа предназначены для использования оператором связи в процессе обслуживания эксплуатируемой им телекоммуникационной сети. Для практического применения указанного алгоритма целесообразно разработать специальную компьютерную программу, подобную той, которая использовалась при выборе оптимальных структурных характеристик крупной московской оптоволоконной сети АКАДО в процессе ее строительства.

Литература

1. Тамм Ю.А «Оптимизация размещения новых магистральных узловых станций при структурном расширении действующей инфокоммуникационной сети»// Проектирование и технология электронных средств. Подготовлена к печати.
2. Тамм Ю.А. «Территориальное перемещение (перенос) узловых станций большой оптоволоконной инфокоммуникационной системы городского типа»//Вопросы оборонной техники. –серии 3 выпуск 4-5(383-384), - 2014г., с.14-19

References

1. Tamm Y.A. «Optimizing The Placement of New Network Stations During a Structural Expansion of The Existing Trunk Infocommunication Network»/ Design and Technology of Electronic Facilities // Vladimir, - 2019, prepared for publication.
2. Tamm Y.A. «The Territorial Relocating Trunk Stations Within Big Telecommunication Fiber Optical Network»// Questions of defense technology. // Moscow. –series 3 issues 4-5(383-384), - 2014., -14-19.pp.

ОЦЕНКА КАНАЛА РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВА-НИЕМ ПРЕДСКАЗАНИЯ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА ARIMA

А.Ю. Савинков

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

Аннотация. Предложен подход к реализации алгоритма краткосрочного прогнозирования параметров канала распространения для систем связи с нерегулярной кадровой структурой для снижения EVM оценки в условиях быстрых замираний.

Ключевые слова: оценка канала, замирания, линейное предсказание, анализ временных рядов.

CHANNEL ESTIMATION WITH ARIMA-BASED PREDICTIONS

A.Yu. Savinkov

[1] Voronezh State University, Voronezh, Russia

Abstract. An approach to the implementation of algorithm for short-term prediction of the propagation channel parameters for communication systems with an non-periodic frame structure is proposed for decrease of the EVM of channel estimations under fast fading conditions.

Keywords: channel estimation, fading, linear predictions, time series analysis.

1. Введение

Современные системы связи и передачи данных в основном используют цифровые виды модуляции. Скорости передачи данных в таких системах постоянно растут и в новых стандартах связи достигают нескольких Гбит/с, при этом доступный для работы частотный ресурс ограничен, что не позволяет решать проблему скорости передачи данных за счет увеличения полосы частот сигнала. Дефицит частотного ресурса заставляет использовать многоуровневую модуляцию, прежде всего, QAM. В современных системах связи уже не редкость использование модуляции 1024-QAM. Демодуляция таких сигналов возможна только при использовании априорной информации о комплексном коэффициенте передачи канала распространения сигнала, поскольку в QAM передаваемая информация закодирована в абсолютных значениях начальной фазы и амплитуды сигнала.

Для оценивания комплексного коэффициента передачи канала распространения сигнала в передаваемый сигнал включаются априорно известные приемнику символы модуляции (пилот-символы), причем доля пилот-символов в информационном кадре в реальных системах связи может превышать 20%.

2. Оценка канала с предсказанием

Предположим, что передатчик имеет фиксированное расположение, а приемник может перемещаться в пространстве с течением времени. Будем также полагать, что различие в задержке компонентов принимаемого сигнала, прошедших различными

путями в пространстве, пренебрежимо малы. Тогда комплексный коэффициент передачи канала распространения $\dot{H}\left(\vec{r}(t)\right)$ можно записать в виде (1).

$$\dot{H}\left(\vec{r}(t)\right) = L\left(\vec{r}(t)\right) \cdot \xi(t) \cdot \dot{h}(t) \quad (1)$$

где $L\left(\vec{r}(t)\right)$ – ослабление сигнала в канале распространения в зависимости от местоположения приёмника (от расстояния между передатчиком и приемником), $\vec{r}(t)$ – текущее местоположение приемника, $\xi(t)$ – случайная величина (медленные замирания сигнала), обусловленная наличием случайных препятствий на пути распространения сигнала, $\dot{h}(t)$ – комплексная случайная величина (быстрые замирания сигнала), обусловленная суперпозицией в точке приема лучей сигнала, отраженных от ближайших к приемнику объектов (здания, автомобили и т.п.).

Заметим, что величины $L\left(\vec{r}(t)\right)$ и $\xi(t)$ обычно изменяются достаточно медленно и могут отслеживаться системой АРУ приемника. Поэтому не будем их учитывать в дальнейшем. Тогда сигнал $\dot{x}(t)$ в точке приема можно записать в виде (2).

$$\dot{x}(t) = \left(\sum_{i=0}^{\infty} \dot{h}(t) \cdot \dot{m}_i \cdot \left(\theta(t - (i+1) \cdot T) - \theta(t - i \cdot T)\right)\right) + \dot{n}(t) \quad (2)$$

где $\dot{m}_i$ – передаваемые комплексные символы модуляции, T – длительность символа, $\theta(t)$ – функция Хевисайда, $\dot{n}(t)$ – белый гауссовский шум.

Пилот-символы представляют собой априорно известные символы модуляции, будем обозначать их $\dot{p}_i$.

Будем считать, что в приемнике установлена необходимая временная синхронизация и выполнена дискретизация сигнала $\dot{x}(t)$ с частотой дискретизации T^{-1}. Тогда вместо (2) можно использовать более простую запись (3).

$$\dot{x}_i = \dot{h}_i \cdot \dot{s}_i + \dot{n}_i \quad (3)$$

Оценка комплексного коэффициента передачи канала распространения сигнала может быть выполнена на приемной стороне по пилот-символу по формуле (4)

$$\hat{h}_i = \frac{\dot{x}_i \cdot \dot{p}_i^*}{|\dot{p}_i|^2} \quad (4)$$

где $*$ означает комплексное сопряжение.

Заметим, что полученная оценка соответствует моменту времени $t = i \cdot T$, а использоваться она будет на интервале времени $t \in (i \cdot T, i \cdot T + \Delta t)$, где $\Delta t > 0$ интервал времени, на котором требуется выполнить демодуляцию принимаемых данных. Кроме того, из-за шума оценка $\hat{h}_i$, полученная по единственному пилот-символу, может быть недостаточно точной.

В системах связи с регулярной (периодической) кадровой структурой, например, в сотовой связи, указанные проблемы могут эффективно решаться за счет совместной обработки пилот-символов последовательных кадров. При этом Зависимость $\dot{h}(t)$ аппроксимируется некоторой параметрической функцией, например, полиномом некоторой степени с неизвестными коэффициентами. Для нахождения коэффициентов может использоваться метод наименьших квадратов, минимизирующий среднеквадратическое отклонение аппроксимации от оценок пилот символов. Полученная аппроксимация используется для демодуляции символов данных в интервалах между пилот-символами.

Но существует множество систем передачи данных, например IEEE 802.11 (Wi-Fi), которые не имеют периодической кадровой структуры, и оценка канала для демодуляции всех символов кадра должна делаться исключительно по пилот-символам этого же кадра.

В простейшем случае можно принять предположение, что $\dot{h}(t) \approx const$ при $t \in (i \cdot T, i \cdot T + \Delta t)$. Тогда оценка комплексного коэффициента передачи канала распространения может выполняться простым усреднением отдельных оценок, полученных пилот-символам, по формуле 5.

$$\hat{h} = \sum_{i=1}^{N} \frac{\dot{x}_i \cdot \dot{p}_i^*}{|\dot{p}_i|^2} \tag{5}$$

где N – число пилот-символов в кадре. Такую оценку использует значительная часть приемников систем передачи данных.

Оценим, насколько обоснованно предположение о малом изменении $\dot{h}(t)$ на протяжении длительности кадра и какие ограничения это предположение накладывает на скорость движения подвижных объектов, частоту несущей и длительность кадра. Энергетический спектр $\dot{h}(t)$ хорошо изучен и может быть аппроксимирован формулой (6) [1].

$$\dot{S}(f) = \begin{cases} \frac{2}{f_d \cdot \sqrt{1-\left(\frac{f}{f_d}\right)^2}}, & f \in [-f_d, f_d] \\ 0, & f \notin [-f_d, f_d] \end{cases} \tag{6}$$

где $f_d = f_0 \cdot v/c$ – доплеровский сдвиг частоты, f_0 – частота несущей, v – скорость движения подвижного объекта (приемника), c – скорость света.

Данному энергетическому спектру соответствует автокорреляционная функция $R(\tau)$, определяемая выражением (7) [2].

$$R(\tau) = J_0(2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot \tau) \tag{7}$$

где $J_0(x)$ – функция Бесселя первого рода нулевого порядка. Тогда, если ограничить интервал времени Δt, в течение которого после получения оценки канала распространения можно эффективно выполнять демодуляцию принимаемых данных с использованием этой оценки, диапазоном $R(\tau) \geq 0{,}5$, можно записать соотношение (8)

$$\Delta t \leq \frac{0.24 \cdot c}{f_0 \cdot v} \tag{8}$$

Полученное соотношение связывает максимально допустимую длительность информационной части кадра со скоростью движения подвижного абонента и частотой несущей. При частоте несущей порядка 1 ГГц и скорости движения порядка 100 км/ч, полученная оценка канала распространения сохраняет актуальность на интервале времени порядка 2.5 мс. Поскольку возможности снижения частоты несущей нет ввиду дефицита частотного спектра (наоборот, в перспективных стандартах связи наблюдается тенденция перехода в частотный диапазон свыше 3 ГГц [3]), то остается либо смириться с ограничением скорости движения подвижных объектов (сервис будет доступен только для стационарного оборудования и пешеходов) или усложнять структуру кадра, вводя чередование пилот-символов и символов данных.

В качестве альтернативного решения можно рассмотреть возможность предсказания параметров канала распространения по результатам анализа нескольких

последовательных оценок $\hat{h}_i$. В технике связи часто используют метод линейного предсказания [4], [5], но он применим только для предсказания стационарных процессов, в то время как процесс $\dot{h}(t)$ на интервале длительности кадра заведомо нестационарный.

В тоже время, из теории временных рядов известна интегрированная модель авторегрессии – скользящего среднего (autoregressive integrated moving average, ARIMA), используемая для предсказания продолжения нестационарных временных рядов [6]. В отличие от модели ARMA (авторегрессии – скользящего среднего), модель ARIMA прогнозирует конечные разности временного ряда (9)

$$\nabla^d \hat{x}_n = \sum_{i=1}^{p} \alpha_i \cdot \nabla^d x_{n-i} + \sum_{i=1}^{q} \beta_i \cdot \varepsilon_{n-i} + \varepsilon_n \quad (9)$$

где d, p, q – параметры модели (обозначается $ARIMA(p,d,q)$), ∇^d – конечная разность порядка d, ε_n – ошибка оценки, α_i, β_i – коэффициенты модели, которые должны быть найдены в процессе обучения по априорно известной части ряда (в нашем случае, по оценкам пилот-символов). Оценки продолжения ряда $\hat{x}_n$ могут быть получены из $\nabla^d x_n$ по формуле (10).

$$\hat{x}_n = \nabla^d \hat{x}_n + \sum_{i=0}^{d-1} \nabla^i \hat{x}_{n-1} \quad (10)$$

Рассмотрим возможность применение модели ARIMA для предсказания комплексного коэффициента передачи канала распространения сигнала. Прежде всего отметим, что в нашей постановке задачи ошибки оценок ε_n неизвестны, следовательно, применима только модель $ARIMA(p,d,0)$. Параметры d и p следует подобрать экспериментально, коэффициенты α_i должны быть вычислены через оценки канала $\hat{h}_i$ по критерию минимума среднеквадратического значения ошибки. При моделировании для расчета α_i использовался алгоритм Левинсона-Дурбина [7].

В качестве критерия точности предсказания использовалась величина вектора ошибки (error vector magnitude, EVM), определяемая по формуле (11).

$$EVM_i = 10 \cdot \lg\left(\frac{\sum_j |\hat{h}_{i,j} - \dot{h}_{i,j}|^2}{\sum_i |\dot{h}_{i,j}|^2}\right) \quad (11)$$

где $\hat{h}_{i,j}$ – оценка комплексного коэффициента передачи канала распространения сигнала для i-го информационного символа кадра в j-ом эксперименте, $\dot{h}_{i,j}$ – точное значение.

Результаты моделирования показаны на рис. 2.

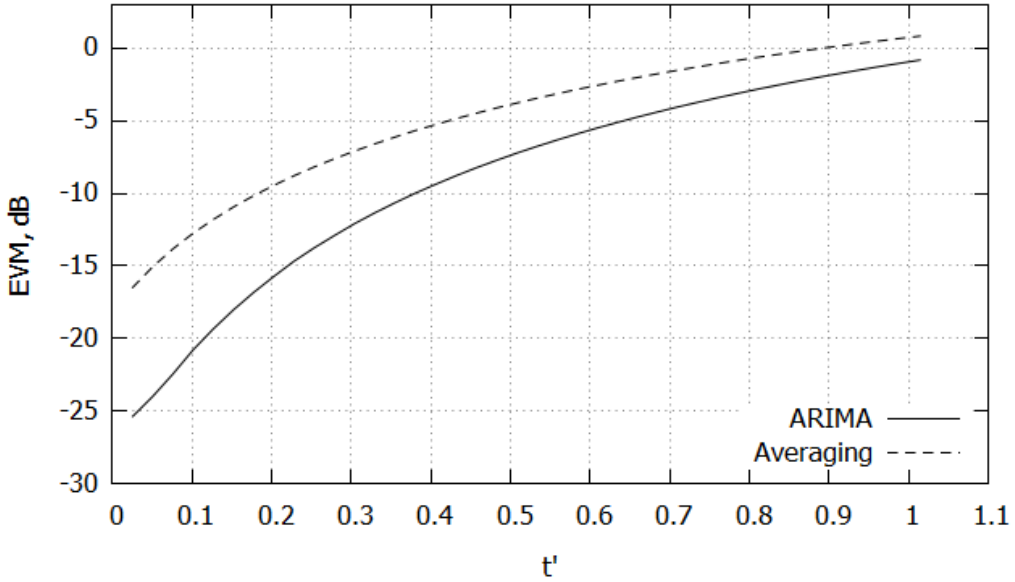


Рис. 1. Результаты моделирования

Значения параметров $d = 1$ и $p = 3$ были подобраны в ходе моделирования по минимуму EVM. На рис. 2 по оси абсцисс отложено нормированное время $t' = f_d \cdot t/0{,}24$ ($R(t') \approx 0{,}5$). Видно, что что при одинаковом качестве оценки ($EVM \approx -10$ дБ), использование ARIMA позволяет в два раза увеличить длительность информационной части кадра или в два раза увеличить допустимую скорость движения подвижного объекта.

3. Заключение

Предложенный подход к прогнозированию параметров канала распространения может быть использован при разработке цифровых приемников для перспективных систем связи с высокой скоростью передачи данных и высокой подвижностью абонентов. К основному недостатку предложенного подхода можно отнести относительно низкую устойчивость к воздействию шума, но в высокоскоростных каналах передачи данных при использовании многоуровневой модуляции отношение сигнал/шум может составлять 30 и более децибел, что делает предложенный подход применимым.

Литература

1. R. H. Clarke. A statistical theory of mobile-radio reception. // The Bell System Technical Journal, 1968, vol. 47, no. 6. – pp. 957-1000.
2. William C. Jakes, Donald C. Cox. Microwave Mobile Communications. Wiley-IEEE Press., 1994. – 642 p.
3. 5G; NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 1: Range 1 Standalone (3GPP TS 38.101-1 version 15.3.0 Release 15). RTS/TSGR-0438101-1vf30, 2018. – 223 p.
4. J. Makhoul. Linear prediction: A tutorial review. // Proceedings of the IEEE, 1975, vol. 63, no. 4, pp. 561-580.
5. Monson H. Hayes. Statistical Digital Signal Processing and Modeling. John Wiley & Sons, Inc., 1996 – 608 p.
6. George Edward Pelham Box, Gwilym M. Jenkins. Time Series Analysis: Forecasting and Control (3rd ed.). NJ, USA: Prentice Hall PTR, 1994. – 592 p.

7. Pedro A. Morettin. The Levinson Algorithm and Its Applications in Time Series Analysis. // International Statistical Review, 1984, Vol. 52, No. 1, pp. 83-92.

REFERENCES

8. R. H. Clarke. A statistical theory of mobile-radio reception. // The Bell System Technical Journal, 1968, vol. 47, no. 6. – pp. 957-1000.
9. William C. Jakes, Donald C. Cox. Microwave Mobile Communications. Wiley-IEEE Press., 1994. – 642 p.
10. 5G; NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 1: Range 1 Standalone (3GPP TS 38.101-1 version 15.3.0 Release 15). RTS/TSGR-0438101-1vf30, 2018. – 223 p.
11. J. Makhoul. Linear prediction: A tutorial review. // Proceedings of the IEEE, 1975, vol. 63, no. 4, pp. 561-580.
12. Monson H. Hayes. Statistical Digital Signal Processing and Modeling. John Wiley & Sons, Inc., 1996 – 608 p.
13. George Edward Pelham Box, Gwilym M. Jenkins. Time Series Analysis: Forecasting and Control (3rd ed.). NJ, USA: Prentice Hall PTR, 1994. – 592 p.
14. Pedro A. Morettin. The Levinson Algorithm and Its Applications in Time Series Analysis. // International Statistical Review, 1984, Vol. 52, No. 1, pp. 83-92.

ОЦЕНКА УСТОЙЧИВОСТИ НАЗЕМНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ

А.С.Щеголеватых, А.Н.Гнездилов

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

Аннотация. В работе рассмотрены алгоритмы построения надёжных сетей связи присильных воздействиях деструктивных факторов.

Ключевые слова: связность в сети; телекоммуникационные сети; устойчивость к воздействию дестабилизирующих факторов.

STABILITY ESTIMATION OF OVERLANDTELECOMMUNICATION NETWORKS

A.S. Schegolevatykh, A.N. Gnezdilov

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. There are considered algorithms of the building reliable telecommunications under strong influence ofdestructive factors.

Keywords: connectivity in network; telecommunication networks; resistance to influence destructive factors.

1. Введение

В настоящее время телекоммуникационные технологии развиваются очень стремительно. Такое быстрое технологическое развитие создаёт предпосылки для коренного изменения архитектуры и принципов построения сетей связи специального назначения (СССН).

Внедрение сетей следующего поколения связана с конвергенцией сетей связи и расширением диапазона предоставляемых услуг, а концепция глобальной информационной инфраструктуры – с образованием единого информационного пространства, в котором услуги связи дополнены другими услугами: накоплением, хранением, обработкой и поиском необходимой информации.

СССН функционирует в интересах систем государственного и военного управления, а также систем управления безопасности и правопорядка.

К данным системам управления предъявляются требования по:

- устойчивости – способности органов управления выполнять свои функции в сложной, резко меняющейся обстановке в условиях помех и массированных дестабилизирующих воздействиях противника;

- непрерывности–возможности органов управления постоянно взаимодействовать с объектами управления;

- оперативности – способности получать, обрабатывать и преобразовывать информацию в соответствии с темпом изменения текущей ситуации;

- скрытности – способности сохранять в тайне факт, время и место преобразования информации, её содержание и принадлежность к управляющим объектам.

Для обеспечения этих требований, в свою очередь СССН, как организационно-техническая система, должна соответствовать требованиям к определённым её свойствам. В СССН циркулируют информационные потоки системы управления, которые после их обработки и систематизации предоставляются уполномоченным лицам или органам для принятия решений. В связи с этим в СССН при передаче этих потоков должны обеспечиваться требования по информационной безопасности.

Современные СССН, как правило, разделяются на 4 эшелона [1]:

- наземный эшелон (стационарный и мобильный сегменты);
- воздушный эшелон (воздушный и наземный сегменты);
- морской эшелон (морской и наземный сегменты);
- космический (космический и наземный сегменты).

Наземный эшелон СССН использует сетеориентированные, унифицированные технические и программно-аппаратные решения со стандартной номенклатурой типовых каналов связи. Наземный эшелон является взаимоувязанной совокупностью стационарных и подвижных узлов связи (УС) и линий связи (ЛС) различных родов. Он представляет организационно-техническое объединение средств и комплексов связи, выполняющих задачи по образованию, маршрутизации и коммутации каналов связи в интересах вышестоящей системы государственного и военного управления. УС и ЛС наземного эшелона также обеспечивают взаимодействие между техническими средствами других эшелонов.

В период действия чрезвычайных ситуаций (ЧС) региональные сети испытывают воздействие неблагоприятных факторов, приводящих к разрушению узлов и линий связи. В условиях ЧС необходимо обеспечить работу сетей связи с установленными показателями качества и учётом ряда специальных требований, которые содержатся в некоторых нормативных документах. В нормативном документе ГОСТ Р53111-2008 [2] указываются требования, предъявляемые к устойчивости функционирования сетей связи общего пользования в мирное время, требования к системе связи в ЧС ив условиях чрезвычайного положения приведены в Федеральном законе «О связи» [3].

2. Методика расчета устойчивости сетей связи с резервированием

Показатели устойчивости (надёжности и живучести) сети электросвязи носят вероятностный характер, и их оценка осуществляется на основе показателей надёжности и живучести анализируемой сети электросвязи.

Методика расчётной оценки устойчивости (надёжности и живучести) сети электросвязи основана на использовании математического аппарата случайных графов и нахождения связности между элементами графа с помощью метода перебора простых цепей. Элементами графа являются вершины (УС) и рёбра (ЛС).

Граф сети G состоит из конечного непустого множества V, содержащего M вершин (УС), и заданного множества E, содержащего N неупорядоченных пар различных вершин из V, которые образуют рёбра (ЛС). В результате граф сети представляется в виде $G(V,E)$.

Каждой ЛС на графе сети электросвязи можно присвоить «весовую» переменную *p*, которая принимает значения в диапазоне 0…1, причём значению «нуль» соответствует случай полной потери указанной линии связи, а значению «единица» - полной её сохранности. В расчётах используется переменная «потеря» *q*, которая определяется как *q*=1-*p*. На построенном графе сети связи выделяют два полюса (две вершины – «исток» и «сток»), которые отмечают выбранное направление связи.

В ЧС происходят потери как узлов, так и линий связи. При этом требуется обеспечить необходимое время и заданную вероятность доведения за счёт ресурса, предоставляемого сетью связи.

В этой работе исследуются свойства функции надёжности сети *h(p)*, т. е., вероятности того, что данная пара вершин в сети связи связана, если ребро обрывается с вероятностью 1-*p*. Устанавливается принципиальная возможность построения надёжных сетейиз ненадёжных элементов, указываются оценки числа линий связи, необходимых для реализации достаточно надёжных сетей.

Метод расчётной оценки связности между элементами графа с помощью перебора простых цепей заключается в том, что для выбранных полюсов графа сети, в соответствии с алгоритмом установления связи [4] отмечаются все цепи или пути, по которым может быть установлено соединение.

Под событием связности понимают такой случай, когда между «истоком» и «стоком» в работоспособном состоянии существует хотя бы одна простая цепь. Если между полюсами сети в работоспособном состоянии нет ни одной простой цепи, то в двухполюсной сети наступает событие несвязности.

Вероятностный подход опирается на вероятностные характеристики элементов сети связи. Если рассматривать сеть, состоящую из «истока» и «стока» (двухполюсную сеть), то вероятность связности определяют по формуле:

$$h(p) = \sum_{i=0}^{M} A_i (1-q)^i q^{n-i} \qquad (1)$$

где *M* – полное число линий связи в сети; *i* – сохранившиеся линии связи; A_i-число вариантов, обеспечивающих двухполюсную связность при условии, что сохранено *i* линий связи.

Трудность вычисления по формуле (1) связана с необходимостью перебора возможных вариантов *i* линий связи между двумя вершинами:«истоком» и «стоком». Это количество определяется через биномиальные коэффициенты $C_n^i = \frac{n!}{i!(n-i)!}$. Максимальное значение этот коэффициент принимает, когда $i \approx n/2$. В этом случае значение биномиального коэффициента $C_n^i \to 4^{n/2}$, т. е. достаточно быстро возрастает.

Для аналитических расчетов вероятность связности двухполюсной сети определяют по следующей формуле:

$$h(p_1, p_2) = \sum_{i=0}^{m} \sum_{j=0}^{n} C_m^i C_n^j p_1^i (1-p_1)^{m-i} p_2^j (1-p_2)^{n-j} \qquad (2)$$

где $1-p_1$- вероятность потери ЛС; $1-p_2$- вероятность потерь УС; m - число линий связи; n - число узлов; $C_n^k = n!/(n-k)!\,k!$ - биномиальные коэффициенты.

Для передачи информации от источника к получателю необходимо наличие пути. Изображая сеть в виде квазигеометрического графа, путь в этом графе есть последовательность смежных вершин (УС), соединенных линией связи (ЛС).

Для оценки вероятности связности необходимо определить для каждого значения i число возможных путей A_i. Это число можно определить из матрицы инциденций [4] данного графа. Определение A_i сводится к определению связных компонент квазигеометрического графа, определяющего топологию сети связи.

Используемый метод расчёта основывается на топологической сортировке [5]. Топологическая сортировка рассматривается как процесс отыскания линейного порядка, в который может быть вложен данный частичный порядок.Предварительно осуществляется пометка вершин ациклического орграфа числами $1\ldots n$, где n- число вершин (УС) графа. Так, что если из вершины i в вершину j идёт ориентированное ребро (ЛС), то $i < j$.

Расчёт начинается с отыскания вершины графа $G = (V, E)$, из которой выходит только одно ребро (такая вершина существует, если граф не имеет циклов), и присвоения этой вершине наибольшего номера, а именно $|V|$. Эта вершина удаляется из графа G вместе с входящим в нее ребром. Поскольку оставшийся граф также ациклический, повторим процесс и присвоим следующий наибольший номер $|V|$-1 вершине, из которой выходит одно ребро. Это будет сделано, если мы произведем единственный поиск в глубину на данном ациклическом орграфе G. Дополнительно к обычному массиву потребуется еще один массив объемом$|V|$для записи метоктопологическиотсортированных вершин.

Рассмотрим граф сети $G(V,E)$, состоящий из двух подграфов $G_0(V_0,E_0)$ и $G_1(V_1,E_1)$ (рисунок 1) и вершины 2, соединяющей эти подграфы.

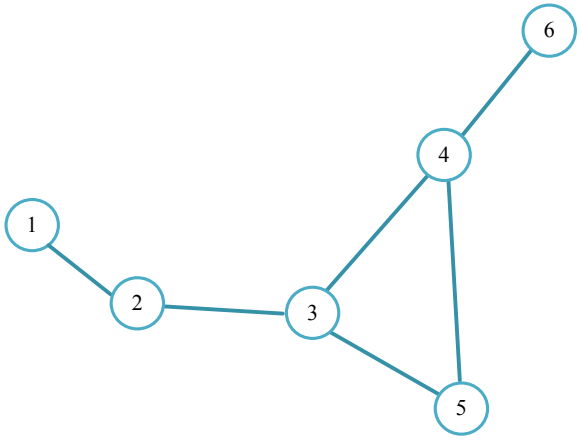


Рис. 1. Топология сети связи №1.

Граф, приведенный на рисунке 1, представим состоящим из четырёх подграфов: $G_0(V_0,E_0)$, $G_1(V_1,E_1)$, $G_2(V_2,E_2)$ и $G_3(V_3,E_3)$. Подграф $G_0(V_0,E_0)$ состоит из одной вершины под номером 1, подграф $G_1(V_1,E_1)$, состоит из вершин 2 и 3, подграф $G_2(V_2,E_2)$ состоит из вершин 3 и 5, подграф $G_3(V_3,E_3)$ состоит из вершин 4 и 6 с рёбрами, соединяющими эти вершины. Точка сочленения 2 с рёбрами осуществляет связь подграфов $G_0(V_0,E_0)$ и

$G_1(V_1,E_1)$. При потере вершины 2 граф $G(V,E)$ разделяется на две компоненты: $G_0(V_0,E_0)$ и подграф, располагающийся правее точки сочленения .

Если рассматривать компоненты графа, то топологическая сортировка сводится к следующему. Если начать поиск в глубину, скажем, из вершины 1 в подграфе $G_0(V_0,E_0)$, то можно перейти из $G_0(V_0,E_0)$ в $G_1(V_1,E_1)$, проходя через вершину 2.

Из свойства поиска в глубину, все ребра в $G_1(V_1,E_1)$ должны быть пройдены до того, как вернемся в вершину 2; поэтому G_1 состоит в точности из ребер, которые находятся между заходами в вершину 2.

При наличии других компонент дело обстоит сложнее: если уходим, скажем, из $G_1(V_1,E_1)$, и идем в другой подграф $G_2(V_2,E_2)$, а оттуда – в $G_3(V_3,E_3)$ через новую вершину, то окажемся в $G_2(V_2,E_2)$, пройдя ребра из нескольких подграфов. Данные о прохождении ребер хранятся в стеке. После удаления ребер из $G_2(V_2,E_2)$ наверху стека будут ребра из G_2, и мы снова будем проходить $G_3(V_3,E_3)$. Таким образом, если можно распознать точки сочленения, то, применяя поиск в глубину и храня ребра в той очередности, в какой они проходятся, определяют двухсвязные компоненты - ребра, находящиеся наверху стека в момент обратного прохода через точку сочленения, которые образуют двусвязную компоненту.

Для определения точки сочленения для каждой вершины v графа в процессе поиска в глубину требуется вычислить новую функцию, которую определим как наименьшее значение номера вершины графа, и в которую можно попасть из некоторой вершины, проходя последовательность из корня или ребер дерева, за которой следует не более, чем одно обратное ребро. Вершина $a \in V$ будет точкой сочленения тогда и только тогда, когда существуют вершины $a, w \in V$, такие, что $(a, v) \in T, w \neq a$, а w не является потомком v в T, а значение новой функции больше номера узла.

Распознается точка сочленения при известных значениях указанных двух функций: если найдем вершину v, такую, что $(a, v) \in T$, а значение новой функции больше номера узла, то a будет либо точкой сочленения, либо корнем дерева T. Нужную вершину w можно выбрать из предков a в случае, когда a не является корнем.

Таким образом, алгоритм определяет двухсвязные компоненты графа $G = (V, E)$, которые необходимо использовать для определения значения A_i в формуле (1).

В качестве примера рассмотрим простую однолинейную сеть связи (рисунок 2), где УС обозначены цифрами внутри кружков.

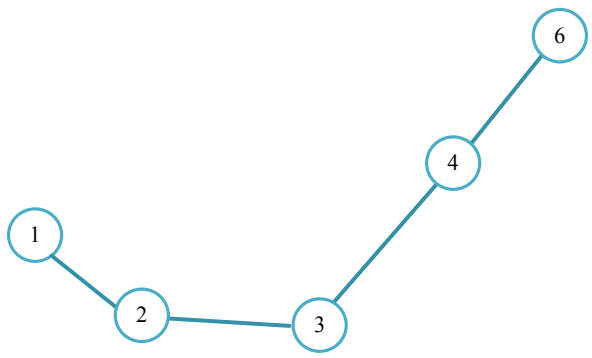


Рис. 2. Топология размещения узлов связи № 2.

В результате аналитического моделирования можно определить общие характеристики живучести сетей при потерях узлов связи и линий связи. На рисунке 3 приведены зависимости вероятности связанности при потерях ЛС.

Кривые построены для 5 узлов связи. Из теоремы Эйлера следует, что для плоских графов $m \geq N + 1$[3]. В данном случае число УС равно 5, а число ЛС равно 4.

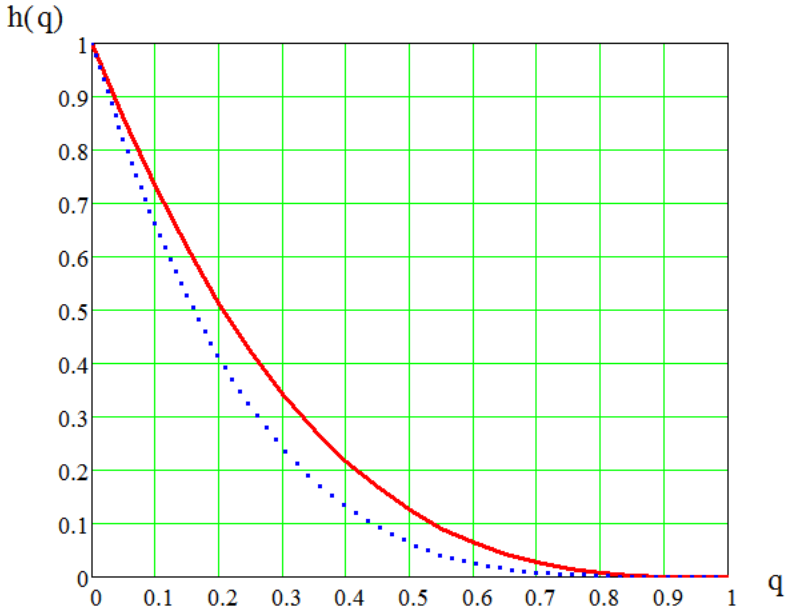


Рис. 3. Вероятность связности при потере ЛС в сети №2 между узлами 1-4 (сплошная линия) и узлами 1-6 (пунктирная линия).

В работе [6] исследуютсясвойства функции надёжности сети $h(q)$, т. е. вероятности того, что данная пара вершин в сети связана, если каждое ребро (ЛС) обрывается с вероятностью 1-p. Устанавливается принципиальная возможность построения надёжных (устойчивых) схем из ненадёжных элементов и, кроме того, указываются оценки числа ЛС, необходимых для реализации достаточно надёжных схем.

На основе известного материала [3, 6] оценим возможность обеспечения живучести произвольной сети связи, имеющей nузлов связи, когда функция надёжности представляет собой вероятность $h(q)$ связности графа $G(V,E)$, если каждое ребро (ЛС) теряется с вероятностью q=1-p. Функция $h(q)$ может быть записана в следующем виде:

$$h(q) = \sum_{k=l}^{m} A_k (1-q)^k q^{l-k} \qquad (3)$$

$$\text{или } h(q) = 1 - \sum_{k=\omega}^{m} B_i (1-q)^{m-i} q^i , \qquad (4)$$

где m - число рёбер (ЛС); n – число вершин (УС) графа G; A_k – число связных подграфов графа $G(V,E)$, имеющих k рёбер и n вершин; B_i - число несвязных подграфов графа $G(V,E)$ с m-i рёбрами и n вершинами; l– минимальное число рёбер, необходимое

для того, чтобы построить связный граф с nвершинами; ω – минимальное число рёбер, которое надо удалить, чтобы граф $G(V,E)$ стал несвязным.

Числа l и ω определяют длину и ширину искомого графа на плоскости. Очевидно, $l=n$-1. Пусть граф G_A получается удалением вершины, а степени k со всеми инцидентными ей рёбрами. Тогда функция $h(q)$ будет удовлетворять неравенству

$$h(q) \geq (1-q)^k R_p(G_a) \qquad (5)$$

где $R_p(G_a)$ - функция надёжности подграфа G_a.

Для последовательности подграфов G_a функция $R_p(G_a)$ будет абсолютно ненадёжной, если $\lim_{n\to\infty} R_p(G_n) = (1-q)^{n-1} \to 0$для $q \in [0,1]$. Функция $R_p(G_n)$ должна удовлетворять неравенству [6]

$$1 \geq R_p(G_n) \geq 1-(n-1)^2 q^{n-1} = h(n,q) \qquad (6)$$

На рисунке 4 приведён график зависимости связности в сети, состоящей из n УС с поражением ЛС с вероятностью q. Для обеспечения заданной связности между абонентом и источником необходимо иметь не менее n узлов связи. Из рисунка 4 следует, что для обеспечения связности с вероятностью 0,9, необходимо иметь два узла для вероятности потерь ЛС 0,1, для вероятности потерь ЛС 0,3 - 6 УС, для вероятности потерь ЛС 0,5 12 УС, для вероятности потерь ЛС 0,7 25 УС.

Из рисунка 4 также следует, что при малом n происходит даже некоторое падение вероятности связности в сети при увеличении числа УС.

Следовательно, для обеспечения достаточной живучести сети связи при наличии потерь УС и ЛС необходимо иметь достаточное количество УС и оптимальную топологию размещения УС на местности.

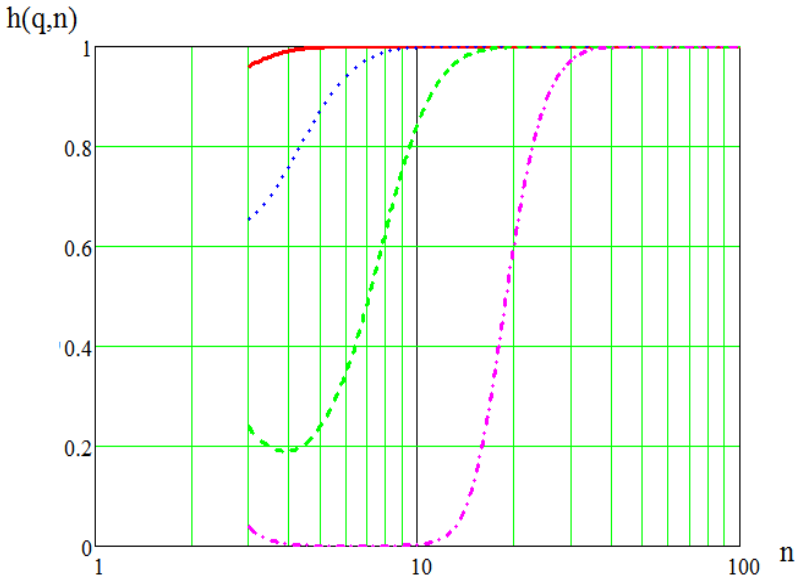


Рис. 4. Обобщённая оценка живучести сети связи от количества узлов связи n и вероятности потерь ЛС (q): 1) при вероятности потерь 0,1 (сплошная линия); 2) при вероятности потерь 0,3 (пунктирная линия); 3) при вероятности потерь 0,5 (штриховая линия); 4) при вероятности потерь 0,7 (штрихпунктирная линия).

Согласно утверждению Эйлера [4], сумма степеней вершин графа G равна удвоенному числу его рёбер, т.е.,

$$\sum_{i=1}^{n} d(i) = 2m\,, \tag{7}$$

где $d(i)$ - степень i -ой вершины графа.

Отсюда средняя степень вершин графа $\langle d \rangle$ будет

$$\langle d \rangle = 2m/n \tag{8}$$

Выборочная дисперсия S^2случайной величины $d(i)$ будет определяться по формуле [6]

$$S^2 = \frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n}\left(d(i) - \langle d \rangle\right)^2\,, \tag{9}$$

Воспользовавшись неравенством Крамера-Рао [7], получим верхнюю границу связности графа

$$h(q,n) \le 1 - nq^{\langle d \rangle}\left[1 - \frac{n-1}{2}q^{q\left(1-\frac{1}{n}\right)}\right] \approx (1 - \frac{n}{2}q^{\langle d \rangle})^2\,, \tag{10}$$

Отсюда получим среднюю степень вершин графа $\langle d \rangle$

$$\langle d \rangle = \frac{\ln(1-\sqrt{h(q,n)}) - \ln\left(\frac{n}{2}\right)}{\ln(q)}\,, \tag{11}$$

На рисунке 5 приведена зависимость средней степени вершин графа $\langle d \rangle$ от количества УС (n). Сравнение влияния на связность сети связи потерь УС и ЛС показывает, что потери УС в большей степени характеризуют живучесть сетей связи.

Поэтому для обеспечения необходимой живучести сетей связи, указанной в ГОСТ Р 53111-2008 [2], необходимо иметь в первую очередь достаточный резерв УС. Этого можно достичь, если использовать УС других сетей связи, находящихся поблизости. Расчёт связности сети связи в большинстве случаев удобно осуществлять на основе имитационной топологической модели [5], для построения которой используют метод статистического моделирования Монте-Карло [5].

Под статистическим моделированием будем понимать воспроизведение ситуаций в сети связис помощью ЭВМ на основе случайного выбора некоторых чисел.В ЭВМ имеется генератор случайных чисел, равномерно распределенных на отрезке [0, 1]. В случае выпадения случайного числа, менее заданного значения потерь, будем считать линию связи или узел реально существующим. В противоположном исходе будем считать линию связи или узел потерянным. В случае потери узла автоматически исключаются все линии связи, исходящие из данного узла. В предложенной модели можно для каждой линии связи и каждого узла задавать свое значение, отличное от значений, присвоенных другим узлам или линиям связи.

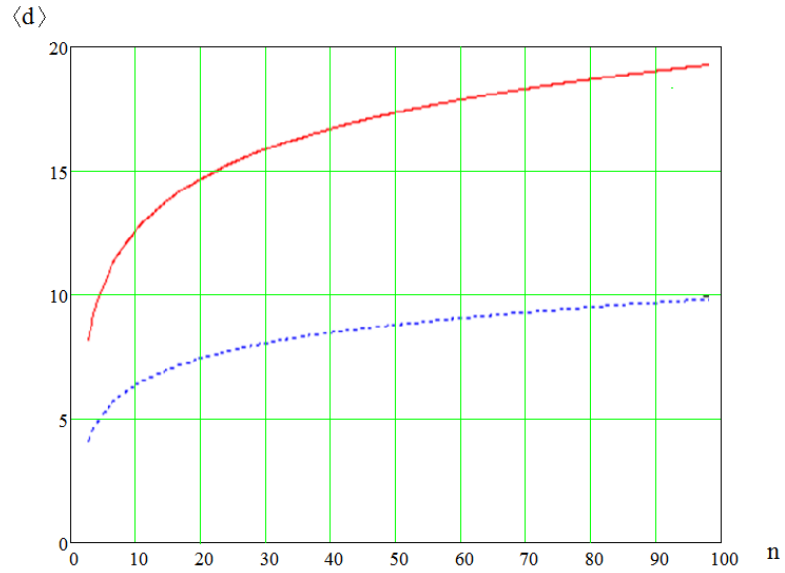


Рис. 5. Зависимость средней степени вершин графа $\langle d \rangle$ от числа УС (n):
1) при вероятности потерь q = 0,5 (сплошная линия), 2) при вероятности потерь q = 0,3 (пунктирная линия).

После определения наличия (или отсутствия) узлов или линий связи, определяют связность выбранных узлов (вершин графа) с помощьюметода расчётной оценки связности, описанному ранее. Если путь между выбранными узлами оказывается отсутствующим, то в стек записывается ноль. В противоположном исходе записывается единица. При каждом испытании содержание счетчика, который обнуляется в начале испытаний, увеличивается на единицу. Количество испытаний обычно задается. После окончания последнего испытания определяется вероятность связности делением содержания стека на число, записанное в счетчике.

Метод имитационного моделирования дает меньшую точность расчетов, чем аналитический, но относительно легко позволяет варьировать ситуации и параметры рассчитываемой сети и не обладает ограничениями относительно размеров и сложности построения и динамики моделируемых процессов. Объем вычислений и размер выделяемой памяти для хранения результатов расчетов в аналитическом методе возрастает по степенному закону с увеличением количества линий связи, а метод имитационного моделирования позволяет заранее выделить необходимый объем памяти для хранения промежуточных результатов, который практически не зависит от размера графа сети.

Необходимое количество УС можно обеспечить либо добавлением в исходную сеть дополнительных УС, либо использовать УС из других сетей связи. Предполагается использование УС как в «горячем», так и в «холодном» резерве.Оценку связности сети связи удобно производить в следующем порядке:

1) определяют двухполюсную связность между «истоком» и «стоком» при использовании резервированных УС;

2) определяют, какое количество ЛС следует добавить в граф сети, чтобы получить заданную двухполюсную связность между «истоком» и «стоком».

Расчёт числа дополнительных ЛС осуществляют, исходя из п. 1). Для этого в формулу (2) подставляют $p_1 = 1 - q_1^k$, где k - 1 – число резервированных ЛС и вычисляют вероятность связности двухполюсной сети. Если k возрастает, то увеличивается значение вероятности связности двухполюсной сети. Рассмотрим возможности использования дополнительных УС (и ЛС) для повышения живучести конкретной сети связи. Для этого к схеме (рисунок 1) добавим три дополнительных узла: 5, 7 и 8. В результате получится сеть, представленная на рисунке 6, а оценки вероятности доведения информации при разных моделях резервирования приведены на рисунках 7…12.

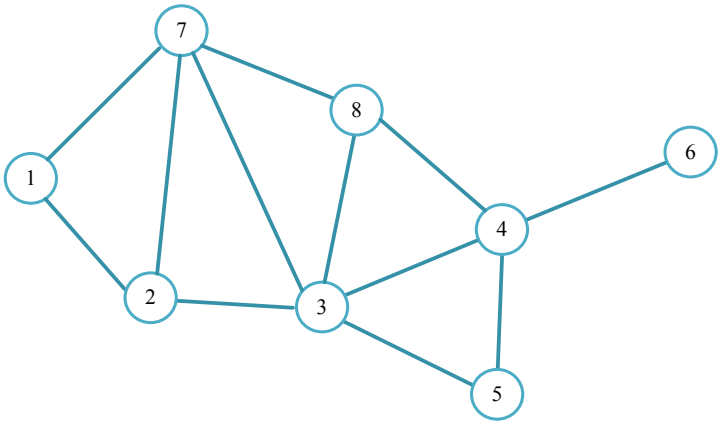


Рис. 6. Топология сети связи №3.

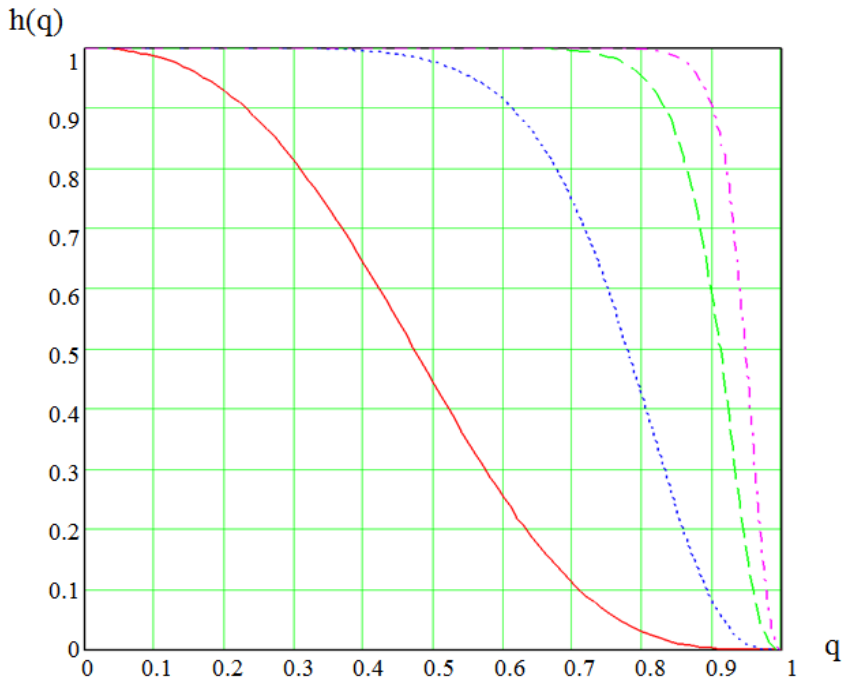


Рис. 7. Вероятность доведения информации по линии связи 1 (источник) - 4 (абонент) при потерях ЛС (q) при разном резервировании ЛС: 1) без резерва (сплошная линия), 2) трёхкратный резерв (пунктирная линия), 3) восьмикратный резерв (штриховая линия), 4) четырнадцатикратный резерв (штрихпунктирная линия). Узлы связи не поражаются.

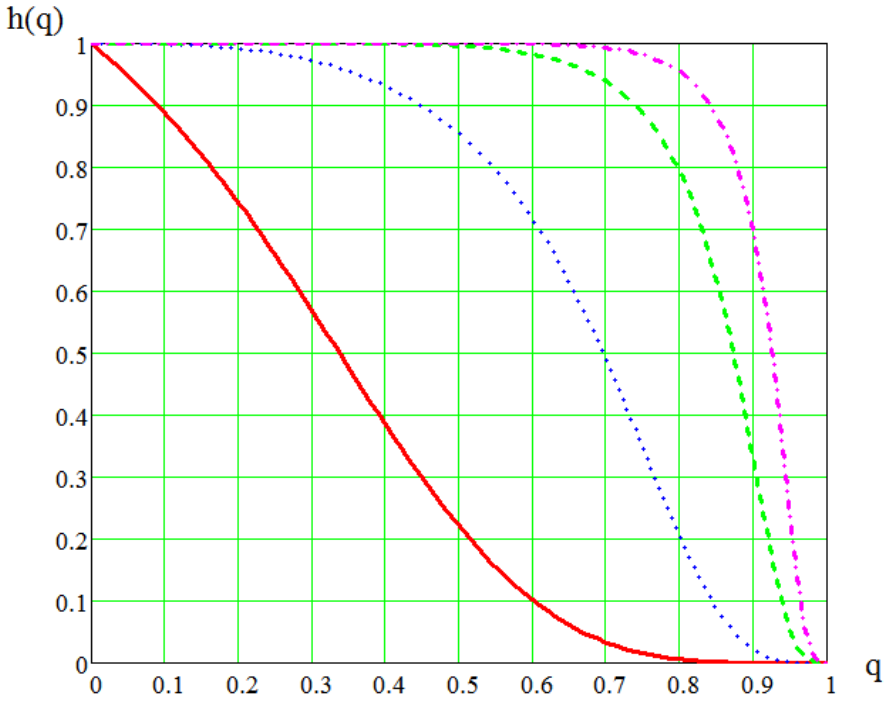


Рис. 8. Вероятность доведения информации по линии связи 1 (источник) - 6 (абонент) при потерях ЛС (q) при разном резервировании ЛС: 1) без резерва (сплошная линия), 2) трёхкратный резерв (пунктирная линия), 3) восьмикратный резерв (штриховая линия), 4) четырнадцатикратный резерв (штрихпунктирная линия). Узлы связи не поражаются.

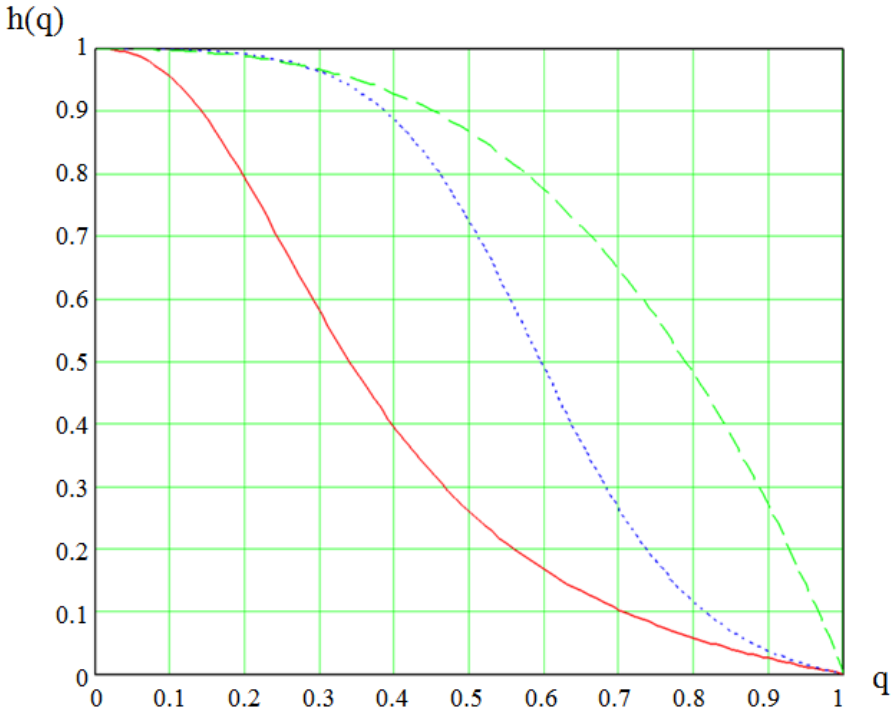


Рис. 9. Вероятность доведения информации по линии связи 1 (источник) - 4 (абонент) при потерях УС (q) при разном резервировании УС: 1) без резерва (сплошная линия), 2) трёхкратный резерв (пунктирная линия), 3) четырёхкратный резерв (штриховая линия). Линии связи не поражаются.

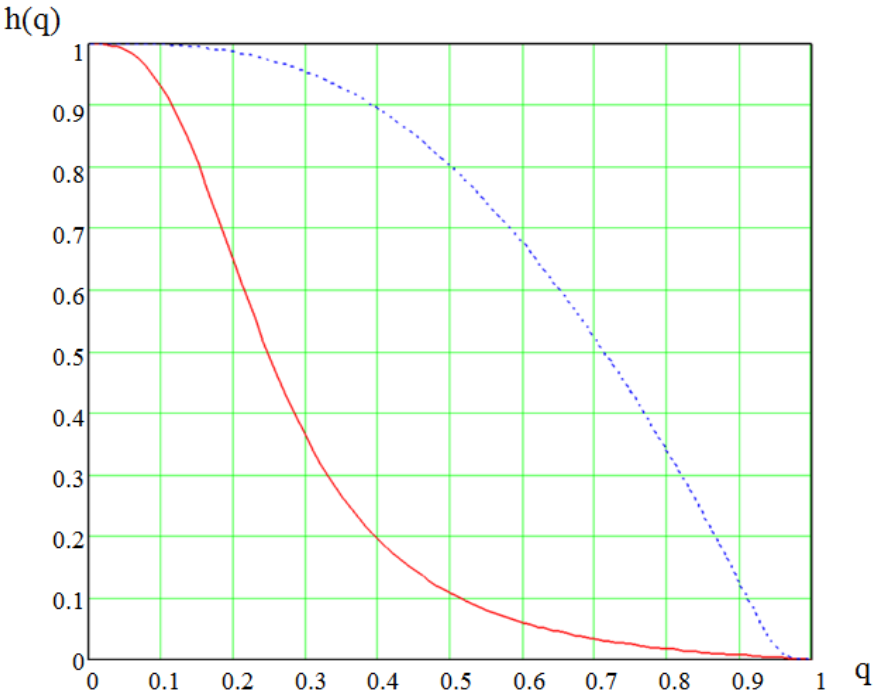


Рис. 10. Вероятность доведения информации по линии связи 1 (источник) -6 (абонент) при потерях УС (q) и ЛС (q) при разном резервировании УС: 1) без резерва (сплошная линия), 2) четырёхкратный резерв УС и четырнадцатикратный резерв ЛС (пунктирная линия).

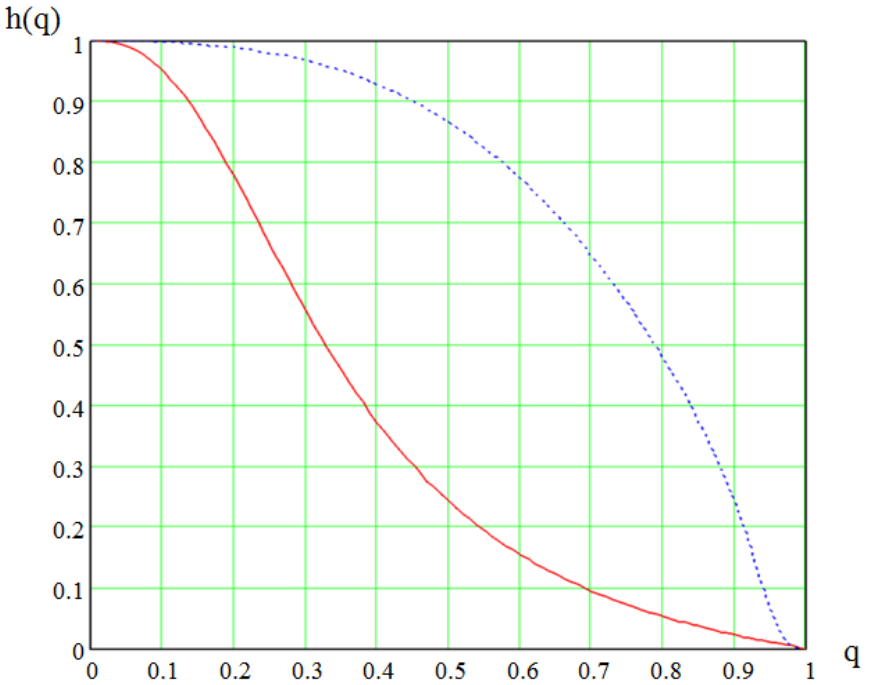


Рис. 11. Вероятность доведения информации по линии связи 1 (источник) - 4 (абонент) при потерях УС (q) и ЛС (q) при разном резервировании УС: 1) без резерва (сплошная линия), 2) четырёхкратный резерв УС и четырнадцатикратный резерв ЛС (пунктирная линия).

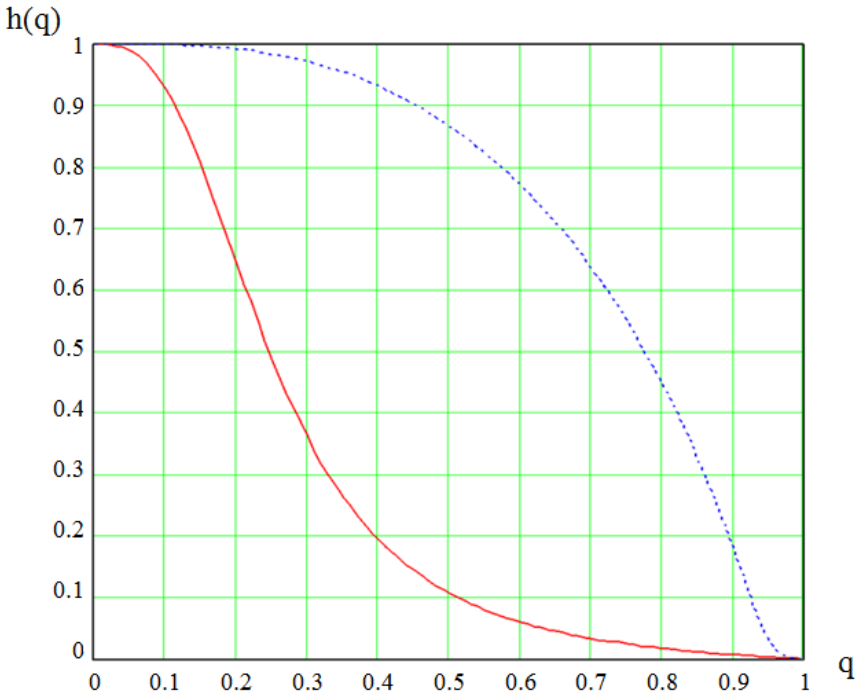


Рис. 12. Вероятность доведения информации по линии связи 1 (источник) - 6 (абонент) при потерях УС (q) и ЛС (q) при разном резервировании УС: 1) без резерва (сплошная линия), 2) четырёхкратный резерв УС и четырнадцатикратный резерв ЛС (пунктирная линия).

Полученные кривые (рисунки 7…12) показывают, что достижение высокой вероятности доведения информации требует использования значительного резерва как по узлам связи, так и по линиям связи. Другой путь достижения достаточной связности (более 0,85) основывается на построении сети связи, составленной из полных графов [4]. Для этого к схеме (рисунок 6) добавляется один УС, но число ЛС увеличивается, а полученный граф сети связи приближается к полному. В результате получаем сеть связи№4, приведённую на рисунке 13.

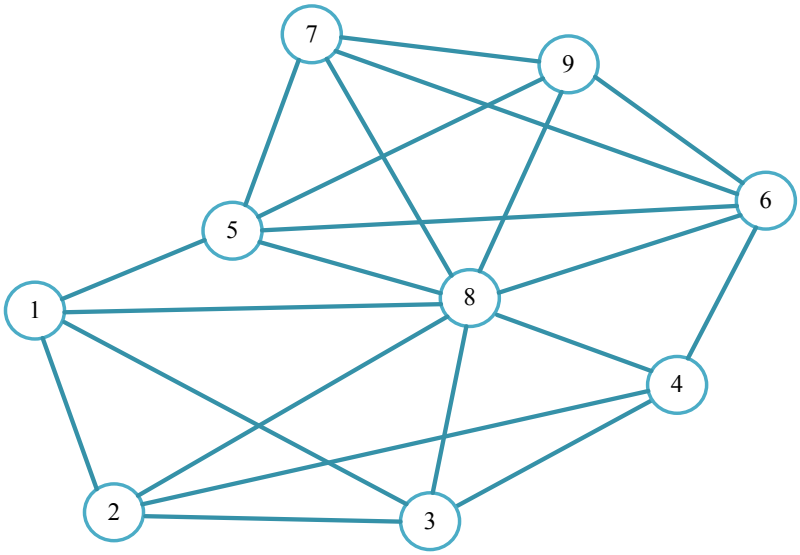


Рис. 13. Топология размещения узлов связи №4.

Для топологии размещения узлов связи, показанной на рисунке 13, уже без резервирования ЛС достигается вероятность связности между узлами 1 и 6 не менее 0,85 при потерях УС не менее 50% УС. Вероятностьсвязности между источником и абонентом при четырёхкратном резервировании УС приведена на рисунке 14.

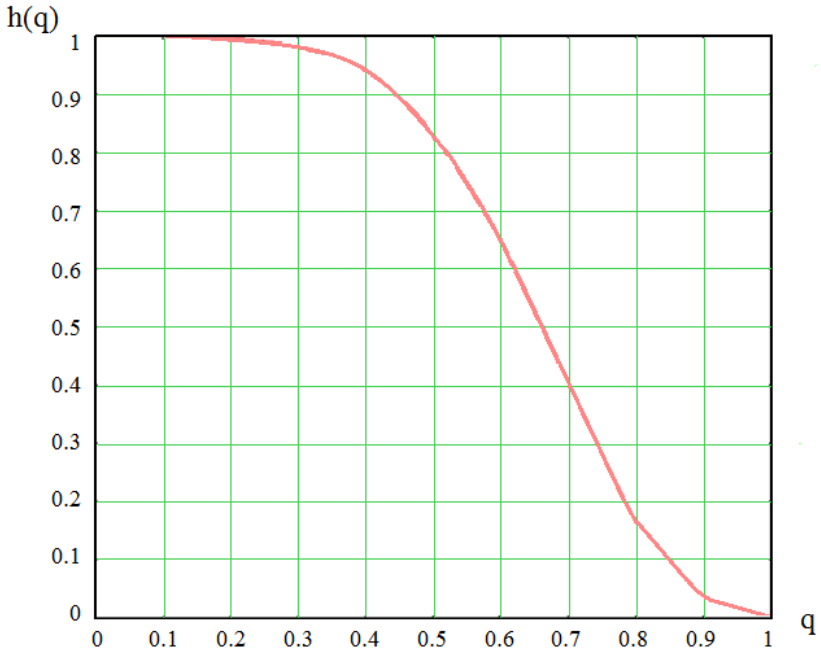


Рис. 14. Вероятность связности между узлами связи 1 (источник) и 6 (абонент) при потерях УС (q) при четырёхкратном резервировании УС.

3. Заключение

Полученные результаты показывают, что обеспечение надёжной связи в ЧС требует как использование схемы построения сети с использованием достаточного числа УС, так и размещения УС и ЛС по оптимальной топологии. Наиболее реальным в этом направлении является использование УС и ЛС, принадлежащим разным сетям связи, но работающим на одинаковыхрадиоданных.

Результаты работы могут быть применены при поиске путей повышения вероятности доведения информация до абонента всистемах связи специального назначения.

Литература

1. Макаренко С. И. Описательная модель сети связи специального назначения // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 2. С. 113-164.
2. ГОСТ Р 53111-2008 «Устойчивость функционирования сети связи общего пользования». М.: Стандартинформ, 2009.
3. Федеральный закон Российской Федерации «О связи» № 126-ФЗ от 07.07.2003.
4. Татт У. Теория графов. М.: Мир, 1988. 454 с.
5. Маркин В.Г., Провоторов Г.Ф., Щеголеватых А.С. Развитие топологических структур живучих сетей/ Теория и техника радиосвязи, 2011, №1, С. 10-18.
6. Зайцев М.А., КельмансА.К.О деревьях со случайно выпадающими вершинами/ Алгоритмические исследования в комбинаторике. М.: Наука, 1978, С. 107-118.
7. Статистические методы в эксперимательной физике. М.: Атомиздат, 1976, 335 с.

REFERENCES

1. Makarenko S. I. Descriptive Model of a Special Purpose Communication Network. Systems of Control, Communication and Security, 2017, no. 2, pp. 113-164.
2. GOSTR 53111-2008 "Stability of functioning of the public communications network". M.: Standartinform, 2009.
3. Federal law of Russian Federation "About relationship" 126-F3 from 07.07.2003.
4. Tatt U. Graph theory. M.: the World, 1988. 454 pp.
5. Markin V.G., ProvotorovG.f., SchegolevatykhA.S.The Development of the topological structures of the robust networks/ Theory and technology radio communication, 2011,1, P. 10-18.
6. Zaitsev M.A., Kelimans A.K. About trees with accidentally falling out vertices/ Algorithmic studies in combinatorcs. M.: Science, 1978, P. 107-118.
7. Smith, J. Radiolocation technique. New York: Radio physics, 2002. – 253 p.

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ В КАНАЛЕ СВЯЗИ С ЗАМИРАНИЯМИ ОПИСЫВАЕМЫМИ ДВУХЛУЧЕВОЙ МОДЕЛЬЮ

Д. Л. Бураченко[1], Н. В. Савищенко[1], Е. В.Лебеда[1], А. К. Скворцов[2]

[1]Военная академия связи, г. Санкт-Петербург, Россия
[2]ПАО «Информационные телекоммуникационные технологии», г. Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Проблема эффективного использования доступных ресурсов спектра является одной из основных для беспроводных сетей. Предложена общая модель замираний охватывающая различные условия распространения. Разработана методика для оценки потенциальной помехоустойчивости при использовании многопозиционных сигнальных конструкций в канале с FTR замираниями.

Ключевые слова: FTR замирания; помехоустойчивость; функция Оуэна; многопозиционные сигнальные конструкции.

THE NOISE IMMUNITY OF THE RECEPTION SIGNAL CONSTRUCTIONS IN COMMUNICATIONS CHANNEL WITH FADING DESCRIBED BY THE TWO-RAY MODEL

D. L. Burachenko[1], N. V. Savishchenko[1], E. V. Lebeda[1], A. K. Skvortsov[2]

[1]Military Academy of communications, St.Petersburg, Russian Federation
[2]PJSC "Information telecommunication technologies", St.Petersburg, Russian Federation

Abstract. The problem of efficient use of available spectrum resources is one of the cores for wireless networks. A general model of fading covering various propagation conditions is proposed. A methodology has been developed for estimating potential noise immunity when using multi-position signal constructions in a channel with FTR fading.

Keywords: FTR fading; noise immunity; Owen function; multi-position signal designs.

1. Введение

Одной из основных задач теории связи является определение таких характеристик системы передачи информации, как помехоустойчивость (вероятность ошибки) и скорость передачи, знание которых позволяет определить, соответственно, качество и количество переданной информации. Вычисление вероятности ошибки для канала связи, например с замираниями, позволяет оценить потери или выигрыш в помехоустойчивости при использовании в модемах различных сигнальных конструкций. В докладе представлена методика расчета вероятности символьной (битовой) ошибки при когерентном приеме сигналов в канале связи с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ) и общими (частотно-неселективными) замираниями, описываемыми двухлучевой моделью замираний.

2. Методика для оценки помехоустойчивости в канале с FTR замираниями

Одной из основных проблем для перспективных беспроводных сетей связи является эффективное использование доступных ресурсов спектра. Недавно была предложена модель флуктуирующего двухлучевого замирания (FTR – Fluating Two Ray)

[1-5]. В этом случае предполагается, что амплитуда замираний строится из двух компонент – одна компонента прямой видимости и несколько компонент без прямой видимости. При этом последние могут быть сгруппированы в одну совокупную компоненту. Предложенная модель замираний является достаточно общей и может охватывать различные условия распространения. Изменяя мощность компонент модель замираний FTR позволяет охватить большой класс как новых, так и известных моделей замираний, в том числе замираний, описываемых законами Релея, Райса, Хойта и Накагами (табл. 1) [2]. Однако ее сложная статистическая характеристика затрудняет практическое применение.

Таблица 1 Взаимосвязь между замираниями FTR и другими законами замираний

Модель канала (функция распределения)	Параметры FTR замираний
Односторонне нормальное распределение	a) $\Delta = 0, K \to \infty, m = 0.5$ b) $\Delta = 1, K \to \infty, m = 1$
Релеевский	a) $\Delta = 0, K \to \infty, m = 1$ b) $\Delta = 0, K = 0, \forall m$
Накагами-q (Хойт)	a) $\Delta = 0, K = \frac{1-q^2}{2q^2}, m = 0.5$ b) $\forall\{\Delta, K\}: \; q = \sqrt{\frac{1+K(1-\Delta)}{1+K(1+\Delta)}}, m = 1$
Накагами-m	$\Delta = 0, K \to \infty, m$ -параметр распределения Накагами
Райс	$\Delta = 0, K, m \to \infty$

Замирания амплитуды сигнала, передаваемого по беспроводному каналу могут быть описаны следующей общей моделью [1, 2]:

$$U = \sum_{n=1}^{N} V_n e^{j\varphi_n} + X + jY, \qquad (1)$$

где V_n - постоянная амплитуда, φ_n - равномерно распределенная в интервале $[0, 2\pi]$, $X, Y \in \mathbb{N}(0, \sigma^2)$ - гауссовские случайные величины. Общая модель (1) включает в себя, как частный случай, известные статистические модели замираний. При $N = 0$ получается модель замираний Релея, при $N = 1$ - модель Райса. Случай $N = 2$ обычно называется обобщенной моделью двухлучевого замирания с равномерно распределенными фазами. Дальнейшее развитие модели (1) приводит к модели [1, 2]

$$U = \sum_{n=1}^{N} \sqrt{\xi} V_n e^{i\varphi_n} + X + iY, \qquad (2)$$

где ξ - гамма-распределенная случайная величина с функцией распределения

$$f_G(x; m, m) = \frac{m^m x^{m-1}}{\Gamma(m)} e^{-mx}.$$

Для обозначения того, что случайная величина (с. в.) ξ имеет гамма-распределение с параметрами (α,λ), будем использовать сокращенную запись - $G(\alpha,\lambda)$. Частными случаями гамма-распределения являются экспоненциальное - $G(1,\lambda)$, распределение Эрланга - $G(n,\lambda)$ и хи-квадрат - $G(\nu/2,2)$. Для с. в. $\xi\in G(\alpha,\lambda)$ начальный момент n-го порядка $m_n=\mathrm{E}\xi^n=\dfrac{\Gamma(\alpha+n)}{\Gamma(\alpha)}\lambda^{-n}$. В частности, математическое ожидание с. в. $m_1=\dfrac{\alpha}{\lambda}$, начальный момент второго порядка $m_2=\dfrac{\alpha(\alpha+1)}{\lambda^2}$.

Модель (2) при $N=1$ соответствует модели с замираниями Райса. При $N=2$ модель (2) соответствует модели флуктуирующего двухлучевого замирания - FTR – исследованию основных характеристик которой, а также влиянию FTR замираний на помехоустойчивость и посвящен данный доклад.

Исходя из (2) получаем, что модель FTR при $N=2$ может быть представлена в виде

$$U=\sqrt{\xi}\,V_1e^{i\varphi_1}+\sqrt{\xi}\,V_2e^{i\varphi_2}+X+iY.$$

Введем коэффициенты

$$K=\frac{V_1^2+V_2^2}{2\sigma^2},\Delta=\frac{2V_1V_2}{V_1^2+V_2^2}\in[0,1]$$

При этом начальный момент второго порядка равен $m_2=E\left[U^2\right]=2\sigma^2(1+K)$. В [1] показано, что плотность распределения вероятностей для FTR замираний имеет вид

$$f_U(x)=\frac{m^m}{\Gamma(m)}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{K^nd_n}{n!}f_G\left(x;n+1,\frac{1}{2\sigma^2}\right),\qquad(3)$$

где

$$f_G\left(x;n+1,\frac{1}{2\sigma^2}\right)=\frac{x^n}{n!\left(2\sigma^2\right)^{n+1}}\exp\left(-\frac{x}{2\sigma^2}\right),\ x>0$$

гамма-распределение и

$$d_n=\sum_{k=0}^{n}\binom{n}{k}\left(\frac{\Delta}{2}\right)^k\sum_{l=0}^{k}\binom{k}{l}s_{l,k},\ s_{l,k}=\int_0^{\infty}x^{n+m-1}e^{-(m+K)x}I_{2l-k}(-K\Delta x)\mathrm{d}x.$$

Тогда из [6, 3.13.2.1], получаем, что

$$\int_0^{\infty}x^{s-1}e^{-ax}I_{\nu}(bx)\mathrm{d}x=a^{-s-\nu}\left(\frac{b}{2}\right)^{\nu}\Gamma\begin{bmatrix}s+\nu\\ \nu+1\end{bmatrix}{}_2F_1\left(\begin{matrix}(s+\nu)/2,(s+\nu+1)/2\\ \nu+1;b^2/a^2\end{matrix}\right),\ \mathrm{Re}(s+\nu)>0;\mathrm{Re}\,a>|\mathrm{Re}\,b|,$$

где

$${}_pF_q\left(a_1,\ldots,a_p;b_1,\ldots,b_q;z\right)={}_pF_q\left(\begin{matrix}a_1,\ldots,a_p;z\\ b_1,\ldots,b_q\end{matrix}\right)=\sum_{k=0}^{\infty}\frac{(a_1)_k(a_2)_k\ldots(a_p)_k}{(b_1)_k(b_2)_k\ldots(b_q)_k}\frac{z^k}{k!}$$

– обобщенная гипергеометрическая функция [6]. Следовательно, учитывая четность модифицированной функции Бесселя по целому индексу, $I_{-n}\left(z\right)=I_{n}\left(z\right),\ n\in\mathbf{Z}$, получаем, что

$$s_{l,k}=\int_{0}^{\infty}x^{n+m-1}e^{-\left(m+K\right)x}I_{\left|2l-k\right|}\left(-K\Delta x\right)\mathrm{d}x=$$

$$=\left(m+K\right)^{-n-m-\left|2l-k\right|}\left(-\frac{K\Delta}{2}\right)^{\left|2l-k\right|}\Gamma\left[\begin{matrix}n+m+\left|2l-k\right|\\ \left|2l-k\right|+1\end{matrix}\right]{}_{2}F_{1}\left(\begin{matrix}\left(n+m+\left|2l-k\right|\right)/2,\left(n+m+\left|2l-k\right|+1\right)/2\\ \left|2l-k\right|+1;\ K^{2}\Delta^{2}/\left(m+K\right)^{2}\end{matrix}\right).$$

Вероятность ошибок при оптимальном когерентном приеме двумерных многопозиционных сигналов в канале с детерминированными параметрами и АБГШ по правилу максимального правдоподобия представляет собой алгебраическую сумму *T*-функций Оуэна [7-9]

$$\mathrm{P}_{e/b}\left(\gamma_{bc}\right)=\sum_{k}a_{k}T\left(\sqrt{2g_{k}\gamma_{bc}},\eta_{k}\right),\tag{4}$$

где $\gamma_{bc}=E_{bc}/N_{0}$ – отношение средней энергии E_{bc}, затрачиваемой на передачу одного бита, к односторонней спектральной плотности мощности шума N_{0} и $T\left(z,a\right)$ – специальная интегральная функция Оуэна, определяемая как [6-9]

$$T\left(z,a\right)=\frac{1}{2\pi}\int_{0}^{a}\frac{1}{1+x^{2}}e^{-\frac{z^{2}}{2}\left(1+x^{2}\right)}\mathrm{d}x,\ \ \left|\arg\,a\right|<\pi.\tag{5}$$

Из свойств *T*-функции Оуэна следует, в частности, что $Q\left(x\right)=2T\left(x,+\infty\right),\ x>0$, где $Q\left(x\right)=\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{x}^{\infty}e^{-t^{2}/2}dt$ – функция Гаусса.

Тогда, используя (4), вероятность ошибки для канала связи с общими замираниями может быть определена по формуле [4–7]

$$\hat{\mathrm{P}}_{e/b}=\mathbf{E}\left[\mathrm{P}_{e/b}\right]=\sum_{k}a_{k}\int_{0}^{\infty}T\left(\sqrt{\frac{2g_{k}\gamma_{bc}}{m_{2}}}\,x,\eta_{k}\right)f\left(x\right)\mathrm{d}x,\tag{6}$$

где $\mathrm{P}_{e/b}$ – вероятности символьной или битовой ошибки в канале связи с детерминированными параметрами и АБГШ; $\hat{\mathrm{P}}_{e/b}$ - соответствующая вероятность ошибки в канале с общими замираниями; $f\left(x\right)$ – плотность распределения вероятностей (п. р. в.) для произвольного исследуемого закона замираний.

Тогда для FTR замираний

$$\hat{\mathrm{P}}_{e/b}\left(\gamma_{bc}\right)=\frac{m^{m}}{\Gamma\left(m\right)}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{K^{n}d_{n}}{n!}\,\hat{\mathrm{P}}_{e/b}^{(n)}\left(\gamma_{bc}\right),\tag{7а}$$

$$\hat{\mathrm{P}}_{e/b}^{(n)}\left(\gamma_{bc}\right)=\int_{0}^{\infty}\mathrm{P}_{e/b}\left(\gamma_{bc},x\right)f_{G}\left(x;n+1,\frac{1}{2\sigma^{2}}\right)\mathrm{d}x.\tag{7б}$$

Выделим из (3), (7) двухпараметрическое гамма-распределение $\left(\alpha,\lambda\right)$ [10]

$$f_G\left(x;\alpha,\lambda\right)=\frac{\lambda^{\alpha}}{\Gamma\left(\alpha\right)}x^{\alpha-1}e^{-\lambda x},\ \ x\ge 0,\ \ \alpha,\ \ \lambda>0.$$

Рассмотрим более общее выражение, вытекающее из (6) и (7б):

$$J=\int_0^{\infty}T\left(a\mu,\eta\right)f_G\left(x;\alpha,\lambda\right)\mathrm{d}\mu=\frac{\lambda^{\alpha}}{\Gamma\left(\alpha\right)}\int_0^{\infty}T\left(a\mu,\eta\right)\mu^{\alpha-1}e^{-\lambda\mu}\mathrm{d}\mu=$$

$$=\frac{1}{2\pi}\frac{\lambda^{\alpha}}{\Gamma\left(\alpha\right)}\int_0^{\eta}\frac{1}{x^2+1}\mathcal{M}\left[\exp\left(-\frac{a^2}{2}\left(x^2+1\right)t^2-\lambda t\right);\alpha\right]\mathrm{d}x$$

Так как из 2.2.1.6 [6] следует, что

$$\mathcal{M}\left[e^{-at^2-bt};s\right]=\frac{\Gamma\left(s\right)}{\left(2a\right)^{s/2}}e^{b^2/(8a)}D_{-s}\left(\frac{b}{\sqrt{2a}}\right),\ \ \mathrm{Re}\,a,\mathrm{Re}\,s>0,$$

где $D_{\nu}\left(z\right)=2^{\nu/2}e^{-z^2/4}\Psi\left(-\frac{\nu}{2};\frac{1}{2};\frac{z^2}{2}\right)$ – функция параболического цилиндра [6], то

$$J=\frac{1}{2\pi}\left(\frac{\lambda^2}{2a^2}\right)^{\alpha/2}\int_0^{\eta}\frac{1}{\left(x^2+1\right)^{\alpha/2+1}}\Psi\left(\frac{\alpha}{2};\frac{1}{2};\frac{\lambda^2}{2a^2\left(x^2+1\right)}\right)\mathrm{d}x,\qquad(8)$$

где $\Psi(a;\ b;\ z)$ – вырожденная гипергеометрическая функция Трикоми, определяемая как [6]

$$\Psi\left(a;b;z\right)=\frac{\Gamma\left(b-1\right)}{\Gamma\left(a\right)}z^{1-b}\ {}_1F_1\left(a-b+1;2-b;z\right)+\frac{\Gamma\left(1-b\right)}{\Gamma\left(a-b+1\right)}\ {}_1F_1\left(a;b;z\right),\ \ b\ne 0,\pm1,\pm2,\ldots;\qquad(9а)$$

$$\Psi\left(a;n;z\right)=\lim_{b\to n}\Psi\left(a;b;z\right),\ \ n=0,\pm1,\pm2,\ldots$$

или, используя интегральное представление,

$$\Psi\left(a;b;z\right)=\frac{1}{\Gamma\left(a\right)}\int_0^{\infty}t^{a-1}\left(1+t\right)^{b-a-1}e^{-zt}\ \mathrm{d}t,\qquad(9б)$$

где Rea, Rez>0. В (9а) используется вырожденная гипергеометрическая функция Куммера

$${}_1F_1\left(a;b;z\right)=\sum_{k=0}^{\infty}\frac{\left(a\right)_k}{\left(b\right)_k}\frac{z^k}{k!},$$

где $(a)_k=\Gamma(a+k)/\Gamma(a)$ – символ Похгаммера.

Рассмотрим интеграл, обобщающий (8):

$$L\left(\alpha,\beta;\eta;z\right)=\frac{z^{\alpha}}{2\pi}\int_0^{\eta}\frac{1}{\left(x^2+1\right)^{\alpha+1}}\Psi\left(\alpha;\beta;\frac{z}{x^2+1}\right)\mathrm{d}x,\qquad(10а)$$

где $z=\frac{\lambda^2}{2a^2}$. Следует учесть, что математическому ожиданию функции Гаусса $Q\left(x\right)$ соответствует $2L\left(\alpha,\beta;+\infty;z\right)$, а $Q^2\left(x\right)$ – выражение $2\left[L\left(\alpha,\beta;+\infty;z\right)-L\left(\alpha,\beta;1;z\right)\right]$.

Заметим, что для гамма-распределения имеем $L\left(\frac{\alpha}{2},\frac{1}{2};\eta;\frac{\lambda^2}{2a^2}\right)$ и для FTR замираний $z=\frac{\lambda^2}{2a^2}=\frac{K+1}{8\sigma^2}\frac{1}{g\gamma_{bc}}$.

Рассмотрим возможные альтернативные представления (10а). Легко показать, что возможен следующий вариант записи (10а):

$$L(\alpha,\beta;\eta;z)=\frac{1}{2\pi z}\int_0^{\eta}\left(\frac{z}{x^2+1}\right)^{\alpha+1}\Psi\left(\alpha;\beta;\frac{z}{x^2+1}\right)\mathrm{d}x,\ \ z\neq 0. \tag{10б}$$

Для численных расчетов может быть удобнее применять формулу

$$L(\alpha,\beta;\eta;z)=\frac{z^{\alpha-\beta+1}}{2\pi}\int_0^{\eta}\frac{1}{\left(x^2+1\right)^{\alpha-\beta+2}}\Psi\left(\alpha-\beta+1;2-\beta;\frac{z}{x^2+1}\right)\mathrm{d}x, \tag{10в}$$

основанную на тождестве $\Psi(a;\,b;\,z)=z^{1-b}\Psi(a-b+1;\,2-b;\,z)$ [6].

Пусть $x^2+1=1/t$, тогда из (10а) следует, что

$$L(\alpha,\beta;\eta;z)=\frac{z^{\alpha}}{4\pi}\int_{\Lambda}^{1}t^{\alpha-1/2}\left(1-t\right)^{-1/2}\Psi\left(\alpha;\beta;zt\right)\mathrm{d}t, \tag{11а}$$

где $\Lambda=1/(\eta^2+1)$. Преобразуем (11а):

$$L(\alpha,\beta;\eta;z)=\frac{z^{\alpha}}{4\pi}\left(\int_0^{1}t^{\alpha-1/2}\left(1-t\right)^{-1/2}\Psi\left(\alpha;\beta;zt\right)\mathrm{d}t-\int_0^{\Lambda}t^{\alpha-1/2}\left(1-t\right)^{-1/2}\Psi\left(\alpha;\beta;zt\right)\mathrm{d}t\right)=$$

$$=\frac{z^{\alpha}}{4\pi}\left(\int_0^{1}t^{\alpha-1/2}\left(1-t\right)^{-1/2}\Psi\left(\alpha;\beta;zt\right)\mathrm{d}t-\Lambda^{\alpha+1/2}\int_0^{1}t^{\alpha-1/2}\left(1-\Lambda t\right)^{-1/2}\Psi\left(\alpha;\beta;z\Lambda t\right)\mathrm{d}t\right)=$$

$$=\frac{z^{\alpha}}{4\pi}\left(I_1-\Lambda^{\alpha+1/2}I_2\right), \tag{11б}$$

Первый интеграл представляет собой преобразование Меллина [6, 3.29.1.2]:

$$\mathcal{M}\left[\left(\sigma-t\right)_+^{\mu-1}\Psi\left(a;b;\omega t\right);s\right]=\int_0^{\sigma}t^{s-1}\left(\sigma-t\right)^{\mu-1}\Psi\left(a;b;\omega t\right)\mathrm{d}t=$$

$$=\frac{\sigma^{s-b+\mu}}{\omega^{b-1}}\Gamma\begin{bmatrix}b-1\\a\end{bmatrix}\mathrm{B}\left(\mu,s-b+1\right)\,{}_2F_2\left(\begin{matrix}a-b+1,\,s-b+1;\sigma\omega\\2-b,s-b+\mu+1\end{matrix}\right)+$$

$$+\sigma^{s+\mu-1}\Gamma\begin{bmatrix}1-b\\a-b+1\end{bmatrix}\mathrm{B}\left(\mu,s\right)\,{}_2F_2\left(\begin{matrix}a,\,s;\sigma\omega\\b,s+\mu\end{matrix}\right),\ \ \sigma,\,\mathrm{Re}\,\mu>0;\,\mathrm{Re}\,s>\max\left(0,\,\mathrm{Re}\,b-1\right),$$

где $\mathrm{B}\left(x,y\right)$ - бета-функция:

$$\mathrm{B}\left(x,y\right)=\frac{\Gamma\left(x\right)\Gamma\left(y\right)}{\Gamma\left(x+y\right)}.$$

Тогда при $\sigma=1$, $\mu=1/2$, $a=\alpha$, $b=\beta$, $\omega=z$, $s=\alpha+1/2$ получаем:

$$I_1 = \int_0^1 t^{\alpha-1/2}\left(1-t\right)^{-1/2}\Psi\left(\alpha;\beta;zt\right)\mathrm{d}t =$$

$$= \frac{1}{z^{\beta-1}}\Gamma\begin{bmatrix}\beta-1\\ \alpha\end{bmatrix}\mathrm{B}\left(\frac{1}{2},\alpha-\beta+\frac{3}{2}\right)\ {}_2F_2\left(\begin{matrix}\alpha-\beta+1,\alpha-\beta+3/2;z\\ 2-\beta,\alpha-\beta+2\end{matrix}\right)+$$

$$+\Gamma\begin{bmatrix}1-\beta\\ \alpha-\beta+1\end{bmatrix}\mathrm{B}\left(\frac{1}{2},\alpha+\frac{1}{2}\right)\ {}_2F_2\left(\begin{matrix}\alpha,\alpha+1/2;z\\ \beta,\alpha+1\end{matrix}\right)$$

или

$$I_1 = \int_0^1 t^{\alpha-1/2}\left(1-t\right)^{-1/2}\Psi\left(\alpha;\beta;zt\right)\mathrm{d}t =$$

$$= \frac{\sqrt{\pi}}{z^{\beta-1}}\Gamma\begin{bmatrix}\beta-1,\alpha-\beta+3/2\\ \alpha,\alpha-\beta+2\end{bmatrix}\ {}_2F_2\left(\begin{matrix}\alpha-\beta+1,\alpha-\beta+3/2;z\\ 2-\beta,\alpha-\beta+2\end{matrix}\right)+$$

$$+\sqrt{\pi}\,\Gamma\begin{bmatrix}1-\beta,\alpha+1/2\\ \alpha-\beta+1,\alpha+1\end{bmatrix}\ {}_2F_2\left(\begin{matrix}\alpha,\alpha+1/2;z\\ \beta,\alpha+1\end{matrix}\right).$$

Рассмотрим второй интеграл

$$I_2 = \int_0^1 t^{\alpha-1/2}\left(1-\Lambda t\right)^{-1/2}\Psi\left(\alpha;\beta;z\Lambda t\right)\mathrm{d}t = \sum_{k=0}^{\infty}\frac{\left(1/2\right)_k}{k!}\Lambda^k\int_0^1 t^{k+\alpha-1/2}\Psi\left(\alpha;\beta;z\Lambda t\right)\mathrm{d}t.$$

Воспользовавшись определением функции Трикоми (9а), искомый интеграл можно свести к интегралам вида

$$\int_0^1 t^{c-1}\,{}_1F_1\left(a;b;\omega t\right)\mathrm{d}t = \sum_{m=0}^{\infty}\frac{\left(a\right)_m}{\left(b\right)_m\left(c+m\right)}\frac{\omega^m}{m!} = \frac{1}{c}\sum_{m=0}^{\infty}\frac{\left(a\right)_m\left(c\right)_m}{\left(b\right)_m\left(c+1\right)_m}\frac{\omega^m}{m!} = \frac{1}{c}\ {}_2F_2\left(\begin{matrix}a,c;\omega\\ b,c+1\end{matrix}\right).$$

Здесь учтено, что $a+n = a\left(a+1\right)_n/\left(a\right)_n$, $\left(a\right)_{n+k} = \left(a\right)_n\left(a+n\right)_k$. Тогда

$$I_2 = \sum_{k=0}^{\infty}\frac{\left(1/2\right)_k}{k!}\Lambda^k\int_0^1 t^{k+\alpha-1/2}\left[\frac{\Gamma\left(\beta-1\right)}{\Gamma\left(\alpha\right)}z^{1-\beta}\Lambda^{1-\beta}t^{1-\beta}\ {}_1F_1\left(\alpha-\beta+1;2-\beta;z\Lambda t\right)+\right.$$

$$\left.+\frac{\Gamma\left(1-\beta\right)}{\Gamma\left(\alpha-\beta+1\right)}\ {}_1F_1\left(\alpha;\beta;z\Lambda t\right)\right]\mathrm{d}t$$

или

$$I_2 = \frac{1}{\alpha-\beta+3/2}\frac{\Gamma\left(\beta-1\right)}{\Gamma\left(\alpha\right)}\left(z\Lambda\right)^{1-\beta}\ F_{1;0;1}^{1;1;1}\left[\begin{matrix}\alpha-\beta+3/2;1/2;\alpha-\beta+1;\\ \alpha-\beta+5/2;-;2-\beta;\end{matrix}\Lambda,z\Lambda\right]+$$

$$+\frac{1}{\alpha+1/2}\frac{\Gamma\left(1-\beta\right)}{\Gamma\left(\alpha-\beta+1\right)}F_{1;0;1}^{1;1;1}\left[\begin{matrix}\alpha+1/2;1/2;\alpha;\\ \alpha+3/2;-;\beta;\end{matrix}\Lambda,z\Lambda\right],$$

где введена функция Кампе де Ферье (Kampe de Feriet), определяемая как [11, 12]

$$F_{l:m;n}^{p:q;k}\left[\begin{matrix}\left(a_p\right);\left(b_q\right);\left(c_k\right);\\ \left(\alpha_l\right);\left(\beta_m\right);\left(\gamma_n\right);\end{matrix}x,y\right] = \sum_{r=0}^{\infty}\sum_{s=0}^{\infty}\frac{\prod_{j=1}^{p}\left(a_j\right)_{r+s}}{\prod_{j=1}^{l}\left(\alpha_j\right)_{r+s}}\frac{\prod_{j=1}^{q}\left(b_j\right)_r}{\prod_{j=1}^{m}\left(\beta_j\right)_r}\frac{\prod_{j=1}^{k}\left(c_j\right)_s}{\prod_{j=1}^{n}\left(\gamma_j\right)_n}\frac{x^r}{r!}\frac{y^s}{s!},$$

причем для сходимости ряда в правой части должно быть выполнено одно из следующих условий:

1) $$p+q<l+m+1,\ p+k<l+n+1, |x|<\infty, |y|<\infty;$$

2) $$p+q=l+m+1,\ p+k=l+n+1 \text{ и } \begin{cases} |x|^{1/(p-l)}+|y|^{1/(p-l)}<1, & \text{если } p>l, \\ \max\{|x|,|y|\}<1, & \text{если } p\le l. \end{cases}$$

В итоге:

$$L(\alpha,\beta;\eta;z)=\frac{z^{\alpha}}{4\pi}\left(I_1-\Lambda^{\alpha+1/2}I_2\right)=$$

$$=\frac{z^{\alpha}}{4\pi}\left(\frac{\sqrt{\pi}}{z^{\beta-1}}\Gamma\begin{bmatrix}\beta-1,\alpha-\beta+3/2\\ \alpha,\alpha-\beta+2\end{bmatrix}\ {}_2F_2\left(\begin{matrix}\alpha-\beta+1,\alpha-\beta+3/2;z\\ 2-\beta,\alpha-\beta+2\end{matrix}\right)+\right.$$

$$+\sqrt{\pi}\,\Gamma\begin{bmatrix}1-\beta,\alpha+1/2\\ \alpha-\beta+1,\alpha+1\end{bmatrix}\ {}_2F_2\left(\begin{matrix}\alpha,\alpha+1/2;z\\ \beta,\alpha+1\end{matrix}\right)-$$

$$-\Lambda^{\alpha+1/2}\left(\frac{1}{\alpha-\beta+3/2}\frac{\Gamma(\beta-1)}{\Gamma(\alpha)}(z\Lambda)^{1-\beta}\,F^{1;1;1}_{1;0;1}\begin{bmatrix}\alpha-\beta+3/2;1/2;\alpha-\beta+1;\\ \alpha-\beta+5/2;-;2-\beta;\end{bmatrix}\Lambda,z\Lambda\right]+$$

$$\left.\left.+\frac{1}{\alpha+1/2}\frac{\Gamma(1-\beta)}{\Gamma(\alpha-\beta+1)}F^{1;1;1}_{1;0;1}\begin{bmatrix}\alpha+1/2;1/2;\alpha;\\ \alpha+3/2;-;\beta;\end{bmatrix}\Lambda,z\Lambda\right]\right)\right).$$

В частности, для гамма-распределения

$$L\left(\frac{\alpha}{2},\frac{1}{2};\eta;z\right)=\frac{z^{\alpha/2}}{4}\left(-2\sqrt{z}\Gamma\begin{bmatrix}(\alpha+2)/2\\ \alpha/2,(\alpha+3)/2\end{bmatrix}\ {}_2F_2\left(\begin{matrix}(\alpha+1)/2,(\alpha+2)/2;z\\ 3/2,(\alpha+3)/2\end{matrix}\right)+\right.$$

$$+\Gamma^{-1}\left(\frac{\alpha+2}{2}\right)\ {}_2F_2\left(\begin{matrix}\alpha/2,(\alpha+1)/2;z\\ 1/2,(\alpha+2)/2\end{matrix}\right)+$$

$$+\frac{2\Lambda^{(\alpha+1)/2}}{\sqrt{\pi}}\left(\frac{2}{\alpha+2}\Gamma^{-1}\left(\frac{\alpha}{2}\right)\sqrt{z\Lambda}F^{1;1;1}_{1;0;1}\begin{bmatrix}(\alpha+2)/2;1/2;(\alpha+1)/2;\\ (\alpha+4)/2;-;3/2;\end{bmatrix}\Lambda,z\Lambda\right]-$$

$$\left.\left.-\frac{1}{\alpha+1}\Gamma^{-1}\left(\frac{\alpha+1}{2}\right)F^{1;1;1}_{1;0;1}\begin{bmatrix}(\alpha+1)/2;1/2;\alpha/2;\\ (\alpha+3)/2;-;1/2;\end{bmatrix}\Lambda,z\Lambda\right]\right)\right).$$

Так как $\alpha=n+1,\ \lambda=\frac{1}{2\sigma^2}$ то

$$L\left(\frac{n+1}{2},\frac{1}{2};\eta;z\right)=\frac{z^{(n+1)/2}}{4}\left(-(n+1)\sqrt{z}\,\Gamma^{-1}\left(\frac{n+4}{2}\right)\ {}_2F_2\left(\begin{matrix}(n+2)/2,(n+3)/2;z\\ 3/2,(n+4)/2\end{matrix}\right)+\right.$$

$$+\Gamma^{-1}\left(\frac{n+3}{2}\right)\ {}_2F_2\left(\begin{matrix}(n+1)/2,(n+2)/2;z\\ 1/2,(n+3)/2\end{matrix}\right)+$$

$$+\frac{2\Lambda^{(n+2)/2}}{\sqrt{\pi}}\left(\frac{2}{n+3}\Gamma^{-1}\left(\frac{n+1}{2}\right)\sqrt{z\Lambda}F^{1;1;1}_{1;0;1}\begin{bmatrix}(n+3)/2;1/2;(n+2)/2;\\ (n+5)/2;-;3/2;\end{bmatrix}\Lambda,z\Lambda\right]-$$

$$\left.\left.-\frac{1}{n+2}\Gamma^{-1}\left(\frac{n+2}{2}\right)F^{1;1;1}_{1;0;1}\begin{bmatrix}(n+2)/2;1/2;(n+1)/2;\\ (n+3)4/2;-;1/2;\end{bmatrix}\Lambda,z\Lambda\right]\right)\right).$$

Используя соотношения для функции Трикоми при частных значениях ее параметров, нетрудно получить формулы

$$L(\alpha,\alpha+n;\eta;z)=\frac{1}{4\pi}\sum_{k=0}^{n-1}\binom{n-1}{n-k-1}(\alpha)_k\, z^{-k}J_k,$$

$$L(\beta-n,\beta;\eta;z)=\frac{1}{4\pi}\sum_{k=0}^{n-1}\binom{n-1}{n-k-1}(\beta-n)_k\, z^{-k}J_k,$$

где

$$J_k=\int_{\Lambda}^{1}t^{-k-1/2}(1-t)^{-1/2}\mathrm{d}t=\sum_{m=0}^{\infty}\frac{(1/2)_m}{(m-k+1/2)m!}\left(1-\Lambda^{m-k+1/2}\right)=$$

$$=\frac{1}{1/2-k}\left[{}_2F_1\left(\frac{1}{2},\frac{1}{2}-k,\frac{3}{2}-k,1\right)-\Lambda^{1/2-k}\,{}_2F_1\left(\frac{1}{2},\frac{1}{2}-k,\frac{3}{2}-k,\Lambda\right)\right],\ k=0,1,\ldots$$

Применяя асимптотику для функции Трикоми

$$\Psi(a,b,z)\sim z^{-a}\sum_{k=0}^{n}\frac{(-1)^k(a)_k(a-b+1)_k}{k!}\,z^{-k}+O\left(\frac{1}{z^{n+1}}\right),\ z\to\infty,$$

получаем также, что

$$L(\alpha,\beta;\eta;z)\sim\frac{1}{4\pi}\sum_{k=0}^{n}\frac{(-1)^k(\alpha)_k(\alpha-\beta+1)_k}{k!}\,z^{-k}J_k+O\left(\frac{1}{z^{n-\alpha+1}}\right),\ z\to\infty.$$

Рассмотрим пример использования данной методики. Вероятность символьной ошибки для ФМ-M при когерентном приеме в канале с детерминированными параметрами и АБГШ [7]

$$P_e(\gamma_{bc})=Q\left(\sqrt{2\gamma_{bc}}\sin\frac{\pi}{M}\right)+2T\left(\sqrt{2\gamma_{bc}}\sin\frac{\pi}{M},\operatorname{ctg}\frac{\pi}{M}\right).$$

Для расчета вероятности битовой ошибки ФМ-M, $M=2^K$ при коде отображения Грея справедливы следующие формулы [7]:

$$P_{b1}(\gamma_{bc})=P_{b2}(\gamma_{bc})=\frac{4}{M}\sum_{i=1}^{M/4}Q\left(\sqrt{2\gamma_{bc}}\sin\frac{(2i-1)}{M}\pi\right)$$

для первых двух бит и для бит $i\geq 3$

$$P_{bi}(\gamma_{bc})=\frac{2^{i+1}}{M}\sum_{j=1}^{M/4}(-1)^{\mathrm{ent}\left[\frac{j-1}{2^{K+1-i}}\right]}T\left(\sqrt{2\gamma_{bc}}\sin\frac{(2j-1)\pi}{M},\operatorname{ctg}\frac{(2j-1)\pi}{M}\right).$$

Используя свойства функции Оуэна, можно показать, что справедливы при $i\geq 3$ следующие верхние и нижние границы: $\frac{2^i}{M}Q_1\leq P_{bi}\leq 2^{i-2}P_{b1}$, где $Q_m=Q\left(\sqrt{2\gamma_{bc}}\sin\frac{m\pi}{M}\right)$.

Для средней вероятности битовой ошибки имеем

$$\frac{1}{k}P_e\leq\frac{2}{k}Q_1\leq P_b=\frac{1}{k}\sum_{i=1}^{k}P_{bi}\leq\frac{M}{2k}P_{b1}.$$

Например, для символьной вероятности ошибки, в канале с FTR замираниями

$$P_e(\gamma_{bc})=\frac{2m^m}{\Gamma(m)}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{K^n d_n}{n!}\left[L\left(\frac{n+1}{2},\frac{1}{2},+\infty,z\right)+L\left(\frac{n+1}{2},\frac{1}{2},\operatorname{ctg}\frac{\pi}{M},z\right)\right]$$

где для функции Гаусса $\Lambda = 1$, а для функции Оуэна - $\Lambda = \sin^2 \frac{m\pi}{M}$ и $z = \frac{1+K}{8\sigma^2} \sin^{-2} \frac{m\pi}{M} \frac{1}{\gamma_{bc}}$.

3. Заключение

На основе разработанной методики можно получить оценку потенциальной помехоустойчивости при использовании в перспективных (разрабатываемых) телекоммуникационных стандартах многопозиционных сигнальных конструкций в канале с FTR замираниями, что позволит объективно сравнивать между собой сигнальные конструкции.

Литература

1. Jiayi Zhang, Wen Zeng, Xu Li, Qiang Sun, Kostas P. Peppas. New results on the fluctuating two-ray model with arbitrary fading parameters and its applications. IEEE Transactions on Vehicular Technology, March 2018, no. 3, vol. 67, pp. 2666-2770.
2. Juan M. Romero-Jerez, F. Javier Lopez-Martinez, Jose F. Paris, Andrea J. Goldsmith. The fluctuating two-ray fading model: statistical characterization and performance analysis. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, no. 7, vol. 16, pp. 4420–4432.
3. Hui Zhao, Zhedong Liu, Mohamed-Slim Alouini. Different power adaption methods on fluctuating two-ray fading channels. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, no. 6, pp. 1–5.
4. Wen Zeng, Jiayi Zhang, Shuaifei Chen, Kostas P. Peppas, Bo Ai. Physical layer security over fluctuating two-ray fading channels. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, no. 1, vol. 19, pp. 205–211.
5. Milind Pao, F. Javier Lopez-Martinez, Mohamed-Slim Alouini, Andrea Goldsmith. MGF approach to the analysis of generalized two-ray fading models. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, no. 5, pp. 2548-2561.
6. Brychkov Yu. A., Marichev O. I., Savischenko N. V. Handbook of Mellin transforms. Chapman & Hall/CRC, Boca Raton, 2018. Pp. 359-371.
7. Savischenko N. V. Special integral functions used in wireless communications theory. Singapore, World Scientific, 2014. 640p.
8. Brychkov Yu. A., Savischenko N. V. A special function of communication theory. Integral Transforms and Special Functions, 2015, vol. 26(6), pp. 470–484.
9. Brychkov Yu. A, Savischenko N. V. Some properties of the Owen T-function. Integral Transforms and Special Functions, 2016, vol. 27(2), pp. 163–180.
10. Савищенко Н. В., Лебеда Е. В. Вероятности ошибки когерентного приема многопозиционных сигналов в канале с общими гамма- или К-замираниями и белым шумом. Информационно-управляющие системы, 2019, № 1. С. 76-88.
11. Srivastava H. M., Manocha H. L. A Treatise on generating functions. New York, John Wiley and Sons, 1984. Pp. 311-328.
12. Srivastava H. M., Karlsson P. W. Multiple Gaussian hypergeometric series. Hoboken, NJ, USA, Wiley, 1985. Pp. 283-291.

References

1. Jiayi Zhang, Wen Zeng, Xu Li, Qiang Sun, Kostas P. Peppas. New results on the fluctuating two-ray model with arbitrary fading parameters and its applications. IEEE Transactions on Vehicular Technology, March 2018, no. 3, vol. 67, pp. 2666-2770.
2. Juan M. Romero-Jerez, F. Javier Lopez-Martinez, Jose F. Paris, Andrea J. Goldsmith. The fluctuating two-ray fading model: statistical characterization and performance analysis. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, no. 7, vol. 16, pp. 4420–4432.

3. Hui Zhao, Zhedong Liu, Mohamed-Slim Alouini. Different power adaption methods on fluctuating two-ray fading channels. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, no. 6, pp. 1–5.
4. Wen Zeng, Jiayi Zhang, Shuaifei Chen, Kostas P. Peppas, Bo Ai. Physical layer security over fluctuating two-ray fading channels. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, no. 1, vol. 19, pp. 205–211.
5. Milind Pao, F. Javier Lopez-Martinez, Mohamed-Slim Alouini, Andrea Goldsmith. MGF approach to the analysis of generalized two-ray fading models. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, no. 5, pp. 2548-2561.
6. Brychkov Yu. A., Marichev O. I., Savischenko N. V. Handbook of Mellin transforms. Chapman & Hall/CRC, Boca Raton, 2018. Pp. 359-371.
7. Savischenko N. V. Special integral functions used in wireless communications theory. Singapore, World Scientific, 2014. 640p.
8. Brychkov Yu. A., Savischenko N. V. A special function of communication theory. Integral Transforms and Special Functions, 2015, vol. 26(6), pp. 470–484.
9. Brychkov Yu. A, Savischenko N. V. Some properties of the Owen T-function. Integral Transforms and Special Functions, 2016, vol. 27(2), pp. 163–180.
10. Savischenko N.V., Lebeda E.V. Multi-position signal coherent reception error probability in a channel with generalized gamma or K fading and white noise. Information and Control Systems. 2019;(1):76-88.
11. Srivastava H. M., Manocha H. L. A Treatise on generating functions. New York, John Wiley and Sons, 1984. Pp. 311-328.
12. Srivastava H. M., Karlsson P. W. Multiple Gaussian hypergeometric series. Hoboken, NJ, USA, Wiley, 1985. Pp. 283-291.

ПРИМЕНЕНИЕ ЛОГИКО-ВЕРОЯТНОСТНОГО МЕТОДА ДЛЯ ОЦЕНКИ СВЯЗНОСТИ РАДИАЛЬНО-УЗЛОВОЙ СЕТИ СВЯЗИ С РОКАДНЫМИ И ПЕРЕКРЕСТНЫМИ СВЯЗЯМИ

И. В. Реджепов[1], К. И. Гвозд[1]

[1]Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого (ФВА РВСН), Серпухов, РФ

Аннотация. В данной статье описывается подход к оценке связности радиально-узловой сети связи при различных вариантах организации связей между узлами сети на базе логико-вероятностного метода анализа сетей.

Ключевые слова: радиально-узловая сеть связи; связность сети; радиальные связи; рокадные связи; перекрестные связи; дерево путей; логическая схема; вероятность связности.

APPLICATION OF A LOGIKO-LIKELIHOOD METHOD FOR AN ESTIMATION OF CONNECTIVITY OF A RADIALLY-CENTRAL COMMUNICATION NETWORK WITH ROCADE AND CROSS COMMUNICATIONS

I. V. Redzhepov[1], K. I. Gvozd[1]

[1]The Branch of the Military academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great (FVA RVSN), Serpukhov, Russian Federation

Abstract. In given article the approach to an estimation of connectivity of a radially-central communication network is described at various variants of the organisation of communications between knots of a network on the basis of a logiko-likelihood method of the analysis of networks.

Keywords: radially-central communication network; connectivity of a network; Radial communications; rocade communications; cross communications; tree of ways; the logic scheme; probability of connectivity.

1. Введение

В современном мире связь организация связи имеет важное значение во всех областях жизнедеятельности людей и в общем виде представляет собой некую совокупность узлов связи (УС), взаимодействующих между собой посредством информационной сети (сети связи), которая обеспечивает обмен сообщениями между УС.

Сеть связи строится по иерархическому радиально-узловому принципу. При этом выход из строя какого-либо одного направления связи по каким-либо внутренним или внешним причинам приводит к потере управления совокупностью УС соответствующего сегмента, иными словами, снижается устойчивость сети связи.

Устойчивость сети к различным воздействиям можно оценивать ее связностью. При этом под связностью сети связи будем понимать количество нижних УС (НУС), имеющих связь с верхним УС (ВУС) [4].

В радиально-узловой сети связи можно определить связность одного НУС с ВУС, зная которую можно определить связность всей сети связи, а также найти

математическое ожидание количества НУС, имеющих связь с ВУС. Повышение связности ВУС с НУС в условиях воздействий осуществляется путем организации рокадных связей между НУС одной подчиненности на каждом уровне иерархии, а также организацией рокадных связей между НУС разной подчиненности и перекрестных радиальных связей, минуя промежуточное УС или связывая промежуточное УС с неподчиненным ему НУС. Отметим, что реализация рокадных связей возможна как в сетях с коммутацией каналов, так и в сетях с коммутацией пакетов и сообщений [2, 4].

2. Определение связности типовой трехуровневой сети связи

Структура типовой трехуровневой сети связи с рокадными связями при норме управляемости три представлена в виде графа G (A, I) на рисунке 1, причем множество узлов A – УС сети связи, а множество ветвей I – каналы (направления) связи (КС) между УС. Отметим, что на каждом уровне сети связи вероятность связности радиальных и рокадных направлений связи разная, в частности:

p_1, p_2, p_3 – вероятность связности радиальных направлений связи на первом, втором и третьем уровнях иерархии соответственно;

q_1, q_2, q_3 – вероятность связности рокадных направлений связи на первом, втором и третьем уровнях иерархии соответственно.

Будем считать, что УС и КС между ними характеризуются вероятностями их существования, причем вероятности существования УС одинаковы и равны 1 (допущение 1), а однотипные вероятности существования КС между УС равны друг другу на каждом уровне иерархии (допущение 2).

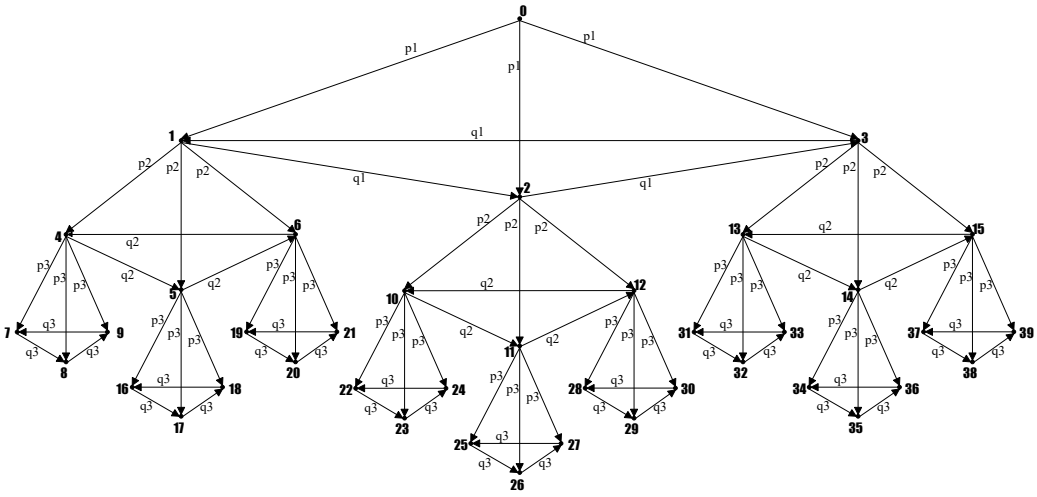


Рис. 1. Граф G (A, I) структуры типовой трехуровневой сети связи с рокадными связями.

В литературе описывается широкое разнообразие методов анализа сетей: метод Флойда, алгоритм Дейкстры, метод двойного поиска и другие, реализация которых имеет высокую вычислительную сложность. У каждого метода есть свои преимущества и недостатки, ограничения, область допустимого применения [3]. Ключевую роль в определении подходящего метода анализа сети играет сам объект анализа, его особенности. Для анализа рассматриваемой сети и определения связности одного НУС с ВУС предлагается использовать логико-вероятностный подход анализа сетей [1, 6], что

позволит провести анализ путей из ВУС к выбранному НУС, оценить связность рассматриваемой сети и получить ее количественную характеристику.

Отметим, что сеть, граф которой представлен на рисунке 1, имеет симметричную организацию направлений связи, из чего следует, что вероятность связности одного НУС (например, УС 7) с ВУС будет одинакова для всех НУС.

Дерево путей из ВУС (УС 0) в НУС (УС 7) будет иметь вид, представленный на рисунке 2.

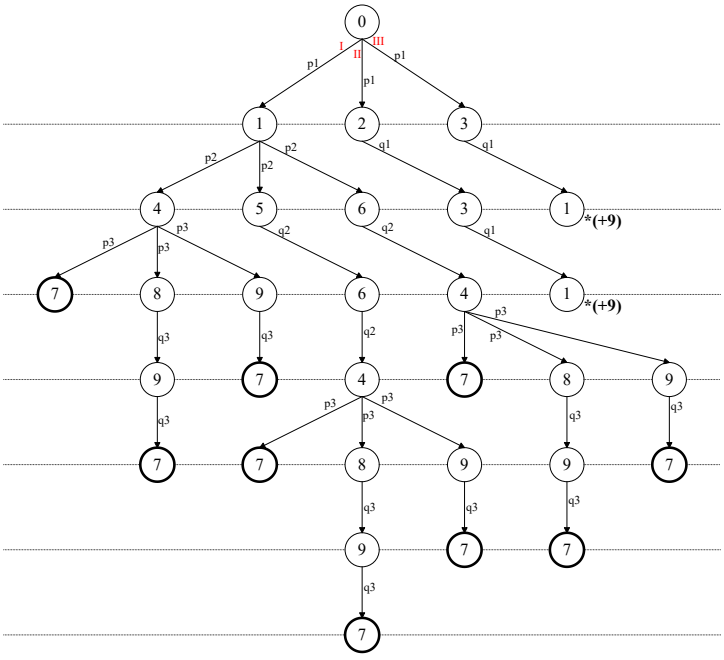


Рис. 2. Дерево путей из УС 0 в УС 7.

Из рисунка 2 следует, что из УС 0 в УС 7 существует 3 основных направления путей и всего 27 маршрутов. Тогда учитывая, что сообщение по направлениям будет проходить параллельно (совместные события), вероятность связности УС 7 с УС 0 определяется следующим образом:

$$P_{7-0} = P_I + P_{II} + P_{III} - P_I P_{II} - P_I P_{III} - P_{II} P_{III} + P_I P_{II} P_{III}, \qquad (1)$$

где P_I – вероятность связности УС 7 с УС 0 по направлению I;

P_{II} – вероятность связности УС 7 с УС 0 по направлению II;

P_{III} – вероятность связности УС 7 с УС 0 по направлению III.

Составим логическую схему для P_I. Она будет иметь вид, представленный на рисунке 3.

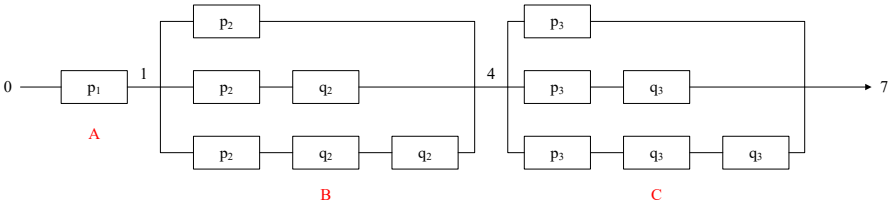


Рис. 3. Логическая схема для P_I.

Из рисунка 3 следует, что направление I включает 3 участка пути, который назовем A, B и C. Значит

$$P_I = P_A P_B P_C, \qquad (2)$$

где P_A – вероятность связности на участке А;

P_B – вероятность связности на участке В;

P_C – вероятность связности на участке С.

При этом

$$P_A = p_1, \tag{3}$$

$$P_B = 1-(1-p_2)(1-p_2q_2)(1-p_2q_2^2) = (1+q_2+q_2^2)p_2(1-p_2q_2), \tag{4}$$

$$P_C = 1-(1-p_3)(1-p_3q_3)(1-p_3q_3^2) = (1+q_3+q_3^2)p_3(1-p_3q_3). \tag{5}$$

Тогда подставляя (3), (4) и (5) в (2), получим

$$P_I = p_1p_2p_3(1-p_2q_2)(1-p_3q_3)(1+q_2+q_2^2)(1+q_3+q_3^2). \tag{6}$$

Аналогичным образом выражаются P_{II} и P_{III}:

$$P_{II} = p_1q_1^2P_BP_C = p_1q_1^2p_2p_3(1-p_2q_2)(1-p_3q_3)(1+q_2+q_2^2)(1+q_3+q_3^2), \tag{7}$$

$$P_{III} = p_1q_1P_BP_C = p_1q_1p_2p_3(1-p_2q_2)(1-p_3q_3)(1+q_2+q_2^2)(1+q_3+q_3^2). \tag{8}$$

Сравнив (6), (7) и (8) между собой, что (6) является составной частью (7) и (8).

Тогда, присвоив P_I значение P, получим

$$P_I = P,\ P_{II} = Pq_1^2,\ P_{III} = Pq_1. \tag{9}$$

Подставив (9) в (1), получим:

$$P_{7-0} = P(1+q_1+q_1^2) - P^2q_1(1+q_1+q_1^2) + P^3q_1^3 = P(1+q_1+q_1^2)(1-Pq_1) + P^3q_1^3. \tag{10}$$

Таким образом, получена рекуррентная формула для нахождения вероятности связности одного НУС с ВУС:

$$\begin{aligned} &1)\ P = p_1p_2p_3(1-p_2q_2)(1-p_3q_3)(1+q_2+q_2^2)(1+q_3+q_3^2), \\ &2)\ P_{7-0} = P(1+q_1+q_1^2) - P^2q_1(1+q_1+q_1^2) + P^3q_1^3 = P(1+q_1+q_1^2)(1-Pq_1) + P^3q_1^3. \end{aligned} \tag{11}$$

Связность всей сети связи равна

$$P_{связ} = P_{7-0}^N, \tag{12}$$

где N – количество НУС в сети.

Математическое ожидание числа НУС, имеющих связь с ВУС, равно

$$M[N] = NP_{7-0}. \tag{13}$$

На основе разработанного методического аппарата проведем численный расчет характеристик управляемости УС сети связи , граф которой представлен на рисунке 1. При этом под характеристиками управляемости будем понимать [4, 5]:

- вероятность связности ВУС со всеми НУС;
- математическое ожидание числа НУС, с которыми есть связь у ВУС;

Расчет данных величин будем осуществлять по (11), (12), (13). Будем считать, что вероятности связности радиальных и рокадных направлений связи на всех уровнях иерархии между собой равны. И, кроме того, $p_1 = p_2 = p_3 = [0,1], q_1 = q_2 = q_3 = [0,1]$. Тогда полученные значения вероятности связности ВУС со всеми НУС в зависимости от значений представлены на рисунке 4, а значения математического ожидания числа НУС, с которыми есть связь у ВУС – на рисунке 5.

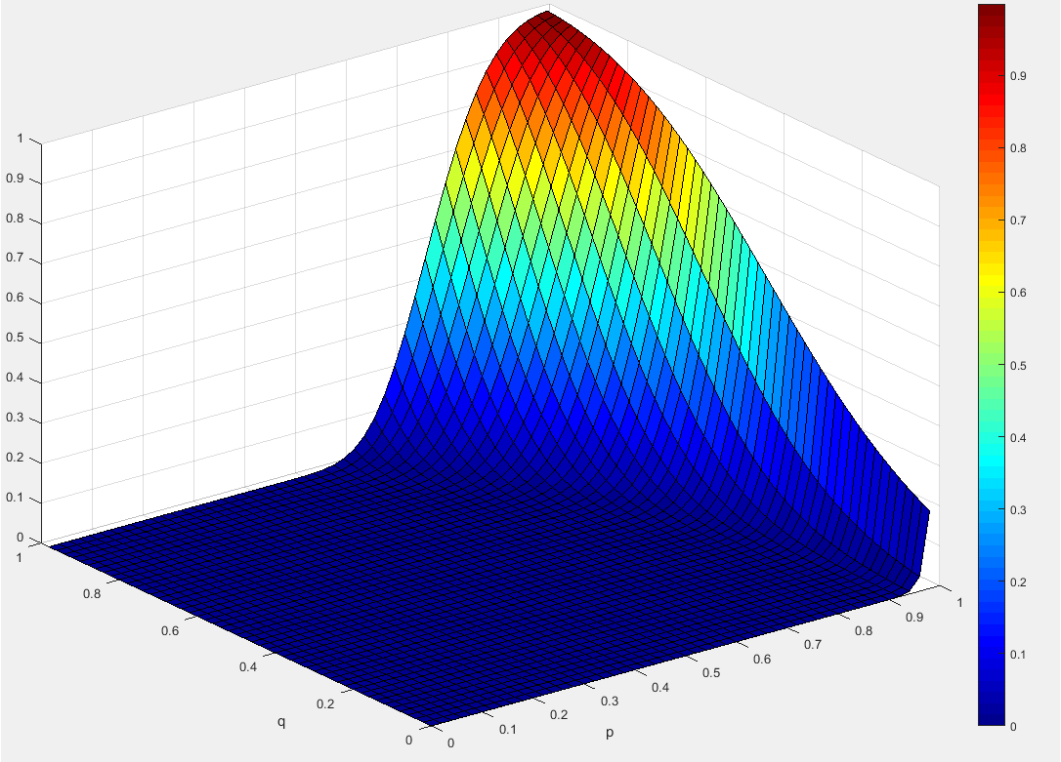


Рис. 4. Вероятность связности ВУС со всеми НУС.

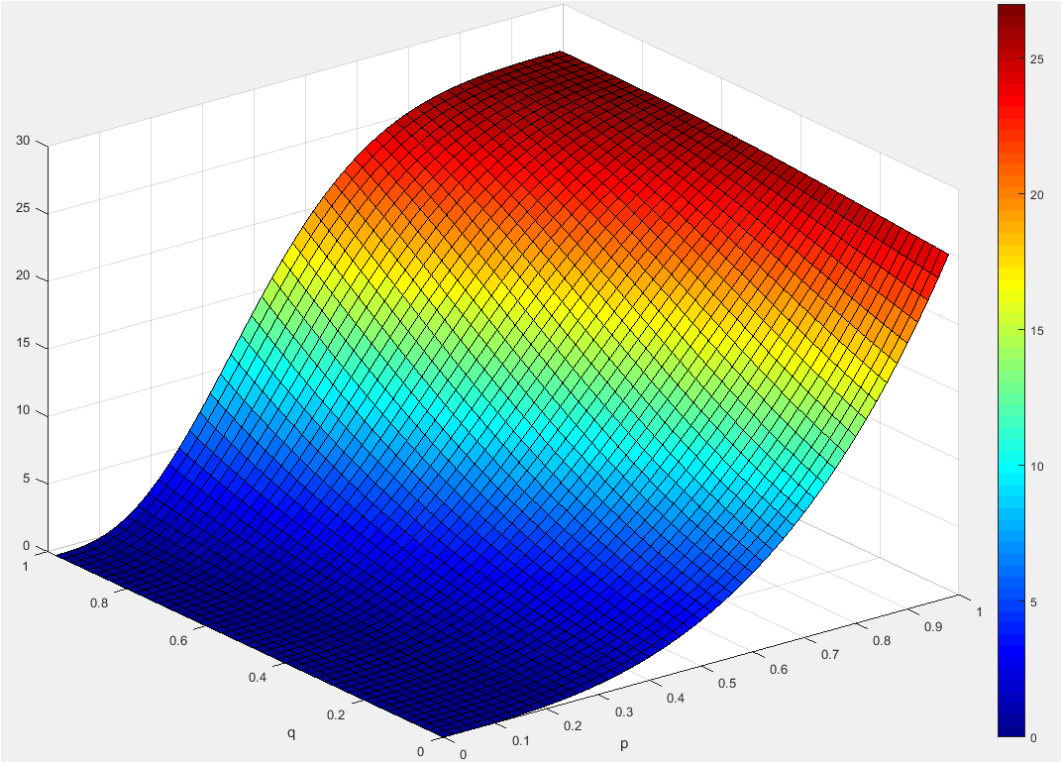


Рис. 5. Математическое ожидание числа НУС, с которыми есть связь у ВУС.

3. Определение связности трехуровневой сети связи с организацией дополнительной перекрестной связи

Разработанный аппарат можно применять для различных вариантов организации сети. Покажем это на примере сети связи с организованной перекрестной связью, представленной на рисунке 6. Отметим, что организованная перекрестная связь характеризуется показателем z – вероятностью связности перекрестного направления связи.

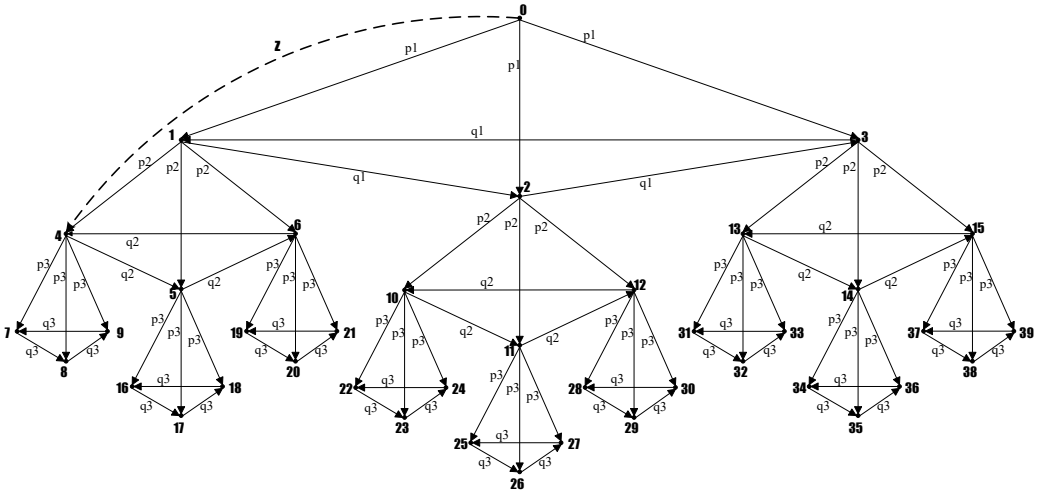


Рис. 6. Граф G (A, I) структуры трехуровневой сети связи с рокадными связями и перекрестной связью.

Очевидно, что наличие перекрестной связи приводит к тому, что вероятности связности каждого из УС 7-9, 16-18, 19-21 с ВУС изменятся по сравнению с рассмотренным выше случаем в отличие от вероятностей связности каждого из остальных НУС с ВУС. Значит необходимо определить выражения для нахождения вероятностей связности указанных вершин с ВУС. Тогда дерево путей из УС 0 в УС 7 будет иметь вид, представленный на рисунке 7.

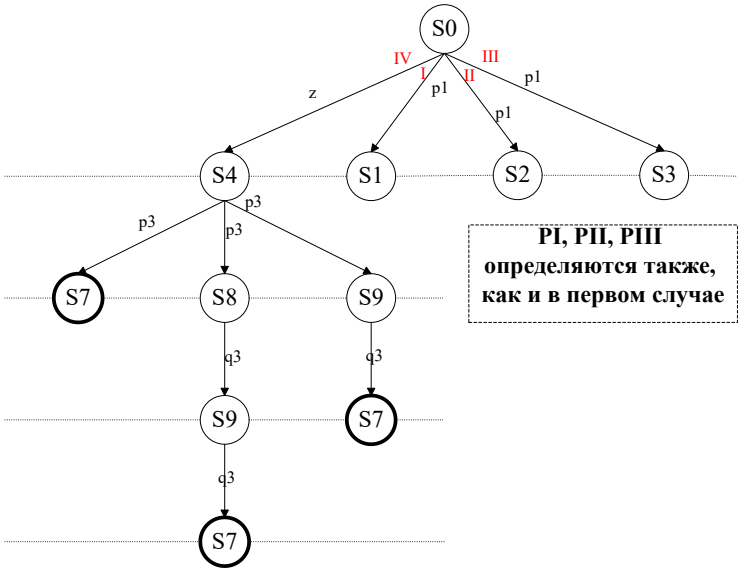


Рис. 7. Дерево путей из УС 0 в УС 7 с учетом z.

Из рисунка 7 следует, что из УС 0 в УС 7 существует 3 основных направления путей и всего 27 маршрутов, как и в первом случае, к которым добавляется еще 1 направление IV, включающее 3 маршрута.

Тогда (1) можно представить как

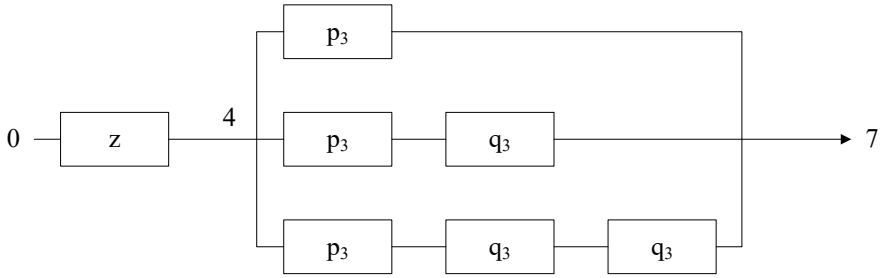
$$P^{z}_{7-0} = P_z + P_{7-0} - P_z P_{7-0}, \tag{14}$$

где P_z – вероятность связности по направлению IV.

Из (14) видно, что $P^{z}_{7-0} > P_{7-0}$ на

$$\Delta_z = P_z - P_{7-0} \cdot P_z = P_z(1 - P_{7-0}). \tag{15}$$

Логическая схема для P_z представлена на рисунке 8.



C

Рис. 8. Логическая схема для P_z.

$$P_z = zP_C. \tag{16}$$

Тогда

$$\Delta_z = zP_c.(1 - P_{7-0}). \tag{17}$$

То есть организация перекрестной связи увеличивает вероятность связности одного НУС с ВУС на $\Delta_z = zP_c.(1 - P_{7-0})$.

Аналогичным образом определяются вероятности связности УС 16-18, 19-21. Тогда связность всей сети с учетом организации перекрестной связи равна

$$P_{связ} = \left(P^{z}_{7-0} \cdot P^{z}_{16-0} \cdot P^{z}_{19-0}\right)^3 \cdot P^{N-9}_{7-0}, \tag{18}$$

где P^{z}_{16-0} – вероятность связности УС 16 с УС 0;

P^{z}_{19-0} – вероятность связности УС 19 с УС 0.

Математическое ожидание числа НУС, имеющих связь с ВУС, с учетом наличия перекрестной связи z равно

$$M^z[N] = 3\left(P^{z}_{7-0} + P^{z}_{16-0} + P^{z}_{19-0}\right) + (N-9) \cdot P_{7-0}. \tag{19}$$

Для проведения расчетов по (18), (19) будем считать, что вероятности связности радиальных и рокадных направлений связи на всех уровнях иерархии между собой равны. И, кроме того, Тогда полученные значения вероятности связности ВУС со всеми НУС в зависимости от значений представлены в виде графика на рисунке 9, а значения математического ожидания числа НУС, с которыми есть связь у ВУС – на рисунке 10.

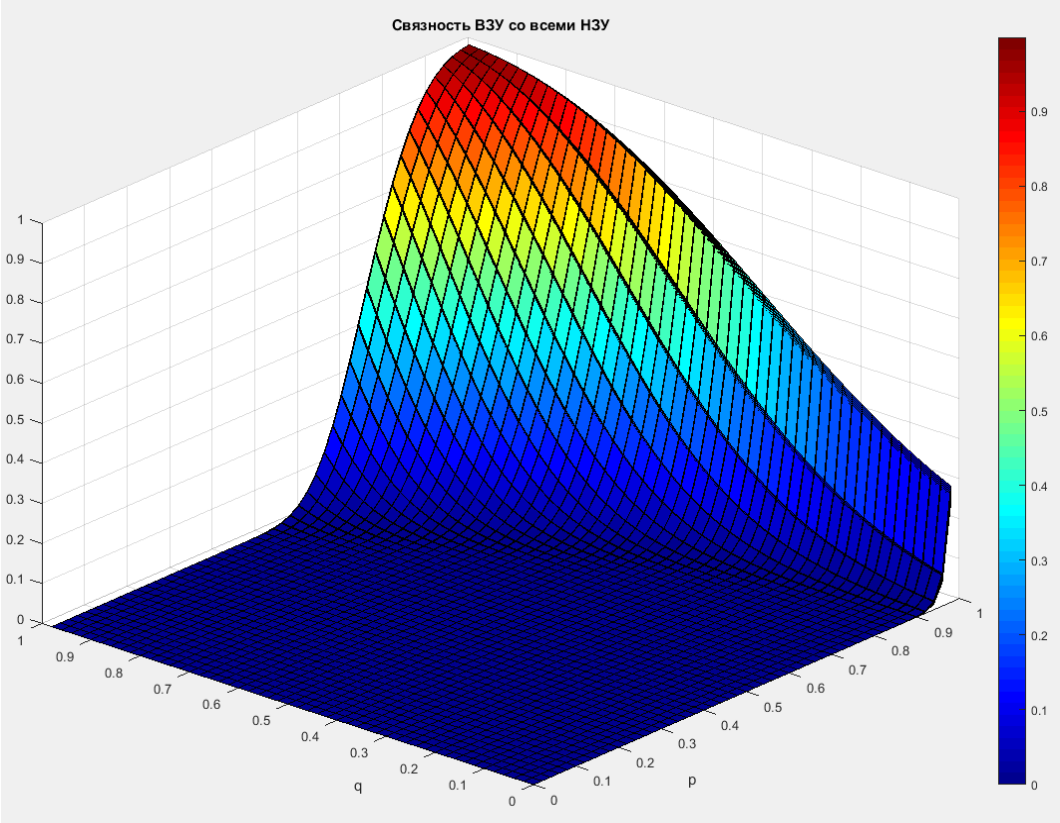


Рис. 9. Вероятность связности ВУС со всеми НУС.

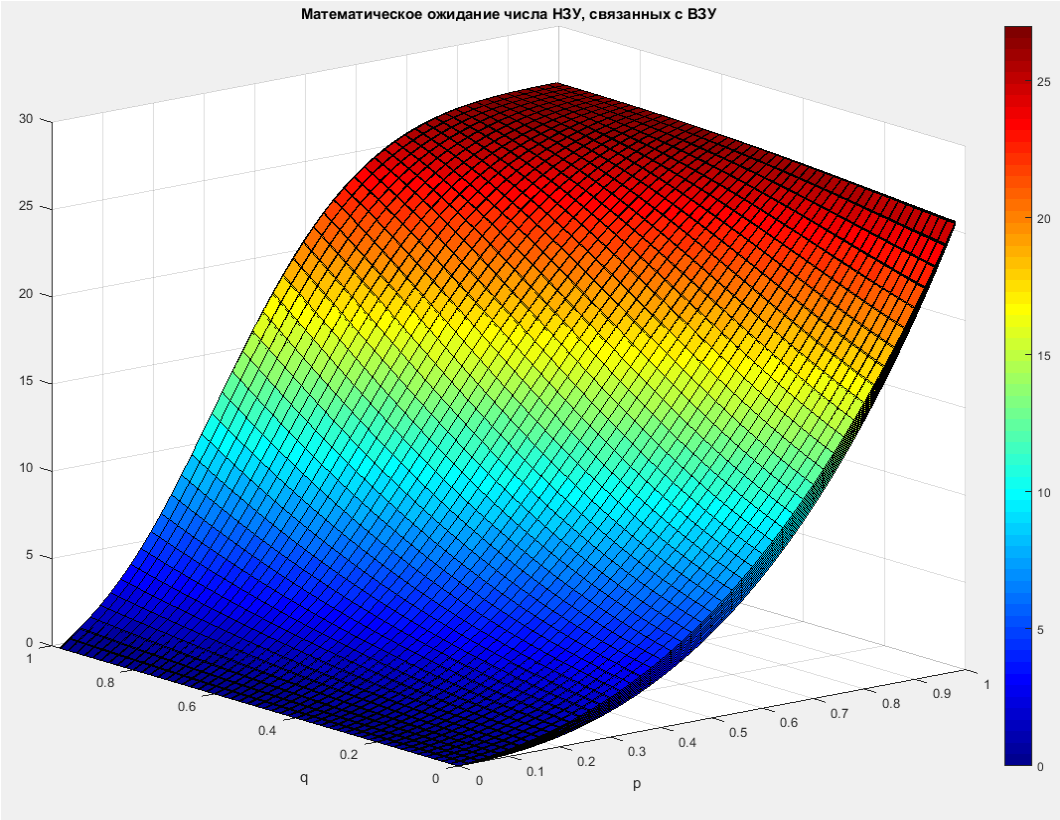


Рис. 10. Математическое ожидание числа НУС, с которыми есть связь у ВУС.

4. Заключение

По результатам проведенного исследования сделаны следующие выводы:

1. Графики на рисунках 4, 5, 9, 10 подтверждают физику процесса функционирования сети связи, что в свою очередь подтверждает достоверность разработанного научно-методического аппарата.

2. Приведенные численные результаты являются нижней границей других важных характеристик управляемости УС: вероятности доведения сообщений от ВУС к НУС, математического ожидания числа НУС, получивших сообщение, и т.п. Этот факт необходимо учитывать при решении задач, как анализа, так и синтеза сетей связи, обеспечивающих доставку сообщений с требуемыми характеристиками надежности, достоверности и своевременности.

Литература

1. Можаев А. С., Громов В. Н. Теоретические основы общего логико-вероятностного метода автоматизированного моделирования систем. СПб.: ВИТУ, 2000. – 145 с.
2. Реджепов И. В. Подход к определению связности сети передачи данных АСУ подвижными объектами различной топологии // 1-я Всерос. конф. «Современные технологии обработки сигналов», доклады конф. / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. М.: ООО «БРИС-М», 2018. – Вып. VII. – С. 68-71.
3. Филлипс Д., Гарсия-Диас А. Методы анализа сетей. М.: Мир, 1984. – 496 с.
4. Цимбал В. А. Информационный обмен в сетях передачи данных. Марковский подход : монография. М.: Вузовская книга, 2014. – 144 с.
5. Цимбал В. А. Моделирование процесса информационного обмена по телекоммуникационным протоколам / Цимбал В. А., Тоискин В. Е., Черкасов В.В. // Современные технологии: актуальные вопросы, достижения и инновации : сборник статей XII Международной научно-практич. конф. М., 2017. – С. 73-82.
6. Черкесов Г. Н. Логико-вероятностные методы расчета надежности структурно-сложных систем / Черкесов Г. Н., Можаев А. С. // В кн. Надежность и качество изделий. М.: Знание, 1991. – С. 34-65.

References

1. Mozhaev, A. S., Gromov, V. N. Theoretical bases of the general logiko-likelihood method of the automated modelling of systems. SPb.: VITU, 2000. – 145 p.
2. Redzhepov, I. V. The approach to definition of connectivity of a network of data transmission of the ACS by mobile objects of various topology // All-Russian Conference «Modern technologies of signal processing», reports of conf. / RNTORES of name A.S. Popov. M.: OOO «BRIS-M», 2018. – Vol. VII. – Pp. 68-71.
3. Phillips, D., Garcia-Diaz, A. Methods of the analysis of networks. M.: Mir, 1984. – 496 p.
4. Tsimbal, V. A. Information exchange in data transmission networks. The Markovsky approach: the monography. M.: Vuzovskaya kniga, 2014. – 144 p.
5. Tsimbal, V. A. Modelling of process of an information exchange under telecommunication reports / Tsimbal V. A., Toiskin V. E., Cherkasov V. V. // Modern technologies: pressing questions, achievements and innovations: the collection of articles of XII The international scientifically-practical conference. M., 2017. – Pp. 73-82.
6. Cherkesov, G. N. Logiko-likelihood methods of calculation of reliability of structurally-difficult systems / Cherkesov G. N., Mozhaev, A. S. // Reliability and quality of products. M.: Znaniye, 1991. – Pp. 34-65.

ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ КОРРЕКТИРУЮЩЕГО КОДИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА БОУЗА-ЧОУДХУРИ-ХОКВИНГЕМА

И. С. Киреев[1], М. Г. Уланский[1]

[1]Воронежский Государственый Технический Университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Были рассмотрены основные алгоритмы и принципы программной реализации процедуры Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ). Разработана модель реализации кодера и декодера БЧХ, произведен синтез и моделирование работы данных устройств в пакете имитационного моделирования ModelSim. Произведена оценка статистических данных по результатам работы декодера. Предложена перспектива аппаратной реализации на основе ПЛИС.

Ключевые слова: цифровая обработка сигналов, циклические коды, корректирующее кодирование, коды БЧХ, ПЛИС.

SOFTWARE IMPLEMENTATION OF CORRECTIVE ENCODING BASED ON THE BOWS-CHOWDHURI-HOKVINGHAM ALGORITHM

I. S. Kireev[1], M. G. Ulansky[1]

[1]Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia
[1]Voronezh State Tecnical University, Voronezh, Russia

Abstract. The main algorithms and principles of the software implementation of the Bose-Chowdhury-Hokvingem (BCH) procedure were considered. The implementation model of the BCH encoder and decoder has been developed, the synthesis and simulation of the operation of these devices in the ModelSim simulation package has been carried out. The evaluation of statistical data on the results of the decoder. The prospect of hardware implementation based on FPGA is proposed.

Keywords: digital signal processing, cyclic codes, corrective coding BCH codes, FPGA

1. Введение

В настоящее время цифровая обработка сигналов является одним из самых перспективных направлений в телекоммуникационных системах. Данная ветвь развития современных систем связи и передачи информации важна тем, что цифровые устройства являются наиболее помехоустойчивыми. Как известно, для повышения эффективности передачи требуется либо повышение мощности передатчика (что ограничено требованиями электромагнитной совместимости и экономически не выгодно с точки зрения использования энергетических ресурсов), либо использование частотных ресурсов, которые так же ограничены. В отличии от аналоговых систем связи, где основным критерием качества является соотношение сигнал/помеха, в цифровых системах используется такой критерий, как вероятность ошибочного/верного приема сигнала, это позволяет увеличить качество связи за счет усложнения алгоритмов обработки, а не за счет увеличения мощности передатчика. Корректирующее кодирование позволяет исправить уже произошедшие ошибки за счет внесения избыточной информации в передаваемое сообщение, результате чего возникла идея

программной реализации одного из алгоритмов корректирующего кодирования. Проблемы, решаемые в этой статье, были затронуты в работе [1], в которой решалась задача минимизации эффекта одиночных ошибок и работе [2], в которой был описан способ распараллеливание кодера БЧХ с возможностью изменять корректирующую способность.

В ходе данной работы были решены следующие задачи:

1) были рассмотрены теоретические основы корректирующего кодирования;

2) реализован один из перспективных алгоритмов, а именно кодер БЧХ, способный исправлять как одиночные, так и групповые ошибки (до 3 ошибок), используя средства ПЛИС;

3) произведено моделирование алгоритма в среде ModelSim.

2. Классическое описание алгоритма работы кодера и декодера БЧХ

Циклические коды, к которым относится БЧХ были получены на основе кодов Хэмминга. Построение кодов Хэмминга основано на принципе проверки на четность числа единичных символов, к последовательности добавляется такой элемент, чтобы число единичных символов в получившейся последовательности было четным.

$$r_1 = i_1 \oplus i_2 \oplus i_3 \oplus \dots \oplus i_k, \tag{1}$$

где знак $\oplus$ означает сложение по модулю 2.

Первой составляющей процедуры декодирования является вычисление так называемого синдрома, который определяется следующим образом:

$$S = i_1 \oplus i_2 \oplus i_3 \oplus \dots \oplus i_n \oplus r_1 \tag{2}$$

Если $S = 0$ – ошибок нет, если $S = 1$ присутствует однократная ошибка.

В качестве примера рассмотрим классический код Хэмминга (7,4). Нахождение синдрома осуществляется по следующему выражению

$$S = \left(\tilde{V} \oplus \vec{E}\right) \cdot H^T = \tilde{V} \cdot H^T \oplus \vec{E} \cdot H^T = 0 \oplus \vec{E} \cdot H^T = \vec{E} \cdot H^T \tag{3}$$

где $\tilde{V}$ – кодовое слово без ошибки, $\vec{E}$ – матрица ошибок, H^T – транспонированная проверочная матрица. Данное выражение показывает связь между матрицей ошибок и синдромом, что позволяет исправлять искажения в сообщении.

Выражение, приведенное ниже показывает процесс кодирования информации.

$$(i_1 i_2 i_3 i_4) \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} = (i_1 i_2 i_3 i_4 r_1 r_2 r_3) \tag{4}$$

На вход декодера поступает кодовое слово:

$$V = (i_1', i_1', i_2', i_3', i_4', r_1', r_2' r_3') \tag{5}$$

где штрихом отмечены символы, которые могут исказиться в результате помехи, возникшей в канале связи. В декодере в режиме исправления ошибок строится последовательность синдромов:

$$\begin{aligned} S_1 &= r_1 \oplus i_1 \oplus i_2 \oplus i_3 \\ S_2 &= r_2 \oplus i_2 \oplus i_3 \oplus i_4 \\ S_3 &= r_3 \oplus i_1 \oplus i_2 \oplus i_4 \end{aligned} \tag{6}$$

где $S = (S_1, S_2, S_3)$ – синдром последовательности.

Получение синдрома выглядит следующим образом

$$(i_1 i_2 i_3 i_4 r_1 r_2 r_3) \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} = (S_1, S_2, S_3) \tag{7}$$

Синдром (0,0,0) показывает, что в последовательности нет искажений, каждому ненулевому синдрому соответствует определенная конфигурация ошибок, которая исправляется на этапе декодирования.

Схема кодера приведена на рисунке 1.

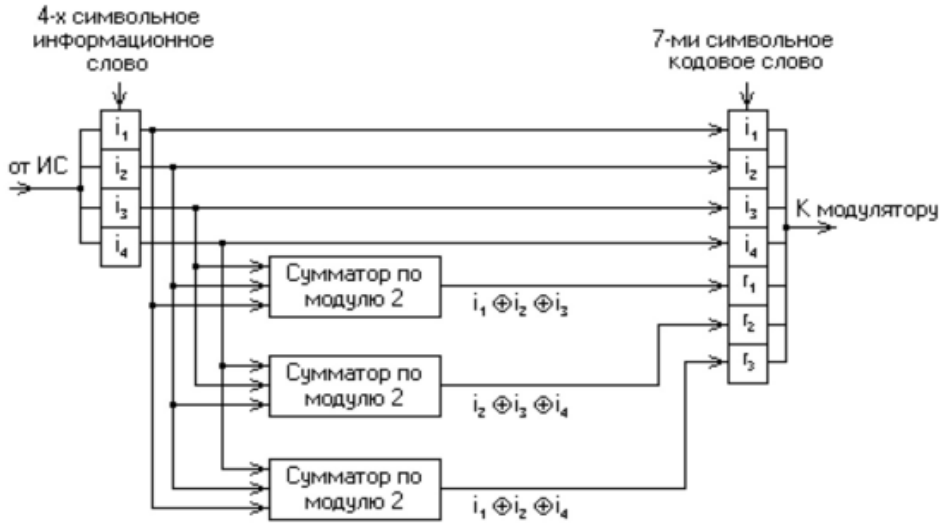


Рис. 1. Схема кодера

Схема декодера приведена на рисунке 2.

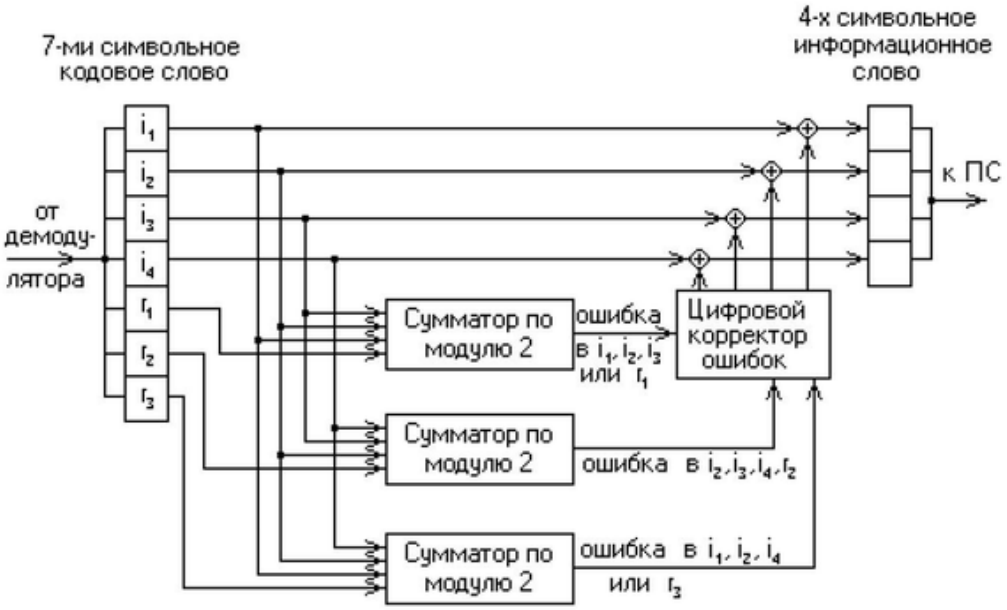


Рис. 2. Схема декодера

Дальнейшим развитием блоковых кодов являются циклические коды, которые представляются собой блоковый код с таким образом модифицированным набором разрешенных комбинаций, что каждая новая комбинация образуется циклическим сдвигом другой. Это позволило упростить устройство кодирования и декодирования, таким образом, что им больше не нужно было содержать элементы памяти для хранения набора кодовых комбинации.

Проверочные символы в данном случае получается с помощью образующего многочлена, который является двоичным представление одного из простых чисел (делится без остатка только на единицу и на себя).

На основе полинома строится регистр деления при прохождении через который информационных символов, формируются проверочные.

Так на рисунке 3 показана схема регистра деления для полинома

$$P(x) = x^3 + x + 1 = 1011 \quad (8)$$

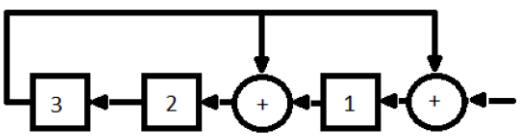


Рис. 3. Схема регистра деления

В свою очередь коды БЧХ являются модификацией обычного циклического кода с помощью использования поля Галуа, о котором подробно написано в [3]. Особенности данных кодов будут рассмотрены на примере кода БЧХ (15,5) в дальнейшем при описании устройства. Данный код способен исправлять вплоть до трех ошибок.

3. Описание процедур кодирования и декодирования модели для ПЛИС

Блок схема реализации алгоритма кодирования приведена на рисунке 4.

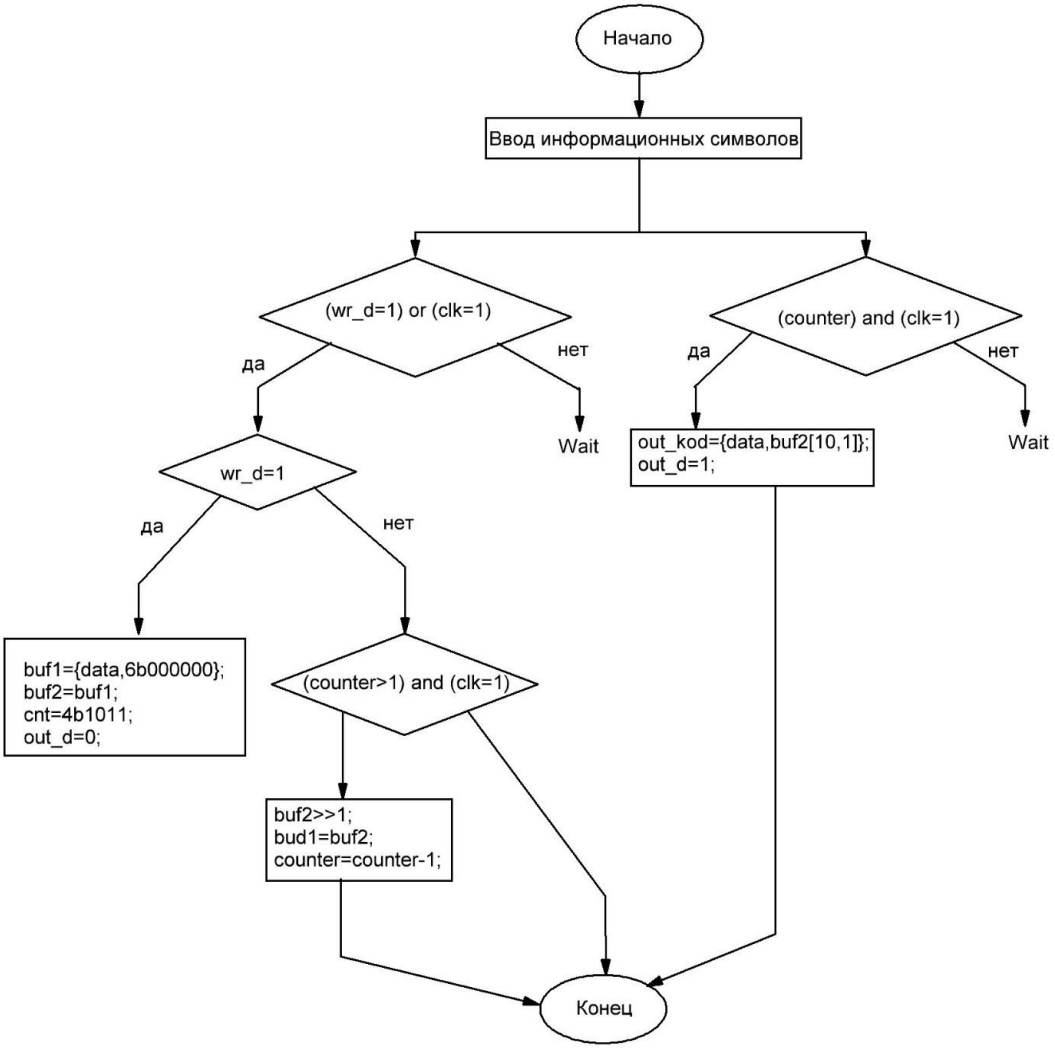


Рис 4. – Алгоритм кодирования БЧХ

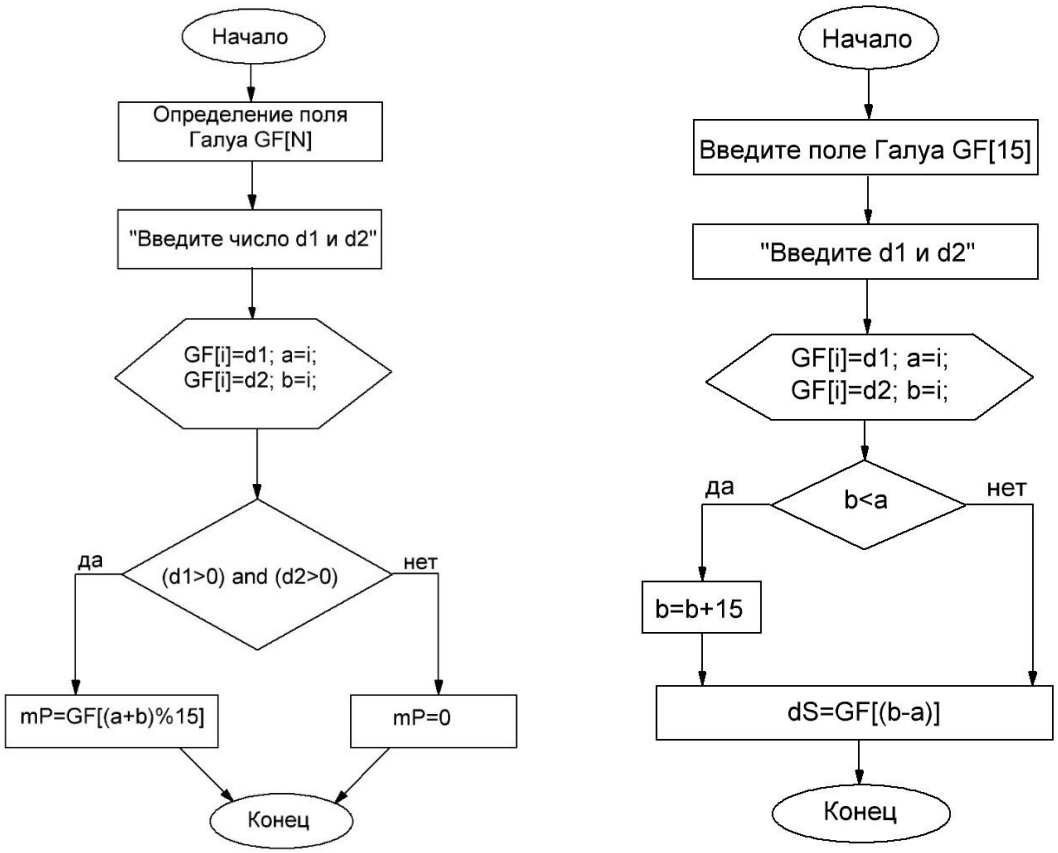
Работа кодера осуществляется следующим образом: вводим информационные символы (data), затем алгоритм ветвится. Одна из ветвей начинает работать при появлении тактового сигнала (clk) или строба о начале передачи (wr_d), другая ветвь работает при поступлении на вход тактового, при условии, что счетчик (counter) равен 1. Если условия не выполняется, то кодер переходит в режим ожидания (wait). Рассмотрим каждую ветвь по отдельности.

Первая ветвь описывает стационарную работу кодера. Если на вход поступает сигнал wr_d, значение счетчика устанавливается в 11 (4b1011), во временные буферы

заносится информация с дополнительными нулевыми битами, после чего строб готовности информации обнуляется, иначе данные во втором буфере (buf2) проходят через регистр деления для полинома P(x)=10100110111. После прохождения данные записываются из буфера 2 в буфер 1, после чего осуществляется декрементация счетчика.

Вторая ветвь алгоритма, отвечает за выходной код. Она устанавливает строб готовности и «склеивает» информационные символы и проверочные. В описании декодера используются однообразные конструкции, которые целесообразно выделить в виде подфункций. Их описание будет производиться отдельно заранее.

Начнем с подфункции умножения и деления в полях Галуа, приведенных на рисунке 5.а и 5.б соответственно.



а) б)

Рис. 5. а) умножение б) деление в полях Галуа

Начнем описание работы с подфункции умножения в поле Галуа. Вносим в память поле Галуа. Вводим перемножаемые числа, после чего сравниваем их с элементами поля Галуа и находим соответствующие индексы, далее проверяем на наличие нулевых чисел. Если этих чисел нет, то вычисляем произведение по соответствующей формуле (см. блок-схему). Если хотя бы один из множителей нулевой, то соответствующее произведение обращается в нуль.

Операция деления выполняется аналогично операции умножения. Первым этапом является занесение в память элементов поля Галуа. Вводим делимое (d2) и делитель (d1), после чего находим соответствующие индексы. Проверяем, не больше ли второй индекс первого. Если больше, то проводим нормировку (см. блок-схему), далее вычисляем частное по соответствующей формуле.

Процедура вычисления синдрома также выделена в отдельную подфункцию и приведена на рисунке 6, а ее принцип работы описан ниже.

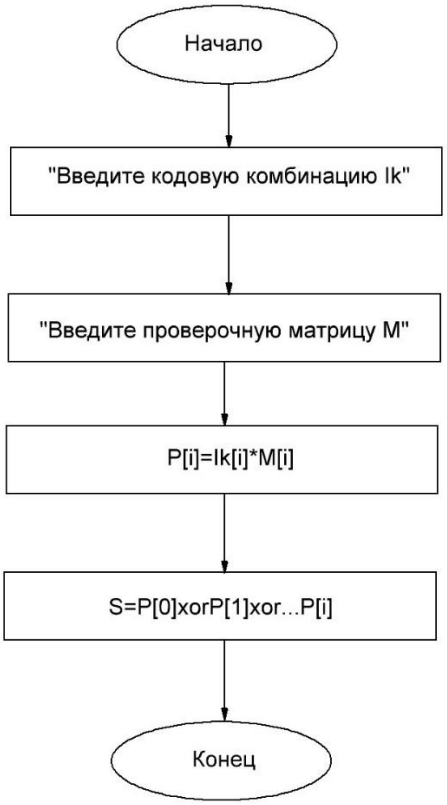


Рис. 6. Процедура вычисления синдрома

Первым этапом в память заносится принятая кодовая комбинация и проверочная матрица, после чего происходит их перемножение. Вычисление синдрома осуществляется сложением тех столбцов транспонированной матрицы, которые остались не нулевыми.

Блок схема, описывающая алгоритм работы декодера приведена на рисунке 7.

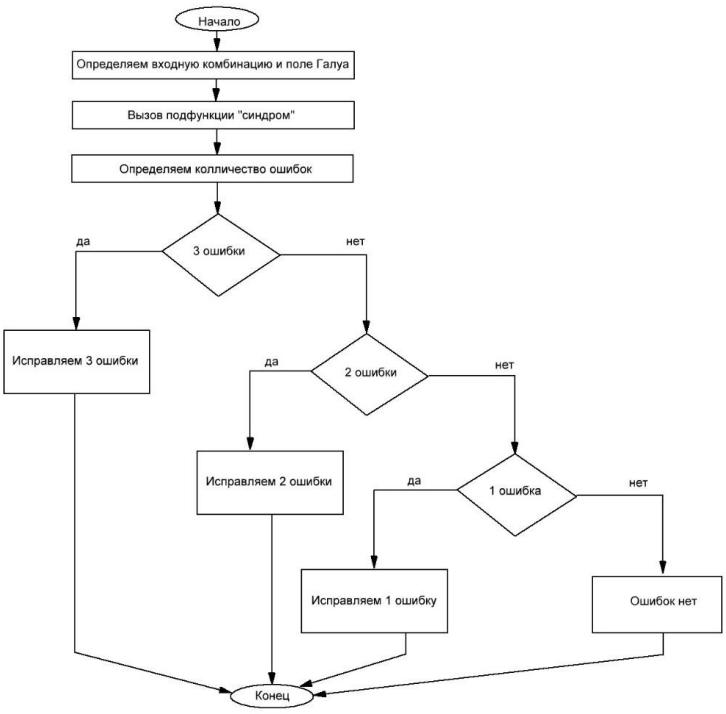


Рис. 7. Блок схема работы декодера БЧХ

При реализации декодера были использованы подфункции, описанные нами ранее. Блок схема включает в себя алгоритм вычисления недостающих компонентов синдрома, после вычисляется определитель матрицы синдромов, на основание величины которого принимается решение о количестве ошибок в кодовом слове, это влияет на дальнейшее ветвление алгоритма на 4 ветви:

1) три ошибки;
2) две ошибки;
3) одна ошибка;
4) отсутствие ошибок.

Вычисляются сигма коэффициенты и проводится процедура Ченя. Результатом работы является матрица ошибок, которая суммируется по модулю 2 с ошибочной кодовой комбинацией, тем самым исправляя ее. Информационные символы изымаются из кодовой комбинации, являясь результатом работы декодера.

4. Результат моделирования устройства

По причине того, что полная схема выглядит крайне громоздко, было принято решение использовать фрагмент синтезированной схемы кодера, который приведен на рисунке 8.

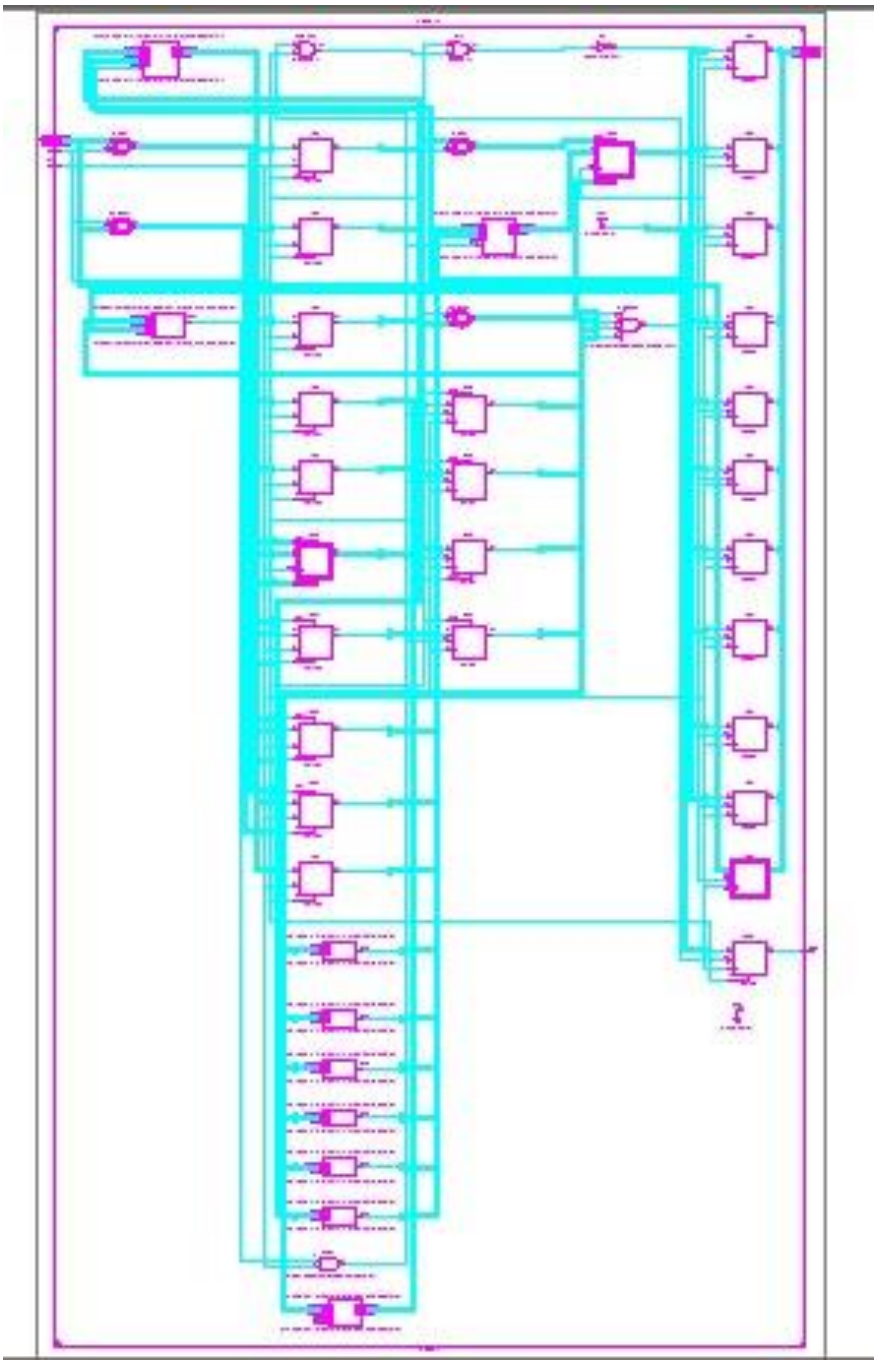


Рис. 8. Фрагмент схемы кодера

Фрагмент синтезированной схемы декодера приведен на рисунке 9.

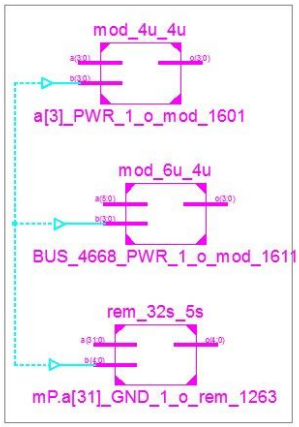


Рис. 9. Фрагмент схемы декодера

На рисунке 10 приведены временные диаграммы, характеризующие работу кодера.

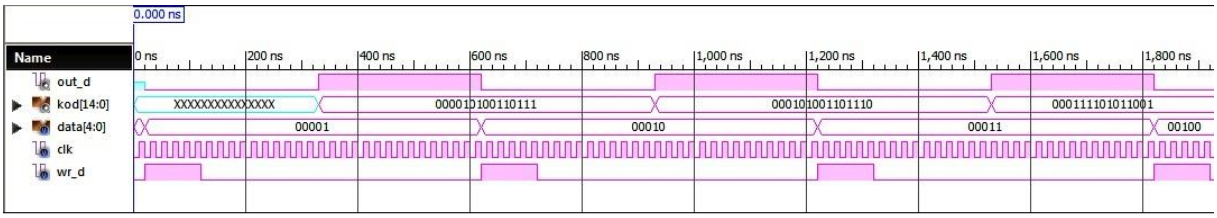


Рис. 10. Диаграммы работы кодера

Как видно из диаграмм работа устройства осуществляется согласно описанным алгоритмам.

На рисунке 11 приведены временные диаграммы, характеризующие работу декодера.

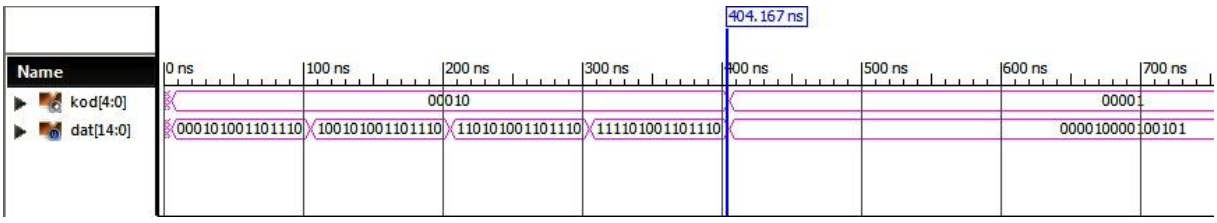


Рис. 11. Диаграммы работы кодера

Диаграмма показывает, что первый код, поступающий на вход декодера, не содержит ошибок, второй код содержит ошибку в первой позиции, третий код содержит ошибку в первой и второй позиции, а четвертый в первых трех. Видно, что декодер без труда справляется с исправлением этих ошибок. Далее идет следующая комбинация без ошибок, как видно декодер тоже ее распознает.

5. Исследование влияния позиции ошибки на корректирующую способность

В ходе данного исследования производилось принудительное внесение ошибок в разные позиции кодовой комбинации и отслеживалась корректирующая способность декодера. Результат данных исследований приведен в таблице 1.

Таблица 1. Результаты исследования

На входе декодера	На выходе декодера
000010100110111	00001
100010100110111	00001
110010100110111	00001
111010100110111	00001

Как видно, устройство исправляет как группирующиеся ошибки, так и одиночные.

6. Заключение

В ходе данной работы был выполнено устройство, способное производить кодирование и декодирование информации на основе кодов БЧХ, были решены задачи устранения до трех ошибок. Данная работа в настоящее время является весьма актуальной в силу широкого применение цифровых систем передачи информации, а также возможности реализовывать столь сложные в структурном понимании, устройства на основе ПЛИС.

Литература

1. Фенчук М.М., Синева И.С. Анализ помехоустойчивости БЧХ-кодов при предварительном генетическом кодировании метризированного источника сообщений // Журнал Связь, 2015 №2 30-33 с
2. Поперечный П.С. Разработка параллельного кодера БЧХ с регулируемой корректирующей способностью. М.: Информационная безопасность. Раздел 1 19-31 с.
3. Матвеев Б.В. Основы корректирующего кодирования: теория и лабораторный практикум. Учебное пособие. Воронеж 2018 ISBN 978-7731-0315-8.
4. Требования к оформлению докладов на РЛНС*2018. http://rlnc.ru, 15.12.2017.
5. Библиографическая ссылка. ГОСТ Р 7.05 – 2008, Москва, 2008. – 22 с.

References

1. Fenchuk, M. M., Sineva I.S. Analysis of the noise immunity of the BCH codes with the preliminary genetic coding of the metrizable source of messages // Journal Svyaz, 2015 №2 30-33 p.
2. Poperechniy P.S., Development of a parallel BCH encoder with adjustable correction ability. M .: Information security. Section 1 19-31 p.
3. Matveev B.V. Fundamentals of corrective coding: theory and laboratory practice. Tutorial. Voronezh 2018 ISBN 978-7731-0315-8
4. Requirements for the design of reports on RLNS*2018. http://rlnc.ru, 15.12.2017.
5. Bibliographic reference. GOST R 7.05 – 2008, Moscow, 2008. – 22 p

СИСТЕМА OFDM-QPSK ДЛЯ КАНАЛА С ПАМЯТЬЮ

В. Г. Карташевский[1], Е. С. Семенов[2]

[1]Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики(ПГУТИ), Самара, Россия
[2]Волгоградский государственный университет (ВолГУ), Волгоград, Россия

Аннотация. В статье обсуждается проблема когерентного приема сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM), передаваемых через многолучевой канал (канал с памятью). При этом модуляция осуществляется QPSK модулятором. Данный вид модуляции используется в каналах со сложной помеховой обстановкой. Предполагается, что в месте приема сигнал OFDM обрабатывается алгоритмом «приема «в целом» с поэлементным принятием решения». Этот алгоритм позволяет отказаться от использования префиксов и постфиксов в структуре OFDM символа, что существенно повышает спектральную эффективность системы. Предложена методика анализа вероятности ошибки при приеме OFDM-символа в канале с памятью. Для системы OFDM-QPSK последовательность отсчетов огибающей OFDM-символа в каждой квадратуре может приближенно рассматриваться как дискретная последовательность кодовых символов с основанием кода . Этот факт позволяет дать аналитическую оценку помехоустойчивости приема передаваемых двоичных сообщений. Показано, что используемое в модуляторе OFDM дискретное преобразование Фурье способствует уменьшению вероятности битовой ошибки по сравнению со случаем, когда бинарная кодовая последовательность передается непосредственно с использованием модуляции QPSK.

Ключевые слова: система OFDM-QPSK, канал с памятью и аддитивным «белым» гауссовским шумом, алгоритм приема «в целом» с поэлементным принятием решения (ПЦППР), неравенство Буля.

OFDM-QPSK SYSTEM FOR THE CHANNEL WITH MEMORY

V. G. Kartashevskiy[1], E. S. Semenov[2]

[1]Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (PSUTI), Samara, Russia
[2]Volgograd State University (VolSU), Volgograd, Russia

Abstract. The algorithm of reception of signals of orthogonal frequency multiplexing (OFDM) in channels with memory is considered. The modulation is carried out by a QPSK modulator. This type of modulation is used in channels with a difficult noise situation. It is assumed that at the receiving point the OFDM signal is processed by algorithm "reception in the whole" with element-wise decision-making. This algorithm eliminates the use of prefixes and postfixes in the structure of the OFDM symbol, which significantly increases the spectral efficiency of the system. A method for analyzing the probability of error when an OFDM symbol is received in a memory channel is proposed. For an OFDM-QPSK system, the sequence of samples of the envelope of an OFDM symbol in each quadrature can be approximately considered as a discrete sequence of code symbols with a code base . This fact allows us to give an analytical estimate of the noise immunity of the reception of transmitted binary messages. It is shown, that the discrete Fourier transform used in the OFDM modulator helps to reduce the bit error probability as compared with the case when the binary code sequence is transmitted directly using QPSK modulation.

Keywords: the OFDM-QPSK system, channel with memory and additive white gaussian noise, algorithm "reception in the whole" with element-wise decision-making, Boole's inequality.

1. Введение

Системы ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM) получили в последнее время чрезвычайно широкое применение [1,2] не только для построения радиоинтерфейса беспроводных сетей и построения сетей доступа широкополосных систем, но и в высокоскоростных цифровых линиях передачи со скоростями 100Мбит/с и выше, в цифровом радиовещании и телевидении. Это основано на технологической простоте реализации системы, основанной на использовании быстрого преобразования Фурье (БПФ) и простоте обработке принимаемого сигнала, обусловленной применением корреляционного приема. При этом в каналах связи с временным рассеянием энергии передаваемого сигнала, обусловленным многолучевым распространением сигнала и ограничением полосы за счет фильтрации помех (в каналах с памятью), для борьбы с неизбежно возникающей межсимвольной интерференцией используются защитные промежутки между символами OFDM (т.н. префикс и постфикс), которые «съедают» до 25% пропускной способности канала.

Несмотря на то, что система OFDM является многоканальной («параллельной») системой сигналов, в работах авторов [3,4,5,6,7] показано, что в месте приема обработку сигналов OFDM целесообразно осуществлять на основе использования субоптимальных алгоритмов так называемой «последовательной» (одноканальной) обработки. Описание и анализ таких алгоритмов даны в работе [8]. Эти алгоритмы, предназначенные в первую очередь для «последовательных» систем передачи, учитывают влияние памяти канала связи, приводящей к интерференции сигналов в месте приема. Распространение алгоритмов «последовательной» обработки на прием сигналов OFDM объясняется тем, что при любых видах модуляции значения комплексных отсчетов огибающей OFDM-символа передаются по каналу связи именно последовательным способом. При этом все негативные влияния канала связи проявляются для «параллельной» системы так же, как и для «последовательной».

Одним из эффективных алгоритмов обработки сигналов одноканальных систем является алгоритм ПЦППР – приём «в целом» на интервале рассеяния (памяти) с поэлементным принятием решения. Этот алгоритм неоднократно обсуждался в публикациях, например, в работах [3,4,5,6,7] и в более ранних работах, где было показано, что алгоритм ПЦППР обладает помехоустойчивостью, практически совпадающей с помехоустойчивостью «алгоритма Витерби» (АВ) и имеет минимально возможную для алгоритмов, работающих в каналах с памятью, задержку в принятии решения. Последнее свойство алгоритма обусловлено использованием «обратной связью по решению» (ОСР), использование которой определяет принципиальное отличие ПЦППР от АВ.

Главное отличие и преимущество алгоритма ПЦППР в сравнении с традиционно используемым, инвариантным к многолучевости алгоритмом приема, заключается в том, что:

- существенно повышается спектральная эффективность системы OFDM, т.к. алгоритм ПЦППР принципиально не требует использования защитного интервала на передаче при формировании группового сигнала,

- алгоритм ПЦППР, как субоптимальный алгоритм «приема «в целом», реализует практически потенциальную помехоустойчивость приема последовательно передаваемых по диспергирующему каналу отсчетов огибающей OFDM символа.

Авторами в упомянутых выше работах проводилось исследование помехоустойчивости системы OFDM с различными видами модуляции при разных вариантах построения группового сигнала (без использования префиксов и постфиксов) в каналах с постоянными параметрами, с замираниями и с доплеровским смещением частоты методом статистических испытаний.

Ниже представлен анализ вероятности ошибки на бит системы OFDM-QPSK, основанный на методе построения границ вероятности ошибки для систем с зависимыми гипотезами относительно передаваемых последовательностей кодовых символов.

2. Модель сигнала OFDM-QPSK на передаче

Оценим помехоустойчивость алгоритма ПЦППР в канале с памятью при приеме сигналов OFDM-QPSK. Сигнальное созвездие QPSK представлено на рис.1, где $\dot{c}_0 = e^{j\frac{\pi}{4}}$, $\dot{c}_1 = e^{j\frac{3\pi}{4}}$, $\dot{c}_2 = e^{-j\frac{\pi}{4}}$, $\dot{c}_3 = e^{-j\frac{3\pi}{4}}$, $j^2 = -1$. Причем точки $\dot{c}_0$, $\dot{c}_1$, $\dot{c}_2$, $\dot{c}_3$ на комплексной плоскости соответствуют передаче пар двоичных кодовых символов $(1,1)$; $(1,-1)$; $(-1-1)$; $(-1,1)$ соответственно.

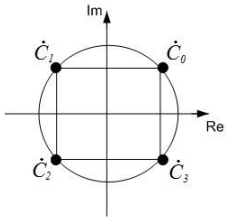


Рис.1. Сигнальное созвездие QPSK

На рис.2 упрощенно представлен модулятор OFDM-QPSK, осуществляющий обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ), в котором используются 4 ортогональных поднесущих колебания, которые модулируются сигналами $\dot{d}_k$, $k = \overline{0, N-1}$.

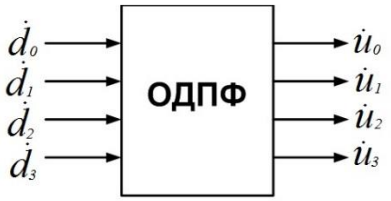


Рис.2. Модулятор OFDM-QPSK

Для физически реализуемого модулятора строгая запись для последовательности комплексных отсчетов огибающей OFDM символа $\dot{u}_n,\ n=\overline{0,N-1}$ при N гармонических поднесущих может быть представлена в виде

$$\dot{u}_n=\frac{1}{N}\sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}}\dot{d}_k e^{j2\pi k\Delta f nT}=\frac{1}{N}\sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}}\dot{d}_k e^{j\frac{2\pi}{N}kn}\quad (k\neq 0), \tag{1}$$

где $\Delta f=\frac{1}{\tau}$ - разнос частот поднесущих колебаний, τ - длительность модулирующего символа, $T=\frac{\tau}{N}$ - интервал дискретизации, и поднесущее колебание с номером $k=0$ не используется.

Однако для анализа помехоустойчивости системы OFDM-QPSK можно использовать упрощенное (модельное) представление для низкочастотной последовательности $\dot{u}_n,\ n=\overline{0,N-1}$, записываемое как

$$\dot{u}_n=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\dot{d}_k e^{j\omega_k n},\quad \omega_k=\frac{2\pi k}{N}, \tag{2}$$

где для нашего случая при $N=4$ очевидно $e^{j\frac{2\pi}{N}}=e^{j\frac{\pi}{2}}=j$.

Для примера рассмотрим кодовую последовательность вида $(-1,-1);\ (1,1);\ (-1,1);\ (1,-1)$, которой будут соответствовать модулирующие символы $\dot{d}_0=\dot{c}_2,\ \dot{d}_1=\dot{c}_0,\ \dot{d}_2=\dot{c}_3,\ \dot{d}_3=\dot{c}_1$. Согласно (2) для отсчетов огибающей $\dot{u}_n,\ n=\overline{0,N-1}$ OFDM символа, полученного на основе использования модуляции QPSK, получим $\dot{u}_0=0,\ \dot{u}_1=\left(-\frac{\sqrt{2}}{4}+j\frac{\sqrt{2}}{4}\right),\ \dot{u}_2=-j\frac{\sqrt{2}}{2},\ \dot{u}_3=\left(-\frac{\sqrt{2}}{4}-j\frac{\sqrt{2}}{4}\right)$.

Теперь последовательность $\dot{u}_n,\ n=\overline{0,N-1}$ должна быть передана по каналу связи с использованием промодулированной высокочастотной несущей каким-либо модулирующим сигналом. Перебор всех возможных последовательностей показывает, что каждая квадратурная компонента любой последовательности представляет собой пятиуровневый дискретный сигнал, состоящий из элементов $0,-\frac{\sqrt{2}}{2},-\frac{\sqrt{2}}{4},\frac{\sqrt{2}}{4},\frac{\sqrt{2}}{2}$. Если исключить позицию «0», при которой сигнал не передаётся, то можно использовать модуляцию QPSK теперь уже не для формирования символов OFDM, а для передачи дискретной последовательности $\dot{u}_n,\ n=\overline{0,N-1}$ с основанием кода $m=4$ высокочастотным сигналом.

3. Анализ помехоустойчивости приема сигналов OFDM-QPSK по алгоритму ПЦППР

В месте приема сигнал будет демодулирован с применением алгоритма ПЦППР. В предположении известности импульсной характеристики канала можно определить

помехоустойчивость приема вектора дискретных отсчетов $\dot{u}_n$, $n=\overline{0,N-1}$ и тем самым рассчитать вероятность ошибочного приема блока кодовых символов на входе модулятора OFDM.

Используем материалы второй главы работы [9].

Имея последовательность с элементами $-\frac{\sqrt{2}}{2}, -\frac{\sqrt{2}}{4}, \frac{\sqrt{2}}{4}, \frac{\sqrt{2}}{2}$, каждому элементу можно сопоставить двоичный набор $(0,0);\ (1,0);\ (1,1);\ (0,1)$, отображаемый кодовыми символами $b^{(1)} \leftrightarrow 00$, $b^{(2)} \leftrightarrow 10$, $b^{(3)} \leftrightarrow 11$, $b^{(4)} \leftrightarrow 01$. Здесь $\leftrightarrow$ – символ соответствия. На выходе канального модулятора сигналы формируются по правилу

$$b^{(1)} \leftrightarrow \cos(\omega_0 t+\frac{\pi}{4}) \leftrightarrow \cos\omega_0 t-\sin\omega_0 t\,,\quad b^{(2)} \leftrightarrow \cos(\omega_0 t-\frac{\pi}{4}) \leftrightarrow \cos\omega_0 t+\sin\omega_0 t\,,$$

$$b^{(3)} \leftrightarrow \cos(\omega_0 t-\frac{3\pi}{4}) \leftrightarrow -\cos\omega_0 t-\sin\omega_0 t\,,\ b^{(4)} \leftrightarrow \cos(\omega_0 t+\frac{3\pi}{4}) \leftrightarrow -\cos\omega_0 t+\sin\omega_0 t\,,$$

и все сигналы имеют длительность *T*.

Если на единичный импульс $\cos\omega_0 t$ (длительностью *T*) реакцию канала со случайными неизвестными характеристиками представить как

$$g_0(t)=x_0(t)+jy_0(t)\,, \tag{3}$$

где $x_0(t), y_0(t)$ - квадратурные составляющие реакции в месте приема, то нетрудно показать, что на символ $b^{(1)}$ реакция запишется в виде

$$g^{(1)}=(x_0+y_0)+j(y_0-x_0)$$

и, соответственно,

$$g^{(2)}=(x_0-y_0)+j(x_0+y_0)\,,\ g^{(3)}=-(x_0+y_0)+j(x_0-y_0)\,,\ g^{(4)}=(y_0-x_0)-j(x_0+y_0)\,. \tag{4}$$

Согласно алгоритму ПЦППР решение о передаваемом *m*–ичном символе, расположенном на первой позиции интервала памяти *MT*, принимается согласно правилу:

$$\hat{b}_0^{(l)}=\arg\min_{i(l)}\int_0^{MT}\left[\dot{z}'(t)-\dot{s}(t,\dot{\mathbf{B}}_{i(l)})\right]^2 dt\,,\quad i=\overline{1,m^M}\,;\quad l=\overline{1,m}\,. \tag{5}$$

Каждому формируемому на передаче сигналу в месте приема будет соответствовать реакция $g^{(l)}(t)$. С учетом того, что передаваемые символы $b^{(i)}, i=\overline{1,m},$ имеют комплексное представление в виде $\dot{b}^{(i)}=b_x^{(i)}+jb_y^{(i)}$, сигнал в месте приема также в комплексном виде целесообразно записать как

$$\dot{s}(t,\dot{\mathbf{B}}_k)=\sum_{r=0}^{M-1}\dot{b}_{rk}^{(l)}\dot{g}^{(l)}(t-rT)\,, \tag{6}$$

Где

$$\dot{s}(t,\dot{\mathbf{B}}_k)=s_x(t,\dot{\mathbf{B}}_k)+js_y(t,\dot{\mathbf{B}}_k)\,, \tag{7}$$

$$\dot{g}^{(l)}(t)=x^{(l)}(t)+jy^{(l)}(t)\,. \tag{8}$$

В выражениях (5)-(8) введены обозначения:

$\dot{z}'(t) = \dot{s}(t, \dot{\mathbf{B}}) + \dot{w}(t)$ - входное колебание, очищенное от сигналов последействия с помощью обратной связи по решению (ОСР), где $w(t)$ - случайная функция, характеризующая белый гауссовский шум со спектральной плотностью мощности N_0,

$\dot{\mathbf{B}}_{i(l)}$ - i-я реализация вектора кодовых символов на интервале памяти канала MT.

С учетом последних соотношений квадратурные составляющие принимаемого сигнала $\dot{z}'(t)$, как показано в [9], можно представить следующим образом

$$z'_x(t) = \sum_{r=0}^{M-1} b_{xr} x(t - rT) - b_{yr} y(t - rT) + w_x(t),$$

$$z'_y(t) = \sum_{r=0}^{M-1} b_{xr} y(t - rT) + b_{yr} x(t - rT) + w_y(t). \qquad (9)$$

Далее согласно [9], введем в рассмотрение величину

$$\int_0^{MT} \left[\dot{z}'(t) - \dot{s}(t, \dot{\mathbf{B}}_{i(k)}) \right]^2 dt = Q_{i(k)} \qquad (10)$$

Пусть передается последовательность $n(l)$. Тогда вероятность ошибочного приема определяется вероятностью выполнения системы неравенств

$$Q_{1(k)} < Q_{n(l)} \text{ или } Q_{2(k)} < Q_{n(l)} \text{ или } Q_{3(k)} < Q_{n(l)} \text{ или } \ldots \text{ или } Q_{N(k)} < Q_{n(l)}$$

$$i \neq n, \; N = m^N - 1.$$

Используем для произвольных событий Q_i неравенство

$$\max_i P(Q_i) \le P(\bigcup_i Q_i) \le \sum_i P(Q_i), \qquad (11)$$

правая часть которого совпадает с неравенством Буля.

Тогда вероятность выполнения системы неравенств удовлетворяет соотношению

$$\max_k P\left(k(n)/i(l)\right) \le P\left(b/i\right) \le \sum_{n=1}^{N} P\left(k(n)/i(l)\right),$$

где $P\left(k(n)/i(l)\right)$ - вероятность перехода реализации информационных символов $j(l)$ в реализацию $k(n)$.

Нетрудно показать [8,9], что

$$P\left(k(n)/i(l)\right) = erfc_*\left(\frac{|m|}{\sigma}\right), \qquad (12)$$

где $erfc_*(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$, $m = -\chi$, $\sigma^2 = 2N_0\chi$, N_0 - спектральная плотность мощности гауссовского «белого» шума.

Предполагая, что для любых k и l справедливо

$$\int_0^{MT} x(t - kT) y(t - lT) dt = 0,$$

для величины χ можно записать

$$\chi = \int_0^{MT} \left\{ [\sum_{r=0}^{M-1} \gamma_{kir} x(t-rT)]^2 + [\sum_{r=0}^{M-1} \delta_{kir} y(t-rT)]^2 + [\sum_{r=0}^{M-1} \gamma_{kir} y(t-rT)]^2 + [\sum_{r=0}^{M-1} \delta_{kir} x(t-rT)]^2 \right\} dt \,. \quad (13)$$

В выражении (13) $\gamma_{kj} = b_{xk} - b_{xi} = \begin{cases} 0 & при \quad b_{xk} = b_{xi} \\ 2 & при \quad b_{xk} = 1, \quad b_{xi} = -1 \\ -2 & при \quad b_{xk} = -1, \; b_{xi} = 1 \end{cases}$. Это следует из того, что величины b_x и b_y определяются одним битом - либо (1), либо (-1).

Предполагается, что при равновероятном характере распределения 1 и 0 в исходном сообщении, значения γ_{ki} в модуляторе будут иметь вероятности $P(\gamma_{ki}) = 0,5$ при $\gamma = 0$ и $P(\gamma_{ki}) = 0,25$ при $\gamma = \pm 2$.

Относительно разности $\delta_{ki} = (b_{yk} - b_{yi})$ можно утверждать, что она принимает такие же значения что и γ_{ki}, и что между собой γ_{ki} и δ_{ki} независимы.

Для вычисления квадратов сумм, входящих в χ, введем в рассмотрение параметры квадратурных компонент $x(t)$ и $y(t)$

$$\int_0^{MT} x^2(t)dt = E_{0x}\,, \quad \int_0^{MT} x^2(t-kT)dt = E_{kx}\,, \quad \int_0^{MT} x(t-kT)x(t-nT)dt = E_{knx}\,,$$

$$\beta_{kx} = \frac{E_{kx}}{E_{0x}}\,, \; \rho_{knx} = \frac{E_{knx}}{E_{0x}}\,.$$

Для квадратуры $y(t)$ точно так же определяемые параметры будут обозначены как $E_{0y}, E_{ky}, E_{kny}, \beta_{ky}, \rho_{kny}$.

С учетом вышесказанного для аргумента функции ошибок в (12) можно записать

$$\arg erfc_* = \sqrt{\frac{h^2}{4}\left[\sum_{r=0}^{M-1}(\gamma_{kir}^2 + \delta_{kir}^2)(\beta_{rx} + \beta_{ry}) + 2\sum_{[m]}\sum_{[n]}(\gamma_{kim}\gamma_{kin} + \delta_{kim}\delta_{kin})(\rho_{mnx} + \rho_{mny})\right]}\,, \quad (14)$$

где в двойной сумме вида $\sum_{[m]}\sum_{[n]}$ установлен следующий порядок изменения индексов m и n: $\begin{cases} 01 \quad 02 \quad 03 \quad \ldots \quad 0,(M-1) \\ 12 \quad 13 \quad \ldots \quad 1,(M-1) \\ \vdots \\ (m-2),(M-1) \end{cases}$.

Рассмотрим случай ***M*=2** при $\beta_{0x} = \beta_{0y} = 1$. Будем считать символы на передаче равновероятными и пусть передается символ $b^{(3)}$ $(b_x = 1, \; b_y = 1)$. Тогда согласно правой части неравенства (11) верхняя граница вероятности ошибки определится как

$$P^B(b/i) = \sum_{k=1}^{N} erfc_*(\arg_k)\,, \quad (15)$$

где $N = 2^M - 1 = 3$.

Усредняя по возможным реализациям второго символа, который входит в аргументы каждого $erfc_*(\cdot)$, можно получить

$$P^B = erfc_*\left(\sqrt{4h^2}\right) + 2erfc_*\left(\sqrt{2h^2}\right), \qquad (16)$$

где $h^2 = \dfrac{E_g}{N_0}$, $E_g = \int\limits_0^{MT} g^2(t)dt$.

Выражение (16) получено в предположении, что второй символ на интервале обработки принят правильно. Данное предположение ($\gamma_1 = 0,\ \delta_1 = 0$) является весьма примечательным в том смысле, что ситуация, характеризуемая правильным приемом всех символов на интервале обработки, может определять «наиболее сложный» случай обработки наблюдаемого сигнала для анализируемого алгоритма и служить основой для определения верхней границы вероятности ошибки. Заметим, что вероятность, равная $erfc_*\left(\sqrt{2h^2}\right)$, есть вероятность ошибки «приемника Котельникова» для двоичных сигналов и является нижней границей вероятности ошибки в абсолютном смысле, т.е. неулучшаемым результатом для любых систем сигналов и алгоритмов обработки в каналах с аддитивным «белым» гауссовским шумом.

График для P^B в зависимости от отношения сигнал/шум представлен на рис. 3 сплошной линией. Для сравнения пунктиром там же приведен график вероятности ошибки «приемника Котельникова».

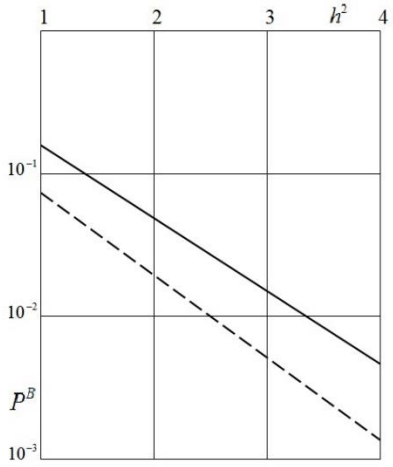


Рис.3. Верхняя граница вероятности ошибки

При анализе помехоустойчивости целесообразно перейти от параметров ρ_x и ρ_y, характеризующих перекрытие во времени сигналов квадратурных компонент, к другому параметру, определяющему временное рассеяние, и представляемому в виде

$$R_{kn} = \frac{1}{E_g}\int\limits_0^{MT} g(t-kT)g(t-nT)dt. \qquad (17)$$

С учетом того, что для $g(t)$ справедливо представление через квадратурные компоненты $x(t)$ и $y(t)$

$$g(t) = x(t)\cos\omega_g t - y(t)\sin\omega_g t,$$

где ω_g - центральная частота в спектре $g(t)$, для R_{kn} в предположении $E_{0x} \approx E_{0y}$ получим

$$R_{kn} = \frac{1}{4}(\rho_{knx} + \rho_{rny}).$$

Теперь, перебирая коэффициенты γ_{kj1} и δ_{kj1}, дающие минимальные значения функции $erfc_*(\cdot)$ в (15), и, усредняя полученные при этом значения вероятности ошибки по выбранным сочетаниям γ_{kj1} и δ_{kj1}, для верхней границы вероятности ошибки можно получить

$$P^B = erfc_*\left(\sqrt{4h^2}\right) + 2erfc_*\left(\sqrt{2h^2}\right) + \frac{1}{4}erfc_*\left(\sqrt{\frac{h^2}{4}(16+16R_{11}-64R_{01})}\right) + \\ + \frac{1}{4}erfc_*\left(\sqrt{\frac{h^2}{4}(8+16R_{11}-32R_{01})}\right). \qquad (18)$$

Подкоренные выражения накладывают ограничение на сочетание параметров R_{11} и R_{01} так, чтоб под корнем получались величины больше 0. (В принципе, взаимная энергия, характеризуемая величиной R_{01}, может быть отрицательной.)

Графики зависимостей P^B от отношения сигнал/шум для некоторых сочетаний параметров R_{11} и R_{01} приведены на рис.4.

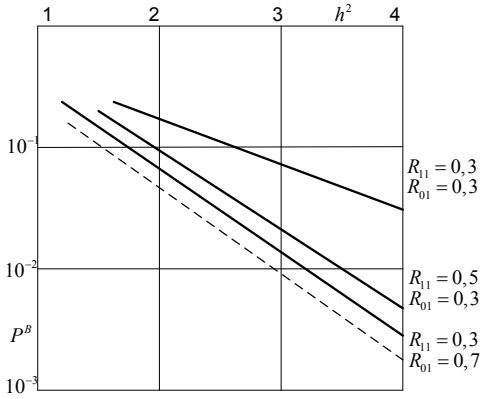


Рис.4 Графики зависимости верхней границы вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для разных форм импульсной реакции канала (пунктир – нижняя граница вероятности ошибки)

Полученные на рис.4 результаты показывают влияние формы импульсной характеристики канала связи с памятью на помехоустойчивость алгоритма ПЦППР при обработке OFDM-QPSK сигнала в канале с памятью.

4. Заключение

Итак, полученный результат характеризует вероятность ошибки при приёме четырехуровневого сигнала $\dot{u}_n$, $n = \overline{0, N-1}$, каждый отсчет которого определяется

двоичной кодовой последовательностью на входе модулятора OFDM-QPSK. Предполагая независимость элементов кодовой последовательности, для вероятности битовой ошибки P_{BER} можно записать $P_{BER} = 1 - \sqrt[8]{\left(1 - P_{OFDM-QPSK}\right)}$, где $P_{OFDM-QPSK}$ определяется из выражения (16). Так, например, при $P_{OFDM-QPSK} = 10^{-2}$ для P_{BER} получаем $P_{BER} = 0,0012$. Это подтверждает факт того, что дискретное преобразование Фурье при формировании OFDM сигнала, внося определенную избыточность в отсчеты огибающей, повышает помехоустойчивость технологии OFDM.

Литература

1. Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. М.: Техносфера, 2005-592с.
2. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков. М.: Эко-Трендз, 2005, 392с.
3. Карташевский В.Г., Бельский К.А., Слипенчук К.С. Прием сигналов OFDM в каналах с рассеянием // Радиотехника. 2015. №2. С.62-68.
4. Карташевский В.Г., Коняева О.С., Семенов Е.С. Прием «в целом» для системы MIMO в канале с памятью // Успехи современной радиоэлектроники. 2015. №11. С.49-53.
5. Карташевский В.Г., Бельский К.А., Филимонов А.А. Прием сигналов OFDM в системе MIMO в каналах с памятью // Радиотехника. 2016. №2. С.91-95.
6. Карташевский В.Г., Семенов Е.С., Филимонов А.А. Прием сигналов OFDM в каналах с рассеянием при оценивании параметров канала // Радиотехника. 2016. №12. С.48-55.
7. Карташевский В.Г., Бельский К.А., Коняева О.С., Филимонов А.А. Прием сигналов OFDM в системе MIMO в каналах с памятью // Радиотехника, 2016. №2.С.91-95.
8. Карташевский В.Г. Обработка пространственно-временных сигналов в каналах с памятью / В.Г. Карташевский. М.: Радио и связь, 2000, 272с.
9. Обработка и преобразование сигналов в радиотехнических и инфокоммуникационных системах: монография / под ред. В.И. Воловача. – М.: Радио и связь, 2014.- 448с.

References

1. Vishnevskiy V.M., Liachov A.I., Portnoy S.L., Shachnovitch I.V. Shirokopolosnie besprovodnie seti peredatchi imformacii / V.M. Vishnevskiy, A.I. Liachov, S.L. Portnoy, I.V. Shachnovitch. M.: Technosfera, 2005-592s.
2. Volkov L.N., Nemirovskiy M.S., Shinakov Ju.S. Sistemi cifrovoi radiosvyazi / L.N. Volkov, M.S. Nemirovskiy, Ju.S. Shinakov. M.: Ehko-Trendz, 2005, 392s.
3. Kartashevskiy V.G., Bel´skiy K.A., Slipenchuk K.S. Priyom signalov OFDM v kanalach s rasseianiem // Radiotekhnika, 2015. №2. S.62-68.
4. Kartashevskiy V.G., Koniaeva O.S., Semenov E.S. Priyom «v celom» dlia sistemi MIMO v kanale s pamiat´iu // Uspechi sovremennoiy radioehlektroniki, 2015. №11. S.49-53.
5. Kartashevskiy V.G., Bel´skiy K.A., Filimonov A.A. Priyom signalov OFDM v sisteme MIMO v kanalach s pamiat´iu // Radiotekhnika, 2016. №2. S.91-95.
6. Kartashevskiy V.G., Semenov E.S., Filimonov A.A. Priyom signalov OFDM v kanalach s rasseianiem pry ocenivanyy parametrov kanala // Radiotekhnika, 2016. №12. S.48-55.
7. Kartashevskiy V.G., Bel´skiy K.A., Koniaeva O.S., Filimonov A.A. Priyom signalov OFDM v sisteme MIMO v kanale s pamiat´iu // Radiotekhnika, 2016. №2. S.91-95.
8. Kartashevskiy V.G. Obrabotka prostranstvenno-vremennich signalov v kanalach s pamiat´iu / V.G. Kartashevskiy. M.: Radio i svyaz', 2000, 272s.
9. Obrabotka i preobrazovanie signalov v radiotechnitcheskich i infokommunikacionnich sistemach: monografia / pod red. V.I. Volovatcha – M.: Radio i sviaz, 2014.-448s.

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ С ШИРОКОПОЛОСНЫМИ СИГНАЛАМИ

А.Н. Асосков, И.И. Малышев, А.И. Мордовин

Акционерное общество «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Россия

Аннотация. Рассматривается алгоритм последовательного поиска с реверсивным счетчиком, исследованы зависимости вероятностей пропуска сигнала и ложного обнаружения сигнала.

Ключевые слова: синхронизация, вероятность пропуска сигнала, ложное обнаружение, широкополосный сигнал.

STATISTICAL CHARACTERISTICS OF NOISE-RESISTANT SYNCHRONIZATION IN TELECOMMUNICATION SYSTEMS WITH BROADBAND SIGNALS

A.N. Asoskov, I.I. Malyshev, A.I. Mordovin

Joint-Stock Company «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Annotation. An algorithm for sequential search with a reversible counter is considered, the dependences of the probability of signal skipping and false detection of signal.

Keywords: synchronization, signal skip, probability, false detection, wideband signal.

1. Введение

Назначение любой системы связи, в том числе и широкополосной, заключается в приеме (выделении) передаваемой информации. Прием широкополосных сигналов (ШПС) осуществляется на фоне помех, поэтому для приема информации необходимо выделять ШПС из помех. Прием ортогональных ШПС осуществляется с помощью оптимальных приемников, минимизирующих вероятность ошибки. Структура оптимального приемника зависит от вида передаваемой информации и от степени «неизвестности» сигнала в точке приема [1,4]. При обнаружении полезного сигнала в условиях действия помех незначительного уровня помехи вызывают некоторую случайную составляющую ошибки измерений, обычно не превышающую длительности элемента ШПС. Обработка входного сигнала возможна по схеме, представленной на рисунке 1.

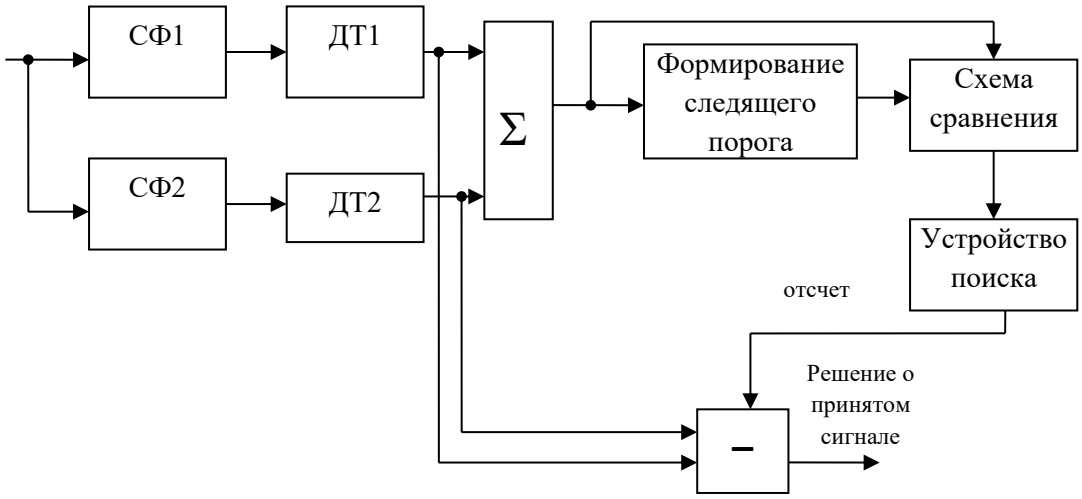


Рис. 1 – Функциональная упрощенная схема синхронизации.

В функционирующей системе в схеме тактовой синхронизации обрабатываются экстремумы корреляционных функций (КФ) от полезного сигнала и различных помех. Полезный сигнал дает наибольший экстремум на определенных синхронизирующих тактах с номером *B*. Мощные помехи могут создавать большие экстремумы КФ случайным образом в любом из тактов с номерами: 1, 2,…, *B*.

При большом числе тактов применяют синхронизацию с циклическим поиском, в которых используют сложный реверсивный счетчик. После выхода счетчика из начального состояния наличие сигнала в стробе переводит счетчик на один шаг вперед, а отсутствие сигнала сбрасывает его в начальное состояние.

2. АЛГОРИТМ РАБОТЫ РЕВЕРСИВНОГО СЧЕТЧИКА

Пусть $p_{\text{ло}}$ – вероятность появления помехи на каждом из тактов 1,2,….,B, а $(1\text{-}p_{\text{ло}})$ – вероятность ее отсутствия; $p_{\text{п}}$ – вероятность наличия сигнала на такте B, а $(1\text{-}p_{\text{п}})$ – вероятность его отсутствия. Алгоритм работы реверсивного счетчика показан на рисунке 2.

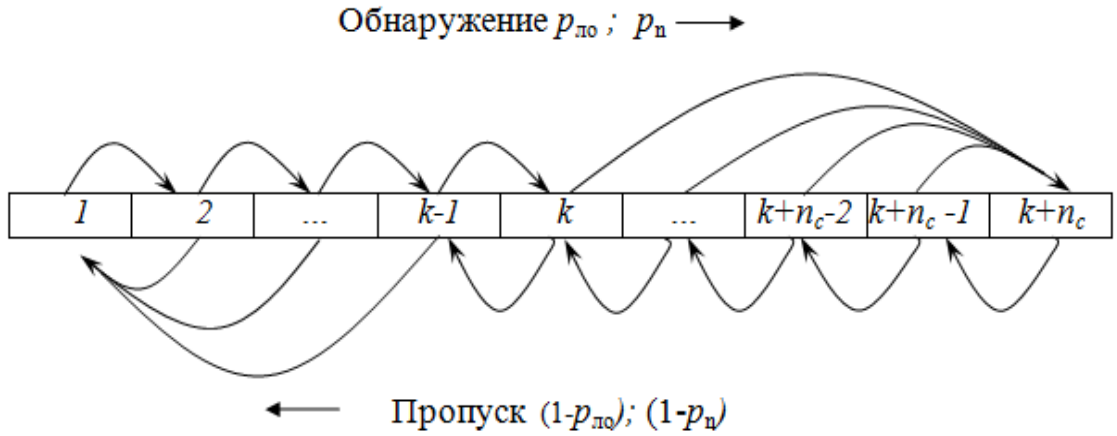


Рис. 2. Диаграмма работы схемы синхронизации с реверсивным счетчиком.

В начале, после выхода из начального состояния, наличие сигнала в стробе переводит накопитель на один шаг вправо, а отсутствие сигнала сбрасывает его в

начальное состояние. В случае, когда на одноименных тактах в k следующих подряд периодах сигнал в стробе присутствует, имеется основание считать этот сигнал полезным, и накопитель перебрасывается в состояние $k+ n_c$. Теперь уже для сброса накопителя в начальное состояние потребуется отсутствие сигнала в стробе в n_c+1 следующих подряд периодах. Последовательность состояний, в которых находится система в каждом периоде, образует марковскую цепь.

Определим среднее число шагов пребывания системы в синхронном состоянии.

В начальном состоянии возможны 2 случая:

1) первый импульс появляется на такте x (на предыдущих тактах сигнала не было) и в начале следующего периода система окажется в состоянии $Q_{x,1}$:

$P(Q_0 \rightarrow Q_{x,1}) = p_{\text{ло}}(1-p_{\text{ло}})^{x-1}$ $(x \neq B)$,

$P(Q_0 \rightarrow Q_{B,1}) = p_{\text{п}}(1-p_{\text{ло}})^{B-1}$ $(x = B)$;

2) в течение всего периода не поступает ни одного импульса, поэтому система останется в начальном состоянии:

$P(Q_0 \rightarrow Q_0) = (1-p_{\text{п}})(1-p_{\text{ло}})^{B-1}$

При $y=1,2,\ldots k$ возможны следующие случаи:

3) на такте x при очередном стробировании появляется сигнал и система переходит в состояние $Q_{x,y+1}$:

$P(Q_{x,y} \rightarrow Q_{x,y+1}) = p_{\text{ло}}$ $(0<y\leq k,\ x \neq B)$,

$P(Q_{B,y} \rightarrow Q_{B,y+1}) = p_{\text{п}}$ $(0<y\leq k,\ x = B)$;

4) при стробировании на такте x сигнал отсутствует, зато появляется на одном из последующих тактов x+i. Накопитель сначала сбрасывается в состояние y=0, затем переходит в y=1 и к началу следующего периода система переходит $Q_{x+i,1}$:

$P(Q_{x,y} \rightarrow Q_{x+i,1}) = p_{\text{ло}}(1-p_{\text{ло}})^{i}$ $(0\leq y\leq k,\ x+i \neq B)$,

$P(Q_{x,y} \rightarrow Q_{B,1}) = p_{\text{п}}(1-p_{\text{ло}})^{B-x}$ $(0\leq y\leq k,\ x+i = B)$;

5) сигнал не появляется до конца периода и система перейдет в состояние Q_0:

$P(Q_{x,y} \rightarrow Q_0) = (1-p_{\text{п}})(1-p_{\text{ло}})^{B-x}$ $(y>k,\ x \neq B)$,

$P(Q_{B,y} \rightarrow Q_0) = (1-p_{\text{п}})$ $(y>k,\ x = B)$;

При $y=(k+1),\ldots(k+ n_c)$ возможны случаи:

6) при стробировании на такте x сигнал присутствует и система переходит в состояние $Q_{x,k+nc}$:

$P(Q_{x,y} \rightarrow Q_{x,k+nc}) = p_{\text{ло}}$ $(y>k,\ x \neq B)$,

$P(Q_{B,y} \rightarrow Q_{B,k+nc}) = p_{\text{п}}$ $(y>k,\ x = B)$;

7) при стробировании на такте x сигнал отсутствует и система переходит в состояние $Q_{x,y-1}$:

$P(Q_{x,y} \rightarrow Q_{x,y-1}) = 1- p_{\text{ло}}$ $(y>k,\ x \neq B)$,

$P(Q_{B,y} \rightarrow Q_{B,y-1}) = 1- p_{\text{п}}$ $(y>k,\ x = B)$.

Для определения состояний синхронизма $Q_{x,k+1}$- $Q_{x,k+nc}$ составляется матрица P переходных вероятностей [2], в которой t_n считаются состояниями поглощения. Среднее время шагов $N_{x,y}$, необходимых для перехода системы из $Q_{x,y}$ в состояние поглощения, может быть найдено из системы уравнений

$(E\text{-}W_1)N=U$, (1)

где E – единичная матрица, W_1 – матрица, полученная из P после вычеркивания строк и столбцов, соответствующих состояниям поглощения; N – вектор-столбец, компонентами которого являются среднее количество шагов $N_{x,y}$, U – вектор-столбец, все компоненты которого равны единице.

В матрице $(E\text{-}W_1)$ все подматрицы, расположенные на главной диагонали, при $1 \le x < B$ имеют одинаковую структуру. Поэтому, исходя из (1), для каждого фиксированного x после переноса вправо неизвестных N_0, N_{x+1}, N_B можно написать систему уравнений:

$$\begin{vmatrix} 1 & -p_{\text{ло}} & \cdot\cdot & & \cdot\cdot & \\ & & & & & \\ & \cdot\cdot & -p_{\text{ло}} & & \cdot\cdot & \\ & \cdot\cdot & 1 & -p_{\text{ло}} & \cdot\cdot & \\ & & & & -p_{\text{ло}} & \\ & & & & 1-p_{\text{ло}} & \end{vmatrix} \begin{vmatrix} N_{x,1} \\ \cdot\cdot \\ N_{x,k-1} \\ N_{x,k} \\ \cdot\cdot \\ N_{x,k+nc} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1+Z_x \\ \cdot\cdot \\ 1+Z_x \\ 1+Z_x \\ \cdot\cdot \\ 1 \end{vmatrix}, (2)$$

где $Z_x = (1-p_{\text{п}})(1-p_{\text{ло}})^{B-x}N_0 + p_{\text{ло}}\sum_{i=1}^{(B-1-x)}(1-p_{\text{ло}})^i N_{x+i,1} + p_{\text{п}}(1-p_{\text{ло}})^{B-x}N_{B,1}$. (3)

Решая систему (2) относительно $N_{x,1}$, получается

$$N_{x,1} = \frac{Z_x}{1-p_{\text{ло}}} + \frac{{p_{\text{ло}}}^k + (1-p_{\text{ло}})^n}{(1-p_{\text{ло}})^{n+1}} = \frac{Z_x}{1-p_{\text{ло}}} + a,$$

где $a = \frac{{p_{\text{ло}}}^k + (1-p_{\text{ло}})^n}{(1-p_{\text{ло}})^{n+1}}$.

После подстановки Z_x в (3) и переноса всех неизвестных в левую часть получается

$$-(1-p_{\text{п}})(1-p_{\text{ло}})^{B-x-1}N_0 + N_{x,1} - p_{\text{ло}}\sum_{i=1}^{B-1-x}(1-p_{\text{ло}})^{i-1}N_{x+i,1} + p_{\text{п}}(1-p_{\text{ло}})^{B-x-1}N_{B,1} = a$$

Аналогично для x=B находится

$$-(1-p_{\text{п}}^k)N_0 + N_{m,1} = \frac{1-p_{\text{п}}^k}{1-p_{\text{п}}}$$

Уравнение, соответствующее строке с индексом y=0 матрицы E-W, будет иметь вид

$$(1-(1-p_{\text{п}})(1-p_{\text{ло}})^{B-1})N_0 - p_{\text{ло}}\sum_{i=1}^{B-1}(1-p_{\text{ло}})^{i-1}N_{i,1} - p_{\text{п}}(1-p_{\text{ло}})^{B-1}N_{B,1} = 1$$

Необходимо составить новую систему уравнений, в которой в отличие от системы (1) исключены неизвестные $N_{x,y}$ с индексом y>1.

$$\begin{vmatrix} 1-(1-p_{\text{п}})(1-p_{\text{ло}})^{B-1} & -p_{\text{ло}} & -p_{\text{ло}}(1-p_{\text{ло}}) & .. & -p_{\text{ло}}(1-p_{\text{ло}})^{B-2} & -p_{\text{п}}(1-p_{\text{ло}})^{B-1} & 1 \\ -(1-p_{\text{п}})(1-p_{\text{ло}})^{B-2} & 1 & -p_{\text{ло}} & & -p_{\text{ло}}(1-p_{\text{ло}})^{B-3} & -p_{\text{п}}(1-p_{\text{ло}})^{B-2} & a \\ -(1-p_{\text{п}})(1-p_{\text{ло}})^{B-3} & & 1 & & -p_{\text{ло}}(1-p_{\text{ло}})^{B-4} & -p_{\text{п}}(1-p_{\text{ло}})^{B-3} & a \\ .. & & & & & & .. \\ -(1-p_{\text{п}})(1-p_{\text{ло}}) & & & & -p_{\text{ло}} & -p_{\text{п}}(1-p_{\text{ло}}) & a \\ -(1-p_{\text{п}}) & & & & 1 & -p_{\text{п}} & a \\ -(1-p_{\text{п}}^{k}) & & & & & 1 & (1-p_{\text{п}}^{k})/(1-p_{\text{п}}) \end{vmatrix}$$

Необходимо сложить все строки, предварительно умножив на $-(1-p_{\text{ло}})$ и на $p_{\text{п}}$.

$$[1-(1-p_{\text{п}})-p_{\text{п}}(1-p_{\text{п}}^{k})]N_0 = p_{\text{п}}^{k+1}N_0 = \frac{1-p_{\text{п}}^{k+1}}{1-p_{\text{п}}} + (B-1)p_{\text{ло}}\frac{p_{\text{ло}}^{k}+(1-p_{\text{ло}})^{nc}}{(1-p_{\text{ло}})^{nc+1}}$$

Откуда среднее число шагов, необходимых для перехода из начального состояния в состояние синхронизации, будет равно

$$N_0 = \frac{1-p_{\text{п}}^{k+1}}{(1-p_{\text{п}})p_{\text{п}}^{k+1}} + \frac{(B-1)p_{\text{ло}}(p_{\text{ло}}^{k}+(1-p_{\text{ло}})^{n}}{(1-p_{\text{ло}})^{n+1}p_{\text{п}}^{k+1}}.$$

Среднее число шагов не дает ответ о благоприятности исхода поиска сигнала за временный интервал. Целесообразно связать его с передачей кодограммы определенной длины. Необходимо провести вывод формулы для расчета вероятности пропуска команды $p_{\text{прк}}$ и ложного обнаружения $p_{\text{лпк}}$ команды [3].

Как известно, реакция согласованного фильтра на сигнал, с которым он согласован, имеет вид корреляционной функции последнего, смещенной на время T в сторону запаздывания

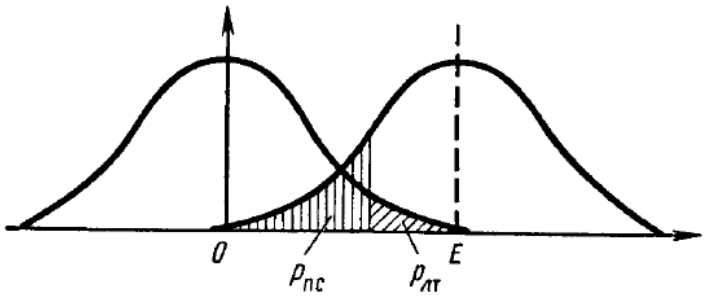


Рис. 3. Вероятности пропуска команды и ложного обнаружения команды.

Графическая иллюстрация этих соотношений приведена на рисунке 3, где площади заштрихованных областей равны $p_{\text{лпк}}$ (косая штриховка) и $p_{\text{прк}}$ (прямая штриховка). Таким образом, вероятности $p_{\text{лпк}}$ и $p_{\text{прк}}$ в оптимальном обнаружителе имеют вид

$$p_{\text{лпк}} = P(z \geq z_n|H_0) = \int_{z_n}^{\infty} W(z|H_0)dz;$$

$$p_{\text{прк}} = P(z \geq z_n|H_1) = \int_{-\infty}^{z_n} W(z|H_1)dz,$$

где $W(z|H_i)$ - плотность вероятности корреляции при гипотезе H_i.

Целесообразно рассмотреть случаи срыва тактовой синхронизации уже после ее установления, когда реверсивный счетчик пребывает в состоянии ($k+n_c$). В точку ($k+n_c$-1) счетчик переводится с вероятностью пропуска на одном такте равной ($1–p_п–p_{ло}$), так как в исходном состоянии синхронизма идет слежение только за тактом B, остальные такты безразличны.

Искомая вероятность успешной синхронизации при $k+n_c$ независимых испытаниях:

$$p_{синх} = \sum_{v=1}^{n_c+1} p_{k,v} ,$$

Необходимо данное выражение записать для каждого из интервалов изменения параметра n_c: $0 \leq n_c \leq k$; $k+1 \leq n_c \leq 2k+1$; $2k+2 \leq n_c \leq 3k+2$; $3k+3 \leq n_c \leq 4k+3$; … ; $t \cdot k + t \leq n_c \leq t \cdot k + k + t$;... . где t – переменная целочисленная величина, определяющая интервал изменения параметра n_c :

$$t \cdot (k+1) \leq n_c \leq t \cdot (k+1) + k .$$

Если поделить все части неравенства на $k+1$ и учесть, что $k+1 > 0$, то имеем:

$$t \leq \frac{n_c}{k+1} \leq t + \frac{k}{k+1} .$$

Учитывая, что t – целое число, можно записать:

$t = INT(\frac{N_0}{k+1})$ – наибольшее целое число, не превышающее $\frac{N_0}{k+1}$

где N_0 – среднее число шагов [4].

Таким образом, вероятность успешной синхронизации при $k+n_c$ независимых испытаниях с учетом формулы Бернулли будет иметь вид:

$$p_{\text{синх}} = \sum_{i=0}^{INT(\frac{N_0}{k+1})} C_{N_0}^{i} \, p_{\text{п}}^{i} (1 - p_{\text{п}})^{INT\left(\frac{N_0}{k+1}\right) - i}$$

Тактовая синхронизация окончательно будет сорвана, если в точке ($k-1$) порог не превышен. Вероятность этого равна $[1 - p_n - p_{ло}]^{n_c+2}$. Но здесь есть и другая цепочка событий, приводящая также к нарушению синхронизации. Если в точке (k–1) пороговое значение превышается, то реверсивный счетчик переходит опять в состояние (k), а если затем в точке k случается пропуск сигнала, то происходит возврат в состояние (k–1). И если теперь будет пропуск сигнала, то синхронизация нарушается. Тогда вероятность пропуска команды $p_{\text{прк}}$ кодограммы будет иметь вид на интервале от [0, $k+n_c$]:

$$p_{\text{прк}} = 1 - \sum_{i=0}^{INT(\left(\frac{N_0}{k+1}\right)+n_c} C_{N_0-n_c}^{i} p_{\text{п}}^{i} (1-p_{\text{п}})^{INT\left(\frac{N_0}{k+1}\right)+n_c-i}$$

Учитывая, что срыв синхронизации происходит в точке (k+n_c) и состояние сбрасывает в (k+n_c-1), слежение будет происходить за тактами $n_c \le j+1$, поэтому

$$p_{\text{прк}} = 1 - \sum_{i=0}^{INT(\left(\frac{N_0-k}{k+1}\right)} C_{N_0-k(i+1)}^{i} [-(1-p_{\text{п}}) p_{\text{п}}^{k}]^{i} \quad - \quad \sum_{i=0}^{INT(\left(\frac{N_0-1}{k+1}\right)} C_{N_0-k(i+1)}^{j+1} [-(1-p_{\text{п}}) p_{\text{п}}^{k}]^{j+1}$$

Тогда вероятность ложного обнаружения $p_{\text{лпк}}$ примет вид:

$$p_{\text{лпк}} = (B-1) p_{\text{ло}} \sum_{i=0}^{INT(\left(\frac{N_0-k}{k+1}\right)} C_{N_0-k(i+1)}^{i} [-(1-p_{\text{ло}}) p_{\text{ло}}^{k}]^{i} \quad - \sum_{i=0}^{INT(\left(\frac{N_0-1}{k+1}\right)} C_{N_0-k(i+1)}^{j+1} [-(1-p_{\text{ло}}) p_{\text{ло}}^{k}]^{j+1}$$

На рисунке 4 представлена зависимость вероятности пропуска сигнала при анализе k+n_c периодов ШПС, для различных вероятностей $p_{\text{п}}$.

Из полученных результатов можно сделать вывод, что алгоритм тактовой синхронизации с использованием реверсивного счетчика эффективен при повышении значений параметров синхронизации k и n_c, особенно при их одновременном увеличении.

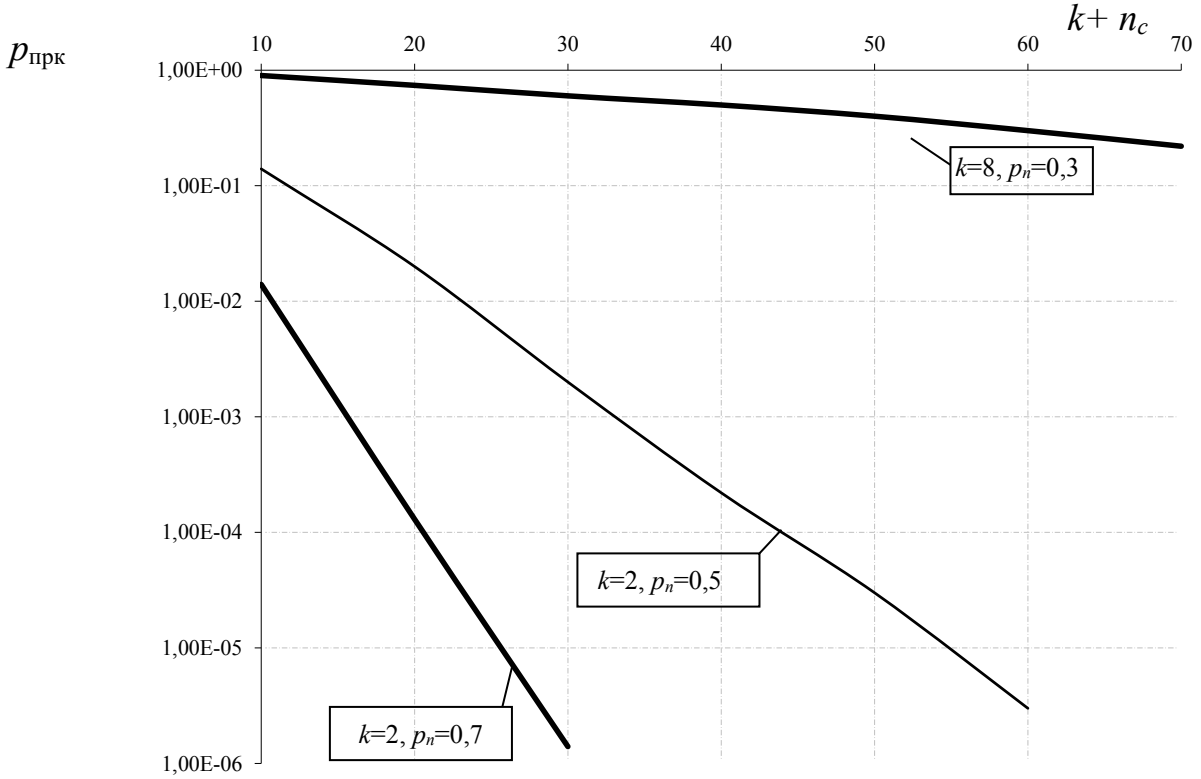


Рис. 4. Вероятность пропуска сигнала по пачке из k сигналов при анализе k+n_c ШПС.

На рисунке 5 представлена зависимость вероятности ложной синхронизации $p_{лсин}$ по пачке из k сигналов от значения $k+n_c$ для базы ШПС $B=2^{10}-1$, для нескольких значений вероятности ЛО одиночного сигнала $p_{ло}$.

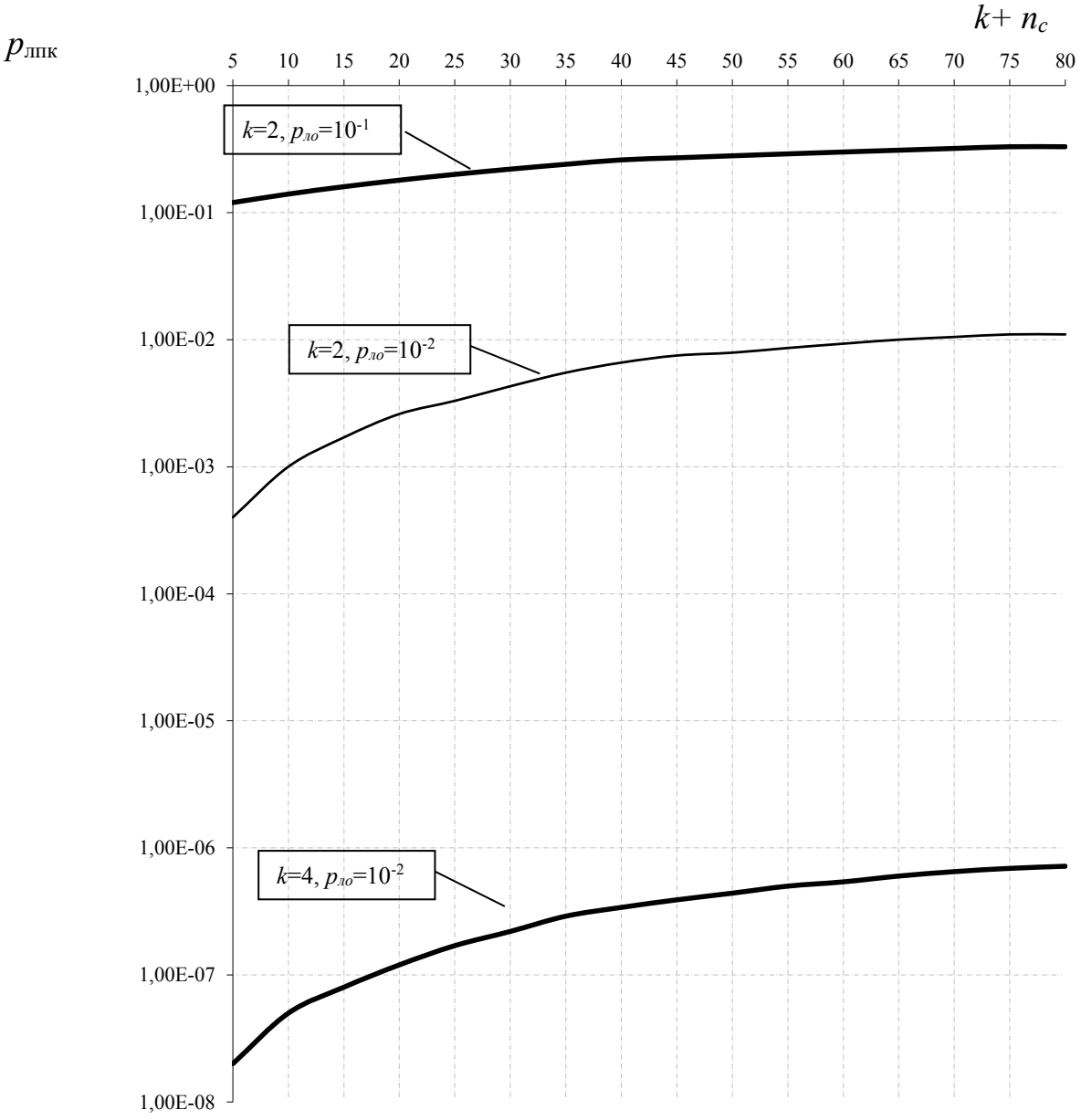


Рис.5. Вероятность ложного обнаружения по пачке из k сигналов.

3. Заключение

Таким образом, рассмотренный алгоритм последовательного поиска с реверсивным счетчиком позволяет обнаружить положение на временной оси периодических импульсных сигналов на фоне импульсных помех. Этот алгоритм может использоваться, в частности, как накопитель в схемах тактовой синхронизации.

Для условий действия комплекса мощных помех последовательный поиск сигнала с реверсивным счетчиком позволяет сократить среднее количество шагов синхронизации. Полученные аналитические выражения и графики характеристик этого алгоритма позволяют оптимизировать установление тактовой синхронизации в широкополосных системах. Из анализа результатов следует, что с увеличением параметров обработки можно достичь эффективного повышения вероятности правильного приема сигнала.

Литература

1. Варакин, Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1985. –384 с.
2. Пынтя, Н.К. Анализ схемы последовательного поиска периодического сигнала в шумах / Н.К. Пынтя // Вопросы радиоэлектроники, сер. ТРС. – 1969. – Вып. 4. – С. 70 – 80.
3. Майоров, В.В. Алгоритмы поиска широкополосных сигналов при действии структурных помех / В.В. Майоров, А.А. Бессарабова, И.И. Малышев // Теория и техника радиосвязи:науч.-техн. сб.–Воронеж, 2012.–Вып. 4.–С.17–23.
4. Журавлев, В.И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах. / В.И. Журавлев. – М.: Радио и связь. – 1986. – 240 с.

References

1. Varakin, L.E. Communication systems with noise-like signals / L.E. Varakin. - M .: Radio and communication, 1985. –384 p.
2. Pyntya, N.K. Analysis of the scheme of sequential search for a periodic signal in noise / N.K. Pyntya // Questions of radio electronics, ser. TRS. - 1969. - Vol. 4. - pp. 70 - 80.
3. Mayorov, V.V. Algorithms for searching for broadband signals under the action of structural interference / V.V. Mayorov, A.A. Bessarabova, I.I. Malyshev // Theory and technology of radio communications: scientific.-tech. Sat. – Voronezh, 2012. – Vol. 4. – P.17–23.
4. Zhuravlev, V.I. Search and synchronization in broadband systems. / IN AND. Zhuravlev. - M .: Radio and communication. - 1986. - 240 p.

Научное издание

РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

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

Том 2

Издано в авторской редакции

Подписано в печать 05.04.2019. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 27,0. Тираж 120. Заказ 239

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10
Отпечатано с готового оригинала-макета в типографии
Издательского дома ВГУ
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3

Контакты для справок по работе конференции:

Всю необходимую информацию
Вы можете найти на сайте конференции:
http://rlnc.ru

e-mail конференции:
info@rlnc.ru