РОССИЯ

XXIII международная научно-техническая конференция

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Том 1

18-20 апреля 2017 г.

Воронеж

РОССИЯ

XXIII международная научно-техническая конференция

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Том 1

Секции 1,2

18-20 апреля 2017 г.

Воронеж

СОДЕРЖАНИЕ

Том 1

Секция 1

НОВОСТИ С МЕЖДУНАРОДНОЙ КОНФЕРЕНЦИИ «RADAR 2016» (ГУАНЧЖОУ, КИТАЙ, 10 - 12 ОКТЯБРЯ 2016 г.)
А.А. Потапов **1**

МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЕ ВОПРОСЫ УПРАВЛЕНИЯ НАУЧНЫМИ СЕРВИСАМИ НАУЧНЫХ И ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ ОРГАНИЗАЦИЙ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
А.А. Зацаринный, К.И. Волович, В.А. Кондрашев **7**

ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРИМЕНЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ В УСЛОВИЯХ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ
А.В. Павлович, С.Н. Андреев **15**

ПРИМЕНЕНИЕ БЕСПРОВОДНОГО ИНТЕРФЕЙСА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ГАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫМ ДАТЧИКОМ НА ОСНОВЕ ZSM-5
А.С. Мамонов, Е.В. Богатиков, А.Н. Шебанов, Д.Г. Куликов, Е.Н. Бормонтов **19**

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ БЕСПЛАТФОРМЕННОЙ ИНТЕГРИРОВАННОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ АНТЕННЫ
А.С. Митькин, В.А. Погорелов, А.О. Семилеткин, С.В. Соколов **25**

ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ ИНТЕГРИРОВАННЫХ СИСТЕМ БЕЗОПАСНОСТИ ОХРАНЯЕМЫХ ОБЪЕКТОВ
В.А. Дурденко, А.А. Рогожин **31**

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЕ КОДИРОВАНИЕ В КАНАЛАХ ТЕЛЕКОДОВОГО УПРАВЛЕНИЯ
В.В. Квашенников, В.В. Морозов **36**

РАБОЧИЙ ЭТАЛОН ЕДИНИЦЫ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ
В.Н. Гаврилов, Ю.М. Грязнов, П.Д Моисеев, А.А. Частов **44**

МЕТОД СОКРАЩЕНИЯ ВРЕМЕНИ ПЕРЕДАЧИ ИЗОБРАЖЕНИЙ С БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ
Е.П. Петров, Н.Л. Харина, Е.Д. Ржаникова **49**

МЕТОД СШИВКИ СПУТНИКОВЫХ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ
Е.П. Петров, Н.Л. Харина **57**

О РЕАЛИЗАЦИИ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ РАДИОПРИЕМНОЙ СИСТЕМЫ С ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТОДОВ ЭКСПЕРТНЫХ СИСТЕМ И НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ
И.Н. Малышева, Ю.Л. Козирацкий, С.А. Панов, Ю.А. Плахотнюк **63**

АЛГОРИТМ НАСТРОЙКИ ПАРАМЕТРОВ ФИЛЬТРА НА ОСНОВЕ НЕЧЕТКОЙ ЭКСПЕРТНОЙ СИСТЕМЫ
К.В. Ануфриев, А.В. Елисеев, Р.А. Погорелов **69**

АНАЛИЗ СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ОЖИДАНИЯ ЗАЯВКИ В ОЧЕРЕДИ НА ОСНОВЕ ИНТЕРВАЛЬНОГО ПОДХОДА
М.А. Буранова, В.Г. Карташевский **78**

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ЗАЩИЩЕННОСТИ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ
М.А. Коцыняк, Д.А. Иванов, О.С. Лаута, А.П. Нечепуренко **83**

МОДЕЛЬ ТАРГЕТИРОВАННОЙ КИБЕРНЕТИЧЕСКОЙ АТАКИ
М.А. Коцыняк, Д.А. Иванов, О.С. Лаута, А.П. Нечепуренко **90**

К ВОПРОСУ О РЕШЕНИИ ОПТИМИЗАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ В ТЕОРИИ ЭВОЛЮЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ ГРАДИЕНТНЫМ МЕТОДОМ НЕЛИНЕЙНОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ
М.В. Артемов, Н.Г. Ролдугин, Н.Н. Толстых **99**

МЕТОД УЧЕТА УЛУЧШЕНИЯ ОТДЕЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СЛОЖНЫХ СПЕЦИАЛЬНЫХ СИСТЕМ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ВООРУЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ТЕОРЕМЫ НЕЗАВИСИМОСТИ ИНФЛЮЕНТ
М.В. Павловский **103**

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ДЕЛЕНИЯ ПРОЦЕССА КООРДИНАЦИИ НА ЭТАПЫ И ПРАВИЛА ПРИМЕНЕНИЯ ИНФЛЮЕНТНОГО АНАЛИЗА К ПРОБЛЕМЕ КООРДИНАЦИИ СЛОЖНЫХ СПЕЦИАЛЬНЫХ СИСТЕМ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ВООРУЖЕНИЯ
М.В. Павловский **111**

УСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОГО РАДИО В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО КОНФЛИКТА
М.П. Иванкин, Н.Н. Толстых, Н.Г. Ролдугин **117**

ПРИМЕНЕНИЕ ВСТРАИВАЕМЫХ ЭКЗОЯДЕРНЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ СИСТЕМ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ КАК ОСНОВА АРХИТЕКТУРЫ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНО-БОЕВЫХ КОМПЛЕКСОВ
Русин П.В, Пешехонцев В.В **121**

АЛГОРИТМ ВЫБОРА РАЦИОНАЛЬНОГО СОСТАВА СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА ИНФОРМАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА СРЕДСТВА АВТОМАТИЗАЦИИ
Р.Р. Габитов, К.С. Удов **135**

МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ БОРТОВЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ ДАЛЬНЕГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ В УСЛОВИЯХ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ
С.А.Мочалов **141**

ОБ ОСНОВНЫХ НАПРАВЛЕНИЯХ РАЗВИТИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ ОСНОВЫ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ С УЧЕТОМ КОМПЛЕКСНОГО СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ОРГАНИЗАЦИОННЫХ, ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИХ И ТЕХНИКО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ЕЕ ЖИЗНЕННОМ ЦИКЛЕ
С.В. Козлов **147**

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЗАДАЧИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ ПО РЕАЛИЗАЦИИ ПОМЕХОЗАЩИЩЁННОЙ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЯ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ УСЛОВИЙ ЕЁ РАЗРАБОТКИ И ПРИМЕНЕНИЯ
А.В. Аверьянов, Р.В. Емельянов, С.С. Колесников, А.А. Строцев **153**

ОБОБЩЕННАЯ МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ВЕКТОРНОГО МНОГОКАНАЛЬНОГО КОРРЕЛЯЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ УГЛОВОГО ПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА И АЛГОРИТМ ЕГО РАБОТЫ
А.В. Аверьянов, А.А. Строцев **160**

ПРОГРАММНО-АЛГОРИТМИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ОБЗОРНОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА
Г.В. Бабин, А.А. Градовцев, П.А. Новиков **172**

ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССОВ ОТКАЗОВ УСТРОЙСТВ ХРАНЕНИЯ В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СИСТЕМАХ ХРАНЕНИЯ ДАННЫХ
Р.В. Климов, М.С. Соловьева **179**

ПРИМЕНЕНИЕ ЯРКОСТНОГО ВЫРАВНИВАНИЯ ДЛЯ СРАВНЕНИЯ МИКРОСКОПИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ
Р.В. Климов, М.С. Соловьева **185**

РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ В ПРОЦЕССЕ УПРАВЛЕНИЯ БОЕМ
С.А. Житенёв, Ю.С. Сухоруков, А.Н. Голубинский **191**

ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ ИНЖЕНЕРНО-АВИАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ГОСУДАРСТВЕННОЙ АВИАЦИИ В СЛОЖНЫХ УСЛОВИЯХ ПРИМЕНЕНИЯ
С.Ю. Струков, Е.С. Губанова **198**

О ПРИМЕНЕНИИ ТЕОРИИ ФРАКТАЛОВ В АДАПТИВНЫХ ПОПУЛЯЦИОННЫХ (РОЕВЫХ) МЕТОДАХ ФОРМИРОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ГРУППИРОВОК БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ И В ОБРАБОТКЕ ПОСТУПАЮЩЕЙ ИНФОРМАЦИИ С ТОЧКИ ЗРЕНИЯ ТЕОРИИ ИХ ЭФФЕКТИВНОГО ПРИМЕНЕНИЯ
А.А. Потапов **203**

ГЛУБИННОЕ ФОРМИРОВАНИЕ ОБЪЕМНОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ КРУГОВОГО ОБЗОРА
А.М .Бобрешов, В.Ю. Вавилов, А.Г. Кошелев, Д.А.Чистилин **216**

МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ОРГАНИЧЕСКИЙ СВЕТОИЗЛУЧАЮЩИЙ RGB ДИОД, КАК ЭЛЕМЕНТ ТРОИЧНОЙ ЛОГИКИ
Бобрешов А.М., Кошелев А. Г., Золотухин Е. В. **229**

МЕХАНИЗМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАЦИОНАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИСТЕМНЫХ ПРОЦЕССОВ ОПЕРАТИВНОЙ ОРГАНИЗАЦИИ И ПОДДЕРЖАНИЯ РЕЧЕВОГО КАНАЛА «ТОЧКА-ТОЧКА» В ВОЕННОЙ СИСТЕМЕ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ НА БАЗЕ ПЕРСПЕКТИВНЫХ РАДИОСРЕДСТВ
А.А. Васильченко, Г.А. Коптелов **236**

ОБ АЛГОРИТМЕ ПОИСКА ЦИКЛОВ В ГРАФАХ ТАННЕРА КОДОВ С НИЗКОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ПРОВЕРОК НА ЧЁТНОСТЬ
Овинников А.А. **248**

МОДЕЛИ АЛГОРИТМИЧЕСКОЙ АДАПТАЦИИ НА ОСНОВЕ ОБОБЩЕННЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ И ПОРОГОВОГО УПРАВЛЕНИЯ
А.М. Межуев, Д.Л. Стуров, А.И. Родзевич **253**

ОПТИМИЗАЦИЯ ВЕСОВОЙ ОБРАБОТКИ В ЗАДАЧЕ СЕГМЕНТАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПОЛЯРИМЕТРИЧЕСКОЙ РСА
А.Н. Детков, Д. А. Ницак **264**

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ
О.Н. Маслов, И.Г. Барауля, Ю.К. Худайназаров **271**

ОПТИМИЗАЦИЯ МАРШРУТА ПЕРЕМЕЩЕНИЯ ВОЗДУШНО-ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ МЕЖДУ ОЧАГАМИ ТАКТИЧЕСКИХ ДЕЙСТВИЙ
С.А. Грушевой **272**

Секция 2

СОВРЕМЕННАЯ РАДИОСВЯЗЬ В РЕТРОСПЕКТИВЕ ИДЕЙ (ТЕОРИИ) В.А.КОТЕЛЬНИКОВА И К.ШЕННОНА
В.И. Борисов **276**

МОДЕЛЬ ВРЕМЕНИ ДОСТУПА К КАНАЛУ И ПЕРЕДАЧИ КАДРА В ОДНОРОДНОЙ НЕНАСЫЩЕННОЙ WI-FI СЕТИ
А.В. Зюльков **285**

ПРИРОДОПОДОБНАЯ ТЕХНОЛОГИЯ САМОАКТУАЛИЗАЦИИ СЕТЕЙ СВЯЗИ В РЕЖИМЕ, ОПЕРЕЖАЮЩЕМ РЕЖИМ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ
А.В. Мержвинский, Б.М. Попов **290**

МЕТОДИКА РАЗРАБОТКИ ОКОНЕЧНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ИЗМЕРЕНИЙ С ИЗМЕНЯЕМЫМ ИМПЕДАНСОМ НАГРУЗКИ (LOAD PULL)
А.М. Парменов **297**

РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН В ПРОСТРАНСТВЕ
А.С. Немова, А.А. Столяров **301**

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПОТЕРЬ НАВЕДЕНИЯ ПРИЕМНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЕКАМЕТРОВОЙ СВЯЗИ
А.Ф. Чипига, В.П. Пашинцев, С.А. Тишкин, М.А. Сенокосов **308**

ДИНАМИКА ИОНОСФЕРНОГО КВ КАНАЛА ВО ВРЕМЯ ГЕЛИОГЕОФИЗИЧЕСКИХ ВОЗМУЩЕНИЙ ПО ДАННЫМ НАКЛОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ НА СЕТИ ТРАСС ЕВРОАЗИАТСКОГО РЕГИОНА
В.П. Урядов, А.А. Колчев, Г.Г. Вертоградов, Ф.И. Выборнов, И.А. Егошин, М.С. Скляревский, В.В. Шумаев, А.Г. Чернов **318**

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ С РАДИОКОМПОНЕНТАМИ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ
Г.С. Никонова, И.В. Никонов, К.Е. Негодяев **330**

АЛГОРИТМ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ OFDM СИГНАЛОВ ДЛЯ СРЕДСТВ РАДИОКОНТРОЛЯ
Д.А. Алексеев, В.А. Козьмин, Д.С. Радченко, В.А. Сладких **333**

О НЕКОТОРЫХ АСПЕКТАХ ПЕРВОНАЧАЛЬНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ С ППРЧ
Д.В. Меркулов, А.А. Малютин, В.Ю. Дорошенко **340**

ПРЕДЕЛЬНАЯ СПЕКТРАЛЬНО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ И ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ В СИСТЕМАХ С МНОГОПОЗИЦИОННЫМИ СИГНАЛАМИ
Д.Л. Бураченко, Н.В. Савищенко, Е.В. Лебеда **346**

ПОДХОДЫ К ПРИМЕНЕНИЮИ УПРАВЛЕНИЮ VPN В МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
И.Г. Воробьев, В.П. Хоборова 358

LDMOS ТРАНЗИСТОРЫ ДЛЯ СИСТЕМ РАДИОЛОКАЦИИ И СВЯЗИ
М.И. Черных, А.Н. Цоцорин, И.В. Семейкин 365

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ДЕКОДИРОВАНИЯ ДВОИЧНЫХ БЛОКОВЫХ ИЗБЫТОЧНЫХ КОДОВ
Пчелин Н.А. Гладких А.А. 370

ГРУППОВОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ РАДИОЛИНИЙ С ПРОСТРАНСТВЕННЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ
Н.А. Пылаев.....381

ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА ДВУМЕРНЫХ СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ ПРИ РАЗНЕСЕННОМ ПРИЕМЕ И ОБЩИХ ЗАМИРАНИЯХ В КАНАЛЕ СВЯЗИ
Н. В. Савищенко. А.В. Давыдов 385

Том 2

Секция 2

ХАРАКТЕРИСТИКИ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ С ГРАДИЕНТНЫМИ АЛГОРИТМАМИ ПРИ УЧЁТЕ ФЛУКТУАЦИЙ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ
С.В. Зимина 396

НЕЙРО-ГОЛОГРАФИЧЕСКИЙ МЕТОД АНАЛИЗА МУЛЬТИСПЕКТРАЛЬНЫХ АЭРОФОТОИЗОБРАЖЕНИЙ
С.Н. Андреев, В.Г. Фирсов, А.В. Павлович 405

АНАЛИЗАТОРЫ СИГНАЛОВ МОБИЛЬНЫХ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ НА БАЗЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ СЕМЕЙСТВА АРГАМАК
А.В. Ашихмин, Д. Н. Бочаров, В.А. Козьмин, П.В. Першин 414

АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЫСОКОИЗБИРАТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ СОВРЕМЕННОЙ РАДИОПРИЕМНОЙ АППАРАТУРЫ
А. П. Алимов, Б.Ф. Змий, Д.Н. Рахманин 421

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ДЕМОДУЛЯТОРОВ СИГНАЛОВ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ И УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ ВАРИАНТОВ ВКЛЮЧЕНИЯ СОГЛАСУЮЩИХ КОМПЛЕКСНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ МЕЖДУ ИСТОЧНИКОМ СИГНАЛА И НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ
А.А. Головков, Н. А. Дружинина 429

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ ДЛЯ ВАРИАНТОВ ВКЛЮЧЕНИЯ СОГЛАСУЮЩИХ КОМПЛЕКСНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ МЕЖДУ НЕЛИНЕЙНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ С РАЗЛИЧНЫМИ ТИПАМИ ВНЕШНЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ И НАГРУЗКОЙ
А.А. Головков, Н.А. Дружинина **441**

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АМ-ПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ВАРИАНТАМИ ВКЛЮЧЕНИЯ НЕЛИНЕЙНОГО ЭЛЕМЕНТА И РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ ВНЕШНЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ПЕРЕД НАГРУЗКОЙ
А.А. Головков, Н.А. Дружинина **455**

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДЕМОДУЛЯТОРОВ СИГНАЛОВ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ И УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ ВАРИАНТОВ ВКЛЮЧЕНИЯ СОГЛАСУЮЩИХ КОМПЛЕКСНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ МЕЖДУ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ И НАГРУЗКОЙ
А.А. Головков, Н.А. Дружинина **468**

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ЧАСТОТ МНОГОКОМПОНЕНТНОГО СИГНАЛА В ЦИФРОВОМ ПРИЁМНИКЕ С СУБДИСКРЕТИЗАЦИЕЙ
Д.В. Кондаков, А. Н. Космынин, А.П. Лавров **481**

МОДИФИЦИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ЛЕКСИКОГРАФИЧЕСКОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ПОЛЯРНЫХ КОДОВ
Н.Ю. Чилихин **487**

ЗАВИСИМОСТЬ ТЕНЗОРА РАССЕЯНИЯ СВЕТОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ДВУХАТОМНЫМИ МОЛЕКУЛАМИ ОТ ИХ ОРИЕНТАЦИИ ПО ОТНОШЕНИЮ К ПЛОСКОСТИ ПОЛЯРИЗАЦИИ. ВОЗМОЖНОСТИ ПРИЛОЖЕНИЯ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ ОПТИЧЕСКОЙ СВЯЗИ.
С.В. Артыщенко **499**

О МОДЕЛИРОВАНИИ ТОПОЛОГИИ ЭЛЕМЕНТОВ СЕТИ СВЯЗИ
С.В. Козлов, К.Г. Чупраков **505**

МИНИМИЗАЦИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭФФЕКТОВ В УСИЛИТЕЛЬНОМ КАСКАДЕ
А.М. Бобрешов, Н.Н. Мымрикова, А.А. Яблонских **513**

АДАПТИВНАЯ СОВМЕСТНАЯ ЛИНЕАРИЗАЦИЯ КВАДРАТУРНОГО МОДУЛЯТОРА И УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ В СОСТАВЕ ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА С ПОМОЩЬЮ ДВУХБЛОЧНОЙ МОДЕЛИ ЦИФРОВОГО КОРРЕКТОРА
Л. И. Аверина, С. С. Лавлинский, А.С. Малев, И.А. Бурносенко **519**

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ СТРУКТУРЫ ДИОДА С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЕГО ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ
А.М. Бобрешов, А.С. Жабин, А.С. Лопатин, В.А. Степкин, Г.К. Усков **526**

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ ДИОДОВ С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА ПРИ ГЕНЕРАЦИИ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ
А.М. Бобрешов, А.Д. Рязанцев, А.С. Жабин, В.А. Степкин, Г.К. Усков 533

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ СТЕПЕНИ ДИСПЕРСИОННЫХ ИСКАЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ СВЧ-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ ДАННЫХ О ПОЛОСЕ КОГЕРЕНТНОСТИ
Д.В. Иванов, В.А. Иванов, Н. В. Рябова, М. И. Рябова, А.А. Кислицын, А.А. Чернов, Н. А. Конкин 541

ВОЗДЕЙСТВИЕ СОЛНЕЧНЫХ ВСПЫШЕК НА ДИНАМИКУ ИНТЕНСИВНОСТИ ВАРИАЦИЙ ПОЛНОГО ЭЛЕКТРОННОГО СОДЕРЖАНИЯ ИОНОСФЕРЫ СРЕДНИХ ШИРОТ В ПОВОЛЖСКОМ РЕГИОНЕ
А.В. Зуев, Д.В. Иванов, В.А. Иванов, Н.В. Рябова, М.И. Рябова.....550

ПЕРВИЧНАЯ ОБРАБОТКА ИОНОГРАММ, ПОЛУЧЕННЫХ ЦИФРОВЫМ ИОНОЗОНДОМ, СОЗДАННЫМ ПО SDR ТЕХНОЛОГИИ НА ПЛАТФОРМЕ USRP
В.А. Иванов, Д.В. Иванов, Н.В. Рябова, М.И. Рябова, В.В. Овчинников, А.А. Елсуков 559

ФКМ ИОНОЗОНД, СОЗДАННЫЙ ПО ТЕХНОЛОГИИ SDR С ПРИМЕНЕНИЕМ УНИВЕРСАЛЬНОЙ АППАРАТНОЙ ПЛАТФОРМЫ
Д.В. Иванов, В.А. Иванов, А.А. Елсуков, В.В. Овчинников 567

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ РАДИОСВЯЗИ ПО ДАННЫМ МОНИТОРИНГА ИНДЕКСА ИОНОСФЕРНЫХ МЕРЦАНИЙ
В.А. Цимбал, М.В. Песков, А.Ф. Чипига, В.П. Пашинцев 575

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ОПТИМИЗАЦИИ СКОРОСТНЫХ ПАРАМЕТРОВ АСИММЕТРИЧНОГО ТРАКТА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИХ ЗАДАННУЮ СВОЕВРЕМЕННОСТЬ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА МНОГОПАКЕТНЫМИ СООБЩЕНИЯМИ
В.А. Цимбал, С.Н. Шиманов, В.Е. Тоискин, М.А. Лягин, А.А. Бережной, В.В. Хоптар 582

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПЛАТФОРМ КОРРЕКТИРУЮЩЕГО КОДИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ОНЧ-НЧ ДИАПАЗОНА
В.В. Зеленевский, А.Ю. Джелаухян 589

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДОСТАВКИ МНОГОПАКЕТНОГО СООБЩЕНИЯ В ТРАКТЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НАПРАВЛЕНИЯ «ЗЕМЛЯ-БОРТ»
О.И. Сорокин 600

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В СЕГМЕНТЕ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С УЧЕТОМ ДЕГРАДАЦИИ ЕЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ
С.Е. Потапов 608

Секция 3

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПРЕДЕЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В АНТЕННАХ МОЩНЫХ СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ
А.А. Волков, П.А. Трифонов **613**

НИЗКОПРОФИЛЬНАЯ СПУТНИКОВАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА ОВЧ ДИАПАЗОНА
А.А. Измайлов **620**

КЛАССИФИКАТОР ТИПА ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ ПО КРИТЕРИЮ ШЕРОХОВАТОСТИ В РАДИОВЫСОТОМЕРЕ С НЕПРЕРЫВНЫМ СИГНАЛОМ
А. А. Монаков, М. Ю. Нестеров **626**

ДАЛЬНОМЕРНЫЙ ШУМ И КРИТЕРИЙ ПРОТЯЖЕННОСТИ ЦЕЛИ ПО ИЗМЕРЯЕМОЙ КООРДИНАТЕ
А. А. Монаков **633**

МНОГОЧАСТОТНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ
А.А. Столяров **642**

АНАЛИЗ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ С РАДИОТЕХНИЧЕСКИМИ И МАГНИТНЫМИ ДАТЧИКАМИ
А.В. Коровин, А.А. Новиков, Д.И. Савин, Г.Г. Ражапов, Г.В. Дворяков **648**

ОСОБЕННОСТИ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА ПРИ ИМПУЛЬСНОМ ИЗЛУЧЕНИИ
А.В. Васильева, Н.Н. Калмыков, С.А. Мельников, Д.П. Седов, В.В. Соловьев **657**

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СКОРОСТНОГО КАНАЛА РАДИОВЫСОТОМЕРНОЙ СИСТЕМЫ КОНФИГУРИРОВАНИЕМ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ
А.В. Васильева, Н.Н. Калмыков, С.А. Мельников **664**

УЛУЧШЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ КОВАРИАЦИОННЫХ АЛГОРИТМОВ ПЕЛЕНГАЦИИ ЗА СЧЕТ УМЕНЬШЕНИЯ ВЛИЯНИЯ АДДИТИВНЫХ ШУМОВ
А.В. Журавлев, В.М. Безмага, В.Г. Маркин **670**

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ФАЗОВОГО МОНОИМПУЛЬСНОГО ПЕЛЕНГАТОРА
А.В. Ксендзов, Е.М. Быков **676**

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ФОНО-ЦЕЛЕВЫХ ОЪЕКТОВ НА БАЗЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ МАТРИЦ РАССЕЯНИЯ И ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ СИГНАТУР
А.В. Шевырёв, А.Ю. Замятин **685**

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО КВАЗИРАДИОСИГНАЛА С ПРЯМОУГОЛЬНОЙ МОДУЛИРУЮЩЕЙ ФУНКЦИЕЙ
А.П. Трифонов, Ю.Э. Корчагин, К.Д. Титов **698**

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНОК ВРЕМЕНИ ПРИХОДА И ДЛИТЕЛЬНОСТИ ПРЯМОУГОЛЬНОГО РАДИОИМПУЛЬСА С НЕИЗВЕСТНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ
А.П. Трифонов, Ю.Э. Корчагин, С.В. Корольков **707**

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИМПЕДАНСНОСОГЛАСОВАННОГО МАТЕРИАЛА ДЛЯ ИЗМЕНЕНИЯ ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА ИЗЛУЧАТЕЛЯ
А.С. Годин, В.В. Перфильев, А.Д. Дризе, К.Н. Климов **717**

ОЦЕНКА СРЕДНЕЙ ДОПЛЕРОВСКОЙ ЧАСТОТЫ В СИСТЕМАХ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ С УЧЕТОМ ОСОБЕННОСТЕЙ ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ ФАР
А.Ю. Викентьев, Е.Е. Колтышев, Д.Ю. Сусляков, Д.Л. Филиппов, А.Ю. Фролов, В.Т. Янковский **727**

ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РУЧНЫХ ПЕЛЕНГАТОРОВ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ АДРЕСНОГО ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ
В.А. Козьмин, С.М. Королев, А.И. Литвинов, Д.С. Радченко, М.И. Спажакин **734**

РЕЗУЛЬТАТЫ НАЗЕМНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА С БИСТАТИЧЕСКОЙ РСА Р ДИАПАЗОНА, РАЗРАБОТАННОЙ ДЛЯ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА «АИСТ-2Д»
В.Б. Бакеев, А.В. Борисенков, О.В. Горячкин, Б.Г. Женгуров, Д.В. Лучин **741**

ВЫЧИСЛЕНИЕ МНОЖИТЕЛЯ ОСЛАБЛЕНИЯ НАД ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ С НЕОДНОРОДНЫМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ СВОЙСТВАМИ МЕТОДОМ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ
В.В. Ахияров, Д.С. Мудрик, С.С. Осеков **752**

ПОЛУЧЕНИЕ И ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ ПО ДАННЫМ СО СПУТНИКА ERS-1
В.В. Ахияров, Е.В. Давидюк, А.Н. Семенов, Л.А. Сосина **760**

ВЫДЕЛЕНИЕ КРАЕВОЙ ВОЛНЫ В ЗАДАЧЕ ДИФРАКЦИИ НА «ЧЕРНОМ» ЭКРАНЕ
В.В. Ахияров **766**

О РАСПРОСТРАНЕНИИ РАДИОВОЛН ВБЛИЗИ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ
В.В. Ахияров **775**

МОДЕЛИРОВАНИЕ ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНОГО РЕЖИМА РАБОТЫ РАДИОИМПУЛЬСНОГО СТРОБОСКОПИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ
В.Д. Захарченко, О.В. Пак, А.Ф. Васильев **783**

ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АФАР
В.И. Гриднев, Г.Ф. Мосейчук, Д.М. Тюрин **788**

ШИРОКОПОЛОСНАЯ АКТИВНАЯ ПРИЕМНАЯ ДКМВ АНТЕННА С ФИЛЬТРАЦИЕЙ ВХОДНОГО СИГНАЛА
В.И. Ерёмин **795**

Том 3

Секция 3

ОЦЕНИВАНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ КООРДИНАТ ОБЪЕКТОВ В БОРТОВОЙ ДОПЛЕРОВСКОЙ РЛС
В.К. Клочко **802**

АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ ОБРАБОТКИ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ СОГЛАСОВАНИЯ С ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМИ МЕХАНИЗМАМИ МОБИЛЬНОГО ОБЪЕКТА
В.К. Маршаков, А.Д. Кононов, А.А. Кононов **813**

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОРТОГОНАЛЬНО ПОЛЯРИЗОВАННЫХ ПО КРУГУ СИГНАЛОВ РАДИОМАЯКА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЕЛЕНГА ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА БОРТОВОЙ СВЧ ДВУХКАНАЛЬНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМОЙ
В.Л. Гулько, А.А. Мещеряков **822**

ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛАНА ФОНЕ АДДИТИВНО-МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ
В.М. Артюшенко, В.И. Воловач **827**

ВЕРОЯТНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ СИСТЕМАМИ ДИСТАНЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ
В.М. Артюшенко, В.И. Воловач **835**

ЛОКАЛИЗАЦИЯ ИСТОЧНИКА ЗВУКА ВЕКТОРНО-СКАЛЯРНЫМ ПРИЕМНИКОМ В ОКЕАНИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ
Г.Н. Кузнецов, В.М. Кузькин, С.А. Пересёлков **847**

ЭФФЕКТИВНОСТЬ АВТОЗАХВАТА ТРАЕКТОРИЙ ДВИЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ ПО ДАННЫМ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ
Г.С. Нахмансон, Б.П. Комягин **859**

АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ КВАЗИКОЛЬЦЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ПРИ ОГРАНИЧЕНИЯХ НА ИХ РАЗМЕРЫ
Д.С. Федоров **863**

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ КРЫЛАТЫХ РАКЕТ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ЗЕМЛИ
Д.А. Ишутин, А.А. Головков, Д.В. Степанов **869**

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ДЛЯ ПОЛНО-ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ РАДАРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ
Д.В. Карасев, В.А. Карпов, В.И. Безродный, Н.А. Коковихина **874**

О РЕАЛИЗАЦИИ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В РАДИОЛОКАТОРАХ С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ НА БАЗЕ ГРАФИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОРОВ
Д.Т. Лобжанидзе, В.В. Сазонов **881**

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СВЕРШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА С ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТОЙ ПОВТОРЕНИЯ В ПРОСВЕТНОЙ РЛС ДЛЯ ПЕРИМЕТРОВОЙ ОХРАНЫ
Е.А. Колокольцев, А.В. Мякиньков, А.В. Андриянов **883**

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ, ПОЛУЧАЕМЫХ В УСЛОВИЯХ ОПТИЧЕСКИХ ПОМЕХ
Е.А. Самойлин, И.С. Алейник **894**

СТАТИСТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ДЕЙСТВИЯ ПРИНЦИПА СУПЕРПОЗИЦИИ В СИСТЕМАХ ОБРАБОТКИ МНОГОМЕРНЫХ СИГНАЛОВ
Е.С. Емельянов, С.В. Емельянов, В.А. Понькин **901**

ЭКОНОМИЧЕСКИЕ ФАКТОРЫ, ВЛИЯЮЩИЕ НА ОБЛИК РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ ПОСАДКИ
Е.С. Перевозов, Б.П. Комягин **907**

ОЦЕНКА ВРЕМЕНИ ПРИХОДА ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА ПО ЦЕНТРУ ТЯЖЕСТИ И ЕЁ СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ
И.В. Гоголев, Г.Ю. Яшин **913**

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ КОМБИНИРОВАННОГО СИГНАЛА ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ
К.А. Куличков, Н.С. Куличкова, А.В. Гребенников **920**

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ОКОННЫХ ФУНКЦИЙ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ДЛЯ РАЗРАБОТКИ БАНКОВ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ РАДИОМОНИТОРИНГА
М.И. Спажакин, А.Б. Токарев **926**

ОБ ИЗМЕРЕНИИ ВХОДНОГО ИМПЕДАНСА УСТРОЙСТВ СОГЛАСОВАНИЯ АНТЕНН ДКМВ ДИАПАЗОНА
Н.А. Петухов **934**

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ РАДИОВЫСОТОМЕРНОЙ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ВОЗВРАЩАЕМОГО АППАРАТА
Н.Н. Калмыков, С.А. Мельников, Д.П. Седов **941**

ВЛИЯНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ВЕРОЯТНОСТЬ ПОЯВЛЕНИЯ АНОМАЛЬНЫХ ОШИБОК ПРИ ОЦЕНКЕ ВРЕМЕНИ ПРИХОДА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА НЕИЗВЕСТНОЙ ФОРМЫ
П.А. Трифонов **947**

АЛГОРИТМЫ ПОВЫШЕНИЯ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ РАДИОТЕПЛОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ
С. М. Гудков **955**

АНАЛИЗ НАПРАВЛЕННЫХ СВОЙСТВ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННЫ ДИАПАЗОНА КОРОТКИХ ВОЛН
С.Н. Разиньков, А.В. Фёдоров **963**

АНАЛИЗ ЩЕЛЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК НА ИДЕАЛЬНО ПРОВОДЯЩЕМ ЭКРАНЕ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ ПРЯМОЛИНЕЙНЫМИ ГРАНИЦАМИ
С.Н. Разиньков, М.Ю. Лукин **969**

АНАЛИЗ РАССЕЯНИЯ РАДИОИМПУЛЬСОВ НА РАЗОМКНУТОМ ТРУБЧАТОМ ИДЕАЛЬНО ПРОВОДЯЩЕМ КОЛЬЦЕ
С.Н. Разиньков, О.Э. Разинькова **979**

АЛГОРИТМ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ФОРМЫ ОБЪЕКТА ПО ОТРАЖЕННОМУ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОМУ СИГНАЛУ
С.Л. Чернышев **985**

МОДЕЛИРОВАНИЕ БЛИЖНИХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ ВЫПУСКНОЙ САМОЛЕТНОЙ АНТЕННЫ
Т.В. Митрофанова **990**

НЕЙРОСЕТЕВОЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ УГЛОМЕРНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОСИСТЕМОЙ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ
Э.А. Кирсанов, С.А. Колесников, А.А. Сирота **995**

ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ РАССОГЛАСОВАНИЯ НЕКОТОРЫХ ТИПОВ ДИСКРИМИНАТОРОВ
Ю.С. Радченко, О.А. Машарова **1001**

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОБРАБОТКА КОРРЕЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ В АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ РЛС
А.В. Литвинов, С.Е. Мищенко, В.В. Шацкий, Е.Н. Мищенко, Н.В. Шацкий **1008**

СНИЖЕНИЕ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ЛИНЕЙНЫХ ОБЪЕКТОВ В ГЕОРАДИОЛОКАЦИИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ С КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ
В.В. Задорожный, А.А. Ломанцов, С.Н Приймаков 1019

МНОГОПОЗИЦИОННАЯ СИСТЕМА НАБЛЮДЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ С КООПЕРАТИВНЫМ ПРИЕМОМ СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ НА СЕТИ НАЗЕМНЫХ ПРИЕМНИКОВ
В.В. Кирюшкин, В.И. Костылев, Д.А. Черепанов, В.Н. Гаврюшин, Д.А. Дьяконов.....1027

СПЕКТРАЛЬНАЯ ПЛОТНОСТЬ СИГНАЛОВ С НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ
Г.С. Нахмансон, А.В. Суслин, Е.Н. Жукова 1041

АСПЕКТЫ СОЗДАНИЯ СИСТЕМ НАВИГАЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГЕОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ЗЕМЛИ
Д.А. Ницак, И.М. Голев, Е.А. Никитина.....1046

ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫ ДИФРАКЦИОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ЗА СЧЕТ ГЛУБИННОГО ПРОФИЛИРОВАНИЯ ОДНОМЕРНОЙ КВАЗИПЕРИОДИЧЕСКОЙ ГРЕБЕНЧАТОЙ РЕШЕТКИ
Д.Ю. Крюков, А.В. Останков 1054

МЕТОД МИНИАТЮРИЗАЦИИ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКИХ АНТЕНН
К.В. Асташова, Ю.А. Костычов, О.В.Кублицкая, Е.С. Попов 1061

МОНОСТАТИЧЕСКИЙ РСА Р-ДИАПАЗОНА КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ИЗ АНТЕНН ТИПА УДА-ЯГИ
О.В. Горячкин, И.В. Маслов 1069

ОБНАРУЖЕНИЕ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА ПРИЕМНИКОМ С ПОЛОСОВЫМ ФИЛЬТРОМ В УСЛОВИЯХ ВЗАИМНЫХ ПОМЕХ
Г. С. Нахмансон, С. В. Козлов 1079

ПОРОГОВАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ ПОЛОЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ ПО ОТРАЖЕННЫМ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫМ ИМПУЛЬСАМ
А.М. Бобрешов, А.В. Киселев, В.А. Степкин, А.П. Соловьев, Г.К. Усков 1088

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ АКТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПРИ ДЕЙСТВИИ ИНТЕРМОДУЛИРУЮЩИХ И НТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ПОМЕХ В РАДИОТРАКТЕ С НУЛЕВОЙ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТОЙ
Ю.Н. Паршин, С.В. Колесников, М.В. Грачев 1092

ФОРМИРОВАНИЕ ПРЕДЫСКАЖЕНИЙ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ ГЕНЕТИЧЕКИХ АЛГОРИТМОВ
А.М. Бобрешов, А.А. Лещинский, Г.К. Усков 1098

К ВОПРОСУ О ПРИМЕНЕНИИ СПЕКТРАЛЬНЫХ МЕТОДОВ К ОПИСАНИЮ ИМПУЛЬСНЫХ АНТЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК
А. М. Бобрешов, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков.....1103

СИНТЕЗ НЕОДНОРОДНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫ ВИВАЛЬДИ
А.М. Бобрешов, П.А. Кретов, Н.С. Сбитнев, Г.К. Усков 1108

АНТЕННАЯ СИСТЕМА С ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫМ ПОКРЫТИЕМ
В.В. Харченко, В.В. Бурдюг 1113

СТРУКТУРА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ПРИ НЕЛИНЕЙНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ
А.В. Карпов, О.М. Лепешкин, Н.А. Попов 1118

ЗАДАЧА КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ БЕСПЛАТФОРМЕННОЙ ИНЕРЦИАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С ОДОМЕТРИЧЕСКИМ ДАТЧИКОМ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ НАЗЕМНОГО ТРАНСПОРТНОГО СРЕДСТВА
С.В. Михайлов.....1119

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ МАТРИЧНОГО СПОСОБА ОЦЕНКИ АКТИВНОГО КОЭФФИЦИЕНТА СТОЯЧЕЙ ВОЛНЫ МАЛОЭЛЕМЕНТНЫХ СКАНИРУЮЩИХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК
М.И. Козлов, Г.В. Подшивалова.....1120

Секция 4

КОНЦЕПТУАЛЬНЫЕ АСПЕКТЫ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОТИВОБОРСТВА
А. В. Шевырёв, А. Ю. Замятин.....1128

МЕТОДИКИ ОЦЕНКИ ЗАЩИЩЕННОСТИ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ОБЪЕКТОВ ИНФОРМАТИЗАЦИИ ОТ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ СВЕРХКОРОТКОИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ
В.Б. Авдеев, А.В. Бердышев, А.С. Щеголеватых, Г.Ф. Провоторов 1138

ОЦЕНКИ ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ ДАЛЬНОСТЕЙ ДЕСТРУКТИВНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ И НЕОБХОДИМЫХ УРОВНЕЙ ИХ ЗАЩИТЫ
В.Б. Авдеев, А.В. Бердышев, А.С. Щеголеватых, Г.Ф. Провоторов 1150

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ УРОВНЕЙ СТОЙКОСТИ ЭЛЕКТРОННЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ НА НИХ МОЩНЫХ НАНОСЕКУНДНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСОВ
В.Б. Авдеев, А.В. Бердышев, А.С. Щеголеватых, Г.Ф. Провоторов 1158

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОБОЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ ЛАЗЕРНОГО ПРИНТЕРА
И.Ф. Файсханов, А.С. Лучинин 1173

ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ СТРАН НАТО В СВЕТЕ РЕАЛИЗАЦИЙ ОСНОВНЫХ КОНЦЕПЦИЙ ВЕДЕНИЯ ВОЕННЫХ ДЕЙСТВИЙ
Ю.О. Батурин, С.И. Золотов **1181**

СРАВНЕНИЕ СПОСОБОВ ПОЛУЧЕНИЯ АНСАМБЛЕЙ МНОГОФАЗНЫХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ
А.П. Жук, Н.В. Белан, И.В. Карасев, А.А. Жарнов **1189**

ЗАЩИТА ИНФОРМАЦИИ ОТ УТЕЧКИ ПО ТЕХНИЧЕСКИМ КАНАЛАМ В ШТАБЕ СОЕДИНЕНИЯ
В.А. Волостных, Р.А. Рогов, И.Г. Барауля **1195**

МОДЕЛЬ УГРОЗ НЕСАНКЦИОНИРОВАННОГО ДОСТУПА В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ БАЗАХ ДАННЫХ
В. И. Штаненко, И.Г. Барауля, Р.А. Рогов **1196**

ПРОБЛЕМА УТЕЧКИ КОНФИДЕНЦИАЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ ПО СЕТЯМ СОТОВОЙ СВЯЗИ
Д.Ю. Васюков, А.М. Смыгин **1197**

АКТУАЛЬНОСТЬ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ СЕТЕВОГО КОНТРОЛЯ ЗАЩИЩЕННОСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ СЕТЕЙ
О.М. Лепешкин, А.В. Карпов, Р.К. Шостак **1198**

ФОРМАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНАЛЬНО-РОЛЕВОГО РАЗГРАНИЧЕНИЯ ДОСТУПА
О.М. Лепешкин, И.А. Фиалкин **1199**

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ КОМПЬЮТЕРНЫХ УГРОЗ НА ИТКС
О.С. Лаута, С.И. Кузнецов, И.А. Клиншов, А.М. Смыгин **1200**

НЕОБХОДИМОСТЬ ОЦЕНКИ ЗАЩИЩЕННОСТИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ОТ СРЕДСТВ ИНФОРМАЦИОННОЙ БОРЬБЫ В СОВРЕМЕННЫХ УСЛОВИЯХ
Ю.И. Стародубцев, А.А. Бречко А.А., Н.В. Львова **1201**

АНАЛИЗ УСЛОВИЙ СОЗДАНИЯ И ЭКСПЛУАТАЦИИ СИСТЕМ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Ю.И. Стародубцев, В.В. Алашеев, М.Н. Чеснаков **1202**

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИФРАКЦИОННОЙ РЕШЕТКИ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ СЛОЕМ НА ОСНОВЕ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ПОДХОДА
О.Н. Чопоров, И.Я. Львович, А.П. Преображенский **1203**

АЛГОРИТМ УГЛОМЕСТНОГО ПЕЛЕНГОВАНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ
А. Д. Виноградов, М. И. Козлов, А. Ю. Михин, Е. П. Никитенко **1210**

НОВОСТИ С МЕЖДУНАРОДНОЙ КОНФЕРЕНЦИИ «RADAR 2016» (ГУАНЧЖОУ, КИТАЙ, 10 - 12 ОКТЯБРЯ 2016 г.)

Потапов А.А.

В работе представлен краткий обзор избранных докладов по современным проблемам радиолокации по сборнику полных текстов докладов Международной конференции «RADAR 2016». Конференция проходила в Китае в городе Гуанчжоу в октябре 2016 г. Число участников превышало 700 специалистов со всего мира. Автор лично представил от России 8 докладов по применению теории фракталов в радиолокации, фрактальной и текстурной обработке радиолокационных и оптических изображений, а также доклады по MIMO системам (совместно с коллегами из Москвы) и по просветным бистатическим радиолокационным системам (совместно с коллегами из Нижнего Новгорода). В итоге авторский цикл докладов отмечен достойной третьей премией с дипломом. Следующая конференция «RADAR 2017» состоится в 2017 г. в Белфасте.

NEWS FROM THE INTERNATIONAL CONFERENCE «RADAR 2016» (GUANGZHOU, CHINA, OCTOBER 10 - 12, 2016)

Potapov A.A.

The paper presents a brief overview of selected reports on current problems of radar in the collection of full texts of the reports of the International Conference «RADAR 2016». The conference was held in China in Guangzhou in October 2016. The number of participants exceeded 700 specialists from all over the world. The author personally presented from Russia 8 reports on the application of the theory of fractals in radar, the fractal and texture processing of radar and optical images, as well as reports on MIMO systems (with colleagues from Moscow) and Forward-Scattering Radar Systems (with colleagues from Nizhny Novgorod). As a result, the author's cycle of reports was awarded a worthy third prize with a diploma. The next conference «RADAR 2017» is held in 2017 in Belfast.

Международная конференция по радиолокации 2016 года «RADAR 2016» проходила с 10 по 12 октября в Гуанчжоу (Китай). Radar 2016 - одна из международных серий радиолокационных конференций, которые проводятся отдельно в США, Китае, Великобритании, Австралии и Франции. Это седьмая международная радарная конференция, которая проходила в Китае. Темы конференции «Радар 2016» охватывали все аспекты радиолокационных систем для гражданского и оборонного применения.

Официальное руководство «RADAR 2016» следующее:

General Chair: Wu Jianqi
Technical Committee Charir: Wu Shunjun
Sponesored by: Chinese Institute of Electronics (CIE)
Organized: Radar Society of CIE

Co-Sponsored by
IEEE Aerospace and Electronic System Society (AESS)
The Institute of Engineering and Technology (IET)
Society of Electrical and Electronics (France)
Society of Engineers Australia
IEEE AESS Beijing Chapter

Radar 2016 Committee: **General Chair:** Jianqi Wu **Co-Chair:** Mark E Davis (USA)

Vice General Chair:

Alfonso Farina（Italy）	Francois LE Chevalier（France）	Hugh D Griffiths（UK）
Qi Shen	Shuliang Wen	Shunjun Wu
Wanxin Zhou	Xing Shi	Xinping Chen
Xiushe Zhang	Yingning Peng	Zhimin Zhou

Technical Program Committee: **Chair:** Shunjun Wu **Co-Chair:** Yingning Peng.

Member: Giuseppe A. Fabrizio (Australia), Hermann Rohling (Germany), Hongbo Sun (Singapore), Karl Woodbridge (UK), Krzysztof Kulpa (Poland), Marc Lesturgie (France), Marco Martorella (Italy), Michael Wicks (USA), Motoyuki Sato (Japan), Plerfrancesco Lamburdo (Italy), Simon Watts（UK), Victor C Chen（USA), Victor Chernyak (Russia), Young-Kil Kwag (Korea) и 29 китайских ученых – радиолокаторщиков.

Профессиональная тема Radar 2016 - «Инновационное мышление в будущем». Все принятые документы будут опубликованы в материалах конференции и переданы в электронную библиотеку IEEE Xplore.

Основные темы докладов международной конференции Radar 2016 следующие:

1. Radar Systems: Airborne/Spaceborne/Shipborne radar, Bistatic/Multistatic radar, Weather/Automotive/Navigation radar, Imaging radar, MIMO radar, Passive radar, OTH radar, ECM/ECCM/, Counter –Terrorism/Counter-Drug.
2. Target and Environment: Propagation/Scattering/Penetration phenomenology, Target/Clutter measurement and modeling, Sea/Terrain/Urban clutter modeling simulation, Chaff/Jamming/Electromagnetic Attack.
3. Radar subsystem: Digital array antenna, UWB antenna, T/R modules, Advanced signal processing components, Low cost phased array antenna, Waveform generating and diversity, Advanced design/manufacturing/integrated technology.
4. Signal and Data Processing: Array signal processing, Space-Time Adaptive Processing, SAR/ISAR signal processing, Target detection/estimation/tracking, Target discrimination/classification/recognition, Data association and fusion, Sparse Representation and compressive sensing.
5. Emerging Technology: Cognitive radar, Laser Radar, Tera-Hertz Technology, New materials application.

Гуанчжоу, столица провинции Гуандун, расположен в южной части материковой части Китая, недалеко от нижнего устья бассейна реки Чжуцзян, и известен как «Южные ворота» Китая. Гонконг и Особый административный район Макао - через море. Климат Гуанчжоу - субтропический муссонный климат, летняя жара и зимний холод, осадки, четыре сезона весной, цветы. Среднегодовая температура между 21,5 ~ 22,2 ℃. Гуанчжоу является городом с 2200-летней историей, был процветающим городом во времена династий Цинь и Хань. В Гуанчжоу пять основных религий: буддизм, даосизм, ислам, католицизм, протестантизм.

Международная конференция «RADAR 2016» проходила в отеле Westin Pazhou, Area C, Гуанчжоуский международный выставочный и конференц - центр.

Были прочитаны следующие учебные лекции:

1. **Tutorial 1:** Non-Cooperative Target Recognition using radar: Dream, Theory and Practice, **Presented by:** Dr. Willie Nel, Jacques Cilliers (South Afirica).
2. **Tutorial 2:** Principles and Applications of Focus-Before-Detection Radar Signal Processing Methods, **Presented by:** Prof. Jia Xu (China).
3. **Tutorial 3:** Phased-Arrays, Radars, MIMO and Metamaterials: Basics, Past Accomplishments, Amazing Breakthroughs and Future Trends, **Presented by:** Dr. Eli Brookner (USA).
4. **Tutorial 4:** Ultra Wide Band Surveillance Radar, **Presented by:** Dr. Mark Davis (USA).
5. **Tutorial 5:** Advanced Techniques of Radar Detection in Non-Gaussian Background, **Presented by:** Prof. Maria Sabrina Greco (Italy).
6. **Tutorial 6:** MIMO in Radar : which applications? , **Presented by:** Dr. Marc Lesturgie (France).
7. **Tutorial 7:** Radar Signal Processing: from Probing Waveform Synthesis to Receiver Design, **Presented by:** Prof. Jian Li (USA).
8. **Tutorial 8:** Diversity / resolution – new perspectives for future radar design, **Presented by:** Prof. François Le Chevalier (France).
9. **Tutorial 9:** Co-prime Sampling and Arrays, **Presented by:** Prof. Moeness Amin (USA).
10. **Tutorial 10:** Automotive Radar Systems, **Presented by:** Prof. Hermann Rohling (Germany).

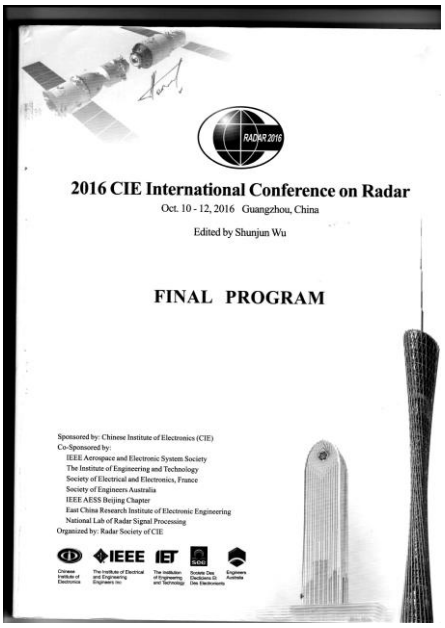


Рис. 1. Финальная программа «RADAR 2016» с тезисами докладов.

На конференции работало 18 устных секций и 6 постерных секций (они проходили 2 дня), где в основном представляли свои работы молодые китайские ученые и инженеры из военных академий, университетов и оборонных предприятий радиолокационной промышленности.

Финальная программа общим объемом 283 страницы с программой проведения секций и тезисами Международной конференции по радиолокации «RADAR 2016» представлена на рис. 1. В ней также были включены учебные лекции и рекламные листы с современными радарами, электронными компонентами и т.д. Непосредственно все принятые доклады были записаны на электронном носителе, все вручалось при регистрации.

На «RADAR 2016» было подано всего 764 доклада из 15 стран. Программный комитет отобрал из них 552 доклада, включенных в итоговую программу. Хочется отметить четкую работу всех секций, техническую инфокоммуникационную оснащенность и общий порядок проведения конференции. Не приехавших докладчиков просто не было. Также были организованы встречи с китайскими фирмами, выпускающими современную радиолокационную технику, и широкая продажа книг, проспектов, журналов на английском и китайском языках по радиолокации и телекоммуникациям. Литература была также представлена издательствами США,

Англии, Австралии, Франции, Китая, Германии и т.д. (отмечаю то, что сам непосредственно видел).

Тематика всех без исключения докладов полностью соответствовала приведенным выше радиолокационным направлениям, и была представлена работами, выполненными за последние 1 - 2 года, т.е., современность и актуальность всех тем была исключительно важна и заметна.

Хочу отметить, что из России и стран СНГ кроме проф. А.А. Потапова никого не было. Мной было заявлено 8 докладов, все они были приняты в разные секции международной конференции «RADAR 2016». Тематика моих докладов: фрактальное обнаружение малозаметных целей, новые схемы топологических обнаружителей сверхслабых сигналов, фрактальная и текстурная обработка радиолокационных и оптических изображений (в том числе, и с беспилотных летательных аппаратов при пролете над неоднородной местностью с объектами), новые виды фрактальных антенн на основе фрактальных лабиринтов, MIMO системы (совместно с коллегами из Москвы) и просветные бистатические радиолокационные доплеровские радары (совместно с коллегами из Нижнего Новгорода). Интерес к нашим работам из России по открытию новой фрактально-скейлинговой или масштабно-инвариантной радиолокации был чрезвычайно велик, аудитории были всегда переполнены. На устных выступлениях мне задавали множество интересных и трудных вопросов.

Хочу специально отметить, что по фрактальным обнаружителям были и работы из других стран. Но практически все отмечали высокий уровень наших российских работ по внедрению новых теорий и методов в классическую радиолокацию и их актуальность. Поступали непосредственно приглашения для подготовки больших развернутых статей в журналы и книги из издательств США, Европы, Китая и участия в различных международных конференциях, что сейчас мной практически и выполняется. Тем более, в Китае уже 6 лет работает во главе со мной международная китайско-российская лаборатория информационных технологий и фрактальной обработки сигналов – (Рис. 2). За цикл докладов по созданию и внедрению новой теории в радиолокацию (фракталы, хаос и скейлинг) на «RADAR 2016» я был отмечен достойной третьей премией с дипломом - (Рис. 3).

Рис. 2. Международная китайско-российская лаборатория информационных технологий и фрактальной обработки сигналов в Китае.

荣誉证书

HONORARY CREDENTIAL

2016 CIE INTERNATIONAL CONFERENCE ON RADAR

Excellent Paper Award

Third Prize

To

A. A. Potapov et al.

"Processing of Images Obtained from Unmanned Aerial Vehicles in the Regime of Flight over Inhomogeneous Terrain with Fractal-Scaling and Integral Method"

Oct. 10-12, 2016 Guangzhou, China

General Chairman

Chairman of Technical Program Committee

Рис. 3. Диплом «RADAR 2016» о присуждении третьего места за пионерские работы по фрактальной обработке информации.

Одновременно как Президент международной лаборатории, я получил приглашение, в котором говорится: «Дорогой Профессор Александр А. Потапов, С момента своего основания в 1906 году ДжиНан Университет сделал большой рывок в своём развитии и модернизации за 110 лет. В ноябре 2016 года ДжиНан Университет отмечает свой 110-летний юбилей. … Для того, чтобы продвинуть китайскую культуру, улучшить общение и найти общие точки для развития 18-19 ноября 2016 состоится празднование 110-летнего юбилея в основном кампусе ДжиНан университета. Мы сердечно приглашаем Вас принять участие в церемонии в этого исторического момента. Все расходы Вашего перелета туда и обратно бизнес-классом и проживание будут оплачены ДжиНан Университетом. Честь Вашего пребывания – необходимое условие празднования для ДжиНан Университета. Президент ДжиНан Университета».

Список литературы

1. *Andrianov M.N., Potapov A.A.* Increase efficiency of system of data transmission in fading channels using MIMO Systems // Proc. 2016 CIE Int. Conf. on Radar «Radar 2016» / Ed. Wu Shunjun (China, Guangzhou, Oct. 10 - 12, 2016). – Beijing: Chinese Institute of Electronics (CIE), 2016. P. 119 – 123.
2. *Potapov A.A., Zhang W.* Simulation of New Ultra-Wide Band Fractal Antennas Based on Fractal Labyrinths // Proc. 2016 CIE Int. Conf. on Radar «Radar 2016» / Ed. Wu Shunjun (China, Guangzhou, Oct. 10 - 12, 2016). – Beijing: Chinese Institute of Electronics (CIE), 2016. P. 319 – 323.
3. *Potapov A.A., German V.A., Pahomov A.A.* Processing of images obtained from unmanned aerial vehicles in the regime of flight over inhomogeneous terrain with fractal-scaling and integral method // Proc. 2016 CIE Int. Conf. on Radar «Radar 2016» / Ed. Wu Shunjun (China, Guangzhou, Oct. 10 - 12, 2016). – Beijing: Chinese Institute of Electronics (CIE), 2016. P. 585 – 587.
4. *Potapov A.A., Lazko F.F.* Gradients distribution matrices of and lacunarity in the capacity of texture measure of SAR and UAVs images // Proc. 2016 CIE Int. Conf. on Radar «Radar 2016» / Ed. Wu Shunjun (China, Guangzhou, Oct. 10 - 12, 2016). – Beijing: Chinese Institute of Electronics (CIE), 2016. P. 605 – 608.

5. *Potapov A.A.* Strategic Directions in Synthesis of New Topological Radar Detectors of Low-Contrast Targets against the Background of High-Intensity Noise from the Ground, Sea and Precipitations // Proc. 2016 CIE Int. Conf. on Radar «Radar 2016» / Ed. Wu Shunjun (China, Guangzhou, Oct. 10 - 12, 2016). – Beijing: Chinese Institute of Electronics (CIE), 2016. P. 692 – 696.
6. *Potapov A.A., German V.A.* A Local Dispersion Method of Measuring a Fractal Dimension and Fractal Signatures // Proc. 2016 CIE Int. Conf. on Radar «Radar 2016» / Ed. Wu Shunjun (China, Guangzhou, Oct. 10 - 12, 2016). – Beijing: Chinese Institute of Electronics (CIE), 2016. P. 799 – 803.
7. *Kovalev A.N., Kovalev F.N., Kondrat'ev V.V., Potapov A.A.* Measurements Ambiguity Resolution in Phase Direction Finders of Forward-Scattering Radar Systems // Proc. 2016 CIE Int. Conf. on Radar «Radar 2016» / Ed. Wu Shunjun (China, Guangzhou, Oct. 10 - 12, 2016). – Beijing: Chinese Institute of Electronics (CIE), 2016. P.. 1036 – 1040.
8. *Kovalev A.N., Kovalev F.N., Kondrat'ev V.V., Potapov A.A.* Resolution of Targets in Forward-Scattering Doppler Radar System // Proc. 2016 CIE Int. Conf. on Radar «Radar 2016» / Ed. Wu Shunjun (China, Guangzhou, Oct. 10 - 12, 2016). – Beijing: Chinese Institute of Electronics (CIE), 2016. P. 1123 – 1125.

Сведения об авторе

Потапов Александр Алексеевич (4 мая 1951 г. р.):

Доктор физ.-мат. наук (1994); академик РАЕН (2007), академик Академии инженерных наук (АИН) им. А.М. Прохорова (2008); главный научный сотрудник ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН (2002); профессор Казанского государственного технического университета (КАИ) им. А.Н. Туполева (2008); ученый секретарь Диссертационного совета при ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН № Д 002.231.02 (1999); действительный член Вневедомственного экспертного совета по проблемам воздушно-космической обороны – ВЭС ВКО (декабрь 2015). Главный редактор журнала "Нелинейный мир" (2003), член редколлегий 10 российских и международных журналов. Автор более 830 научных работ, в том числе 23 монографий. Почетный профессор Евразийского национального университета (Казахстан, Астана, 2010). Почетный профессор Джинанского университета (Китай, Гуанчжоу, 2011).

Почетный радист РФ (май 2006). Основатель Российской научной школы фрактальных методов, хорошо известной в мире. Президент совместной китайско-российской лаборатории информационных технологий и фрактальной обработки сигналов (2011). Автор основополагающих исследований в области фрактальных подходов к проблемам радиофизики, радиотехники, радиолокации, электродинамики, электроники, антенной техники, управления и широкого спектра смежных научных и технических направлений. Работает в этой области с 1979 г. Инициатор постановки первых НИР и ОКР в РФ по радиофизическим применениям теории фракталов, скейлинговых эффектов и дробных операторов в радиосистемах. Лауреат Премии имени академика А.М. Прохорова (декабрь 2013). Награжден 17 медалями, в их числе медаль имени М.В. Келдыша (май 2007), медаль имени С.П. Королева (май 2008), медаль имени А.И. Берга (декабрь 2009), медаль имени Ю.А. Гагарина (май 2011), почетный знак "За заслуги в развитии науки и экономики России" (октябрь 2011), медаль "М.В. Ломоносов. За заслуги" (ноябрь 2011); медаль "50 Лет Космонавтике" (декабрь 2011); медаль "За заслуги в развитии радиоэлектроники и связи" - решение Президиума Центрального Совета РНТОРЭС им. А.С. Попова (май 2015), медаль имени В.Н. Челомея (май 2016), медаль имени А.А. Расплетина (декабрь 2016), медаль "Лауреат премии ВЭС ВКС" III степени (декабрь 2016).

Научные интересы: радиофизика, рассеяние и дифракция электромагнитных волн, радиолокация, распознавание и обработка сигналов и изображений, фрактальные антенны, детерминированный хаос, современная топология, фрактальный анализ, дробные операторы, эффекты скейлинга.

E-mail: potapov@cplire.ru **Сайт:** http://www.potapov-fractal.com

МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЕ ВОПРОСЫ УПРАВЛЕНИЯ НАУЧНЫМИ СЕРВИСАМИ НАУЧНЫХ И ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ ОРГАНИЗАЦИЙ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

А.А. Зацаринный, К.И. Волович, В.А. Кондрашев

Аннотация: Рассмотрены факторы, определяющие актуальность и необходимость создания системы управления научными сервисами (СУС) научных и образовательных организаций Российской Федерации. Представлены концептуальные и системотехнические подходы к созданию СУС, обоснованные ФИЦ ИУ РАН в рамках фундаментальных исследований по заказу ФАНО России. Формализованы бизнес-процессы в СУС, состав персонала и его основные функции. Даны результаты апробации основных решений на макете СУС. Предложенные подходы могут быть использованы при создании полномасштабной СУС.

Ключевые слова: облачный сервис; научный сервис; ИТ-услуга; информационные технологии; информационная поддержка деятельности; оперативно-техническое управление; единая информационная среда

METHODOLOGICAL PROBLEMS OF MANAGEMENT OF RUSSIAN FEDERATION SCIENTIFIC AND EDUCATIONAL ORGANIZATIONS SCIENCE SERVICES

A.A. Zatsarinnyy, K.I. Volovich, V.A. Kondrashev

Annotation. There are considered factors determining relevance and necessity of creation of Science Services Control System (SCS) for Scientific and Educational organization of Russian Federation. The author presents conceptual and systemic-technic approaches to SCS creation, justified by FIC IM RAS in fundamental investigations ordered by FASO Russia. SCS business processes are formalized including staffing and its main operations. The results of general solutions approbation on SCS model are presented. The proposed approaches may be utilized in full-size SCS creation.

Key words. Cloud service, scientific service, IT-service, information technologies, activity information support, operation-technical management, unified information environment.

Введение. В Послании Президента В.В.Путина Федеральному собранию 1 декабря 2016 г. отмечено, что мощным фактором накопления научных и технологических заделов, необходимых для экономического роста и социального развития страны, должна служить фундаментальная наука. При этом для успешного решения масштабных научных задач необходима развитая национальная исследовательская инфраструктура [1], представляющая собой информационно-технологическую платформу для интеграции интеллектуальных ресурсов в области науки, образования и производства. Основной целью такой инфраструктуры является создание условий для качественных изменений в области науки и технологий. В Стратегии научно-технологического развития России [2] определено, что такие условия должны быть направлены на повышение способности государства эффективно отвечать на большие вызовы, как совокупность проблем и угроз такой масштабности и

сложности, которые не позволяют их разрешить только за счет количественного увеличения ресурсов. Речь идет и о повышении эффективности научных исследований.

В этой связи, объективно появляется задача систематизации, обобщения и формализации имеющихся у научных и образовательных организаций возможностей по проведению научных исследований, включая эксперименты, измерения, наблюдения и др. Для решения такой задачи требуется создание системы управления научными сервисами научных и образовательных организаций. Исследования методологических и системотехнических вопросов создания такой системы выполняет Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» Российской академии наук (ФИЦ ИУ РАН).

Основные факторы, определяющие создание системы управления научными сервисами.

К основным факторам, определяющим актуальность и необходимость создания системы управления научными сервисами, следует отнести:

- переход к новой парадигме проведения научных исследований;
- мировой опыт в области предоставления научных сервисов;
- развитие рекомендаций Библиотеки инфраструктуры информационных технологий (ITIL);
- активное развитие в России сети центров коллективного пользования научным оборудованием (ЦКП) и уникальных научных установок (УНУ).

Рассмотрим эти факторы подробнее.

Суть перехода мирового научного сообщества к новой парадигме проведения научных исследований состоит в том, что значимые научные результаты могут быть получены только на основе анализа огромных массивов накопленных данных в конкретной предметной области. Такие массивы данных накоплены в астрономии, физике высоких энергий, биоинформатике, мониторинге и моделировании климата в геонауках, в исследованиях на основе численного моделирования и др. Так, в астрономии сегодня объемы данных достигают десятков терабайт (например, в обзорах неба 2MASS и SDSS), проектируемый Large Synoptic Survey Telescope (LSST) будет производить одно 3-х гигапиксельное изображение неба каждые 20 сек., всего около 30 терабайт данных ежедневно в течение 10 лет (ожидаемый объем данных достигнет 100 петабайт) [4,5,6]. Появилось понятие «науки с интенсивным использованием данных» (НИИД) как «X-информатика” (например, Биоинформатика, Геоинформатика, Астроинформатика, Нейроинформатика, Медицинская информатика, и др.) [4]. НИИД требуют новых методов анализа разнотипных данных для извлечения необходимых знаний, а эффективное применение таких методов требует подготовки специально обученных профессионалов.

Мировой опыт в данной области базируется на создании развитой сети национальных лабораторий (достаточно упомянуть 17 лабораторий Министерства энергетики США, включающие в том числе Национальную лабораторию имени Лоуренса в Беркли) [4,5]. Такая сеть ориентирована на работы по глобальным исследовательским проектам, объединяемым понятием «Big science». Подобные задачи требуют колоссальных бюджетов, привлечения значительного числа ученых с мировым именем, задействования прорывных научных установок, создания распределенных центров обработки и хранения данных. Принципиально новой, объективно сформировавшейся, организационной формой проведения научных исследований становятся уникальные распределенные коллективы ученых-исследователей. Такие коллективы позволяют получать не только фундаментальные результаты, но и создавать национальные инновационные системы на основе функционирования ведущих научных центров.

Еще одним немаловажным фактором является развитие рекомендаций Библиотеки инфраструктуры информационных технологий (ITIL) и сервисного подхода к управлению и организации ИТ-услуг (ITSM), направленного на удовлетворение потребностей бизнеса, массового применения технологии для поддержки бизнес-услуг крупных и средних предприятий [7,8].

В России научные сервисы предоставляются в рамках центров коллективного пользования научным оборудованием (ЦКП) и уникальных научных установок (УНУ). По состоянию на 2016 год функционируют около 200 ЦКП (УНУ) в научных организациях, подведомственных ФАНО [3] .

Под ЦКП понимается структурное подразделение, созданное в составе научной или образовательной организации, которое располагает научным и технологическим оборудованием, подготовленным персоналом и обеспечивает выполнение работ по оказанию научных услуг (сервисов) для проведения научных исследований, а также осуществления экспериментальных разработок [3]. Под УНУ понимается комплекс оборудования, не имеющий аналогов в России, функционирующий как единое целое на базе научной или образовательной организации в целях получения научных результатов, достижение которых невозможно при использовании другого оборудования.

ЦКП и УНУ построены на базе весьма дорогостоящего оборудования (от единиц до сотен миллионов рублей) и поэтому особую важность приобретают задачи мониторинга степени загрузки этого оборудования, повышения эффективности проводимых с их помощью исследований (как с научной, так и финансовой точек зрения), а также предоставления доступа к научным сервисам ЦКП широкого круга пользователей, включая научные организации ФАНО, Минобрнауки и других организаций. Очевидно, что решение такой задачи для нескольких сотен ЦКП требует разработки прорывных технологий анализа, контроля и обеспечения эффективного функционирования объектов.

Приведенные выше факторы обусловливают актуальность создания и развития отечественной системы управления научными сервисами, которыми обладают сегодня ведущие научные и образовательные организации страны.

Основные концептуальные и системотехнические подходы.

Очевидно, что успешное решение задачи по созданию такой масштабной и технологически емкой информационной системы как СУС может быть выполнено только на основе результатов фундаментальных научных исследований, которые позволят сформировать обоснованное техническое задание на выполнение всего комплекса работ по разработке, вводу в действие, эксплуатации и эффективного применения СУС.

Такие исследования, отвечающие современным требованиям и реалиям развития научно-технологического развития России, по заказу ФАНО России выполняет Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» Российской академии наук (ФИЦ ИУ РАН).

Основными задачами фундаментальных исследований являются:

− анализ опыта применения научных сервисов, предоставляемых ЦКП организаций ФАНО России;

− анализ мирового и отечественного опыта построения информационных систем, предоставляющих пользователям сервисы различного назначения;

− исследование возможностей применения для создания СУС современных технологий облачных вычислений.

В результате исследований определены основные концептуальные и системотехнические подходы к созданию СУС. При этом учтен опыт применения

рекомендаций ITIL/ITSM в организационные системы ЦБ РФ, Федеральной налоговой служб, Газпром Нефть, РАО ЕЭС и Федеральном Казначействе.

Определено понятие «научный сервис» как совокупность действий (процессов) и средств обеспечения процесса (ресурсов) по обслуживанию выполнения конкретных работ и реализации проектов научно-исследовательского и прикладного характера путём предоставления потребителю оборудования, расходных материалов, информационно-коммуникационных ресурсов, обеспечивающих ресурсов, продуктов интеллектуальной научной деятельности и обслуживающих человеческих ресурсов (субъекты сервисной деятельности).

Результатом деятельности по предоставлению научного сервиса является научная услуга.

Учитывая, что основной целью СУС является повышение эффективности научных исследований за счет автоматизации функций управления научными сервисами ЦКП и УНУ научных организаций, определено, что объектом управления являются научные сервисы ЦКП и УНУ организаций, подведомственных ФАНО России, а лицом, принимающим решение, – уполномоченные должностные лица ФАНО России.

В основу функционирования системы управления положены классические фазы управления: целеполагание, мониторинг состояния, анализ деятельности ЦКП (УНУ), выработка решения, реализация решения [10].

Таким образом, СУС рассматривается как информационно-управляющая система, состоящая из персонала и комплекса средств сбора, хранения, поиска и обработки информации, который обеспечивает автоматизацию деятельности персонала в процессе принятия управленческих решений в части поддержания и развития имущественного комплекса ЦКП и УНУ.

Под персоналом СУС понимаются лица, участвующие в функционировании СУС, деятельность которых она автоматизирует. Показано, что в персонал системы должны войти:

- администраторы СУС (в том числе администраторы информационного обеспечения и информационной безопасности);
- администратор и оператор СУС;
- администраторы и операторы ЦКП;
- аналитики СУС;
- пользователи СУС.

Для всех субъектов обоснованы роли и основные функции. В качестве пользователей СУС могут выступать юридические или физические лица, использующие результаты функционирования системы в соответствии с его заданием.

Процессы, реализующие функциональные задачи СУС, образуют три группы.

- основные процессы – обеспечивают автоматизацию функциональных задач персонала.
- вспомогательные процессы – обеспечивают автоматизацию функциональных задач СУС в объеме, необходимом для эффективного функционирования основных процессов.
- обеспечивающие процессы – обеспечивают функционирование инфраструктуры СУС, включая информационную безопасность, управление информационными и техническими ресурсами, управление данными, управление задачами, эксплуатацию систем.

Целеполагание формируется в соответствии с нормативными документами и предполагает сбор и анализ информации для следующих целевых показателей: общая

загрузка ЦКП, загрузка ЦКП/УНУ в интересах третьих лиц, количество публикаций на основе результатов работы ЦКП, количество организаций-пользователей.

Формализованы основные бизнес-процессы в системе, которые включают:

− заказ научного сервиса пользователем (поиск научного сервиса, формирование заявки на оказание научного сервиса);

− согласование заявки администратором ЦКП (создание технологической карты выполнения заявки на основе шаблона ресурсов, определение плановых затрат на оказание научного сервиса);

− выполнение заявки;

− корректировка технологической карты администратором ЦКП (внесение фактических затрат на оказанный научный сервис);

− информирование пользователя об окончании выполнения заявки.

СУС должна обеспечить, с одной стороны, существенное повышение эффективности использования дорогостоящего уникального оборудования научных организаций, а с другой, - создание единого информационного пространства научных сервисов, доступное для всех научных организаций и отдельных ученых, с регламентаций процедур доступа на основе самых современных информационных технологий. Такой подход потребовал исследовать вопросы интеграции научных сервисов в ИТ-инфраструктуру на основе создания каталога научных сервисов, обеспечивающего централизованное представление описания сервисов, особенностей их использования, предоставления, а также описания задействованного оборудования. Каталог позволит обеспечить размещение информации о научном сервисе на облачных ресурсах с предоставлением потенциальным пользователям (научным коллективам и отдельным исследователям) возможности интеллектуального поиска, необходимого для выбора сервиса, а также заказа сервиса.

Все научные сервисы в рамках каталога классифицированы на 4 категории: исследование; эксперимент; расчет; продукт знания. Последняя категория включает в себя аналитический отчет и образовательные услуги по подготовке специалистов, в частности, по работе с конкретным оборудованием.

Обоснован состав информационного обеспечения системы. С учетом изложенного выше основными его компонентами должны стать:

− каталог услуг ЦКП (классификатор услуг ЦКП, региональный рубрикатор (услуга – ЦКП - регион), рубрикатор федеральных округов (услуга – ЦКП - федеральный округ), текстовые описания услуг);

− каталог оборудования ЦКП (каталог оборудования CKP-RF.RU и классификатор научного оборудования ЦКП, региональный рубрикатор (оборудование – ЦКП - регион), рубрикатор федеральных округов (оборудование – ЦКП - федеральный округ), текстовые описания оборудования, прибора, установки;

− каталог ЦКП (перечень услуг, общая информация, региональный рубрикатор и рубрикатор федеральных округов).

Предложен подход, основанный на создании гипервизора научных сервисов, алгоритм функционирования которого направлен на решение задач учета потребленных ресурсов научных исследований на основе составления технологических карт оказания научных сервисов и описания бизнес-процессов. Такой подход позволяет ввести и использовать на практике новую категорию облачных сервисов – «Научное исследование, как услуга – RaaS (Research as a Service)» [13].

Облачный характер СУС предполагает различные множества угроз для различных сервисов [11]. Поэтому особое значение в рамках проводимых исследований занимает проблематика обеспечения в рамках СУС защиты информации, которая включает концептуальные, системотехнические и нормативно-правовые вопросы

построения системы информационной безопасности в облачной инфраструктуре [11,12].

Показано, что:

- для каждого сервиса определяется класс политик безопасности, из которого клиент может выбрать нужную для себя;
- каждый участник рассматривает свои угрозы и риски и поэтому может выдвигать свои требования по безопасности;
- СУС должна иметь имеет сегментарную структуру с дифференциацией требований по защите информации в различных сегментах (это позволит проводить аттестацию системы по сегментам по соответствии с нормативными требованиями ФСТЭК).

Вместе с тем, по своему организационно-техническому замыслу СУС относится к классу больших территориально-распределенных систем федерального уровня. Ожидается, что СУС полного состава будет охватывать несколько сотен объектов, включая ЦКП научных организаций ФАНО России, а в перспективе и ведущих ВУЗов. Естественно, что комплекс работ по созданию СУС планируется поэтапно в течение нескольких лет. При этом термин «создание» трактуется в самом широком смысле и объединяет как процессы обоснования и выбора системных и технических решений по построению СУС на всех этапах жизненного цикла (исследования, разработка, развертывание, испытания, эксплуатация, развитие (масштабирование), модернизация), так и конкретные вопросы, связанные с выбором технологий, программных решений, архитектуры комплексов, решений по защите информации, которые позволили бы реализовать обоснованные системотехнические решения.

Эти обстоятельства продиктовали необходимость наряду с фундаментальными опережающее рассмотрение и ряда прикладных задач. Основные из них:

- обоснование требований к архитектуре СУС и ее компонентам;
- обоснование требований к программному обеспечению СУС;
- обоснование требований к системе информационной безопасности;
- апробация основных технических решений на пилотной зоне СУС.

Учитывая прогнозируемую реальную необходимость значительного масштабирования системы, обеспечения высоких характеристик отказоустойчивости и пропускной способности в качестве основы для реализации СУС обоснован выбор самых современных решений на базе гибридных облачных технологий [9].

В рамках проводимых исследований выполнено макетирование СУС на основе создания пилотной зоны в составе центра управления (на базе ЦКП ФИЦ ИУ РАН), сегмента в составе ФАНО России, а также нескольких ЦКП привлекаемых институтов ФАНО, предоставляющих научные сервисы в самых разных областях (биомедицина, биотехнологии в сельском хозяйстве, кристаллография и фотоника, ядерная физика, ядерная энергетика, высокопроизводительные вычислительные ресурсы и другие):

- «Промышленные биотехнологии» (ФИЦ Биотехнологии РАН);
- «Структурная диагностика материалов» (ФНИЦ «Кристаллография и фотоника» РАН);
- «Биоинженерия» (ФИЦ Биотехнологии РАН);
- Центр коллективного пользования вычислительными ресурсами МСЦ РАН (ФГУ ФНЦ НИИСИ РАН);
- «Ускорительный центр нейтронных исследований структуры вещества и ядерной медицины» (ИЯИ РАН);
- «Биотехнология» (ФГБНУ ВНИИСБ);
- «Протеом человека» (ФГБНУ ИМБХ).

В заключение отметим, что результаты проводимых фундаментальных исследований по созданию системы управления научными сервисами с их практической апробацией могут стать востребованными в рамках реализации планируемой программы цифровой экономики.

Литература:

1. Послание Президента Российской Федерации В. В. Путина Федеральному Собранию. Ключевые заявления. – РИА Новости, 01.12.2016. https://ria.ru/politics/20161201/1482577721.html.

2. Стратегия научно-технологического развития Российской Федерации (утверждена Указом Президента РФ №642 от 01.12.2016 г., доступна по адресу http://static.kremlin.ru/media/events/files/ru/uZiATIOJiq5tZsJgqcZLY9YyL8PWTXQb.pdf).

3. О требованиях к центрам коллективного пользования научным оборудованием и уникальным научным установкам, которые созданы и (или) функционирование которых обеспечивается с привлечением бюджетных средств, и правила их функционирования: Постановление Правительства Российской Федерации от 17 мая 2016 года № 429. http://fano.gov.ru/ru/documents/card/?id_4=66276.

4. Аналитика и управление данными в областях с интенсивным использованием данных // XVIII Международная конференция DAMDID/RCDL’2016: Труды конференции / Под ред. Л. А. Калиниченко, Я. Манолопулоса, С. О. Кузнецова. – М.: ФИЦ ИУ РАН, 2016. 428 с.

5. Клаус Шваб. Четвертая промышленная революция /«Эксмо», 2016, (Top Business Awards), ISBN 978-5-699-90556-0

6. Калиниченко Л.А., Вольнова А.А., Гордов Е.П. и др. Проблемы доступа к данным в исследованиях с интенсивным использованием данных в России. // Информатика и ее применения. – 2016. – Т. 10. – Вып. 1. – С. 3–23.

7. Ассоциация организаций и специалистов в сфере управления информационными технологиями «ИТ СЕРВИС МЕНЕДЖМЕНТ ФОРУМ» // Форум ITSM России [Электронный ресурс], раздел «Библиотека». – URL: http://www.itsmforum.ru/reference

8. Зимин К., Орлова Т., Федулов К. Результаты всероссийского исследования IT Service Management 2013. Отчет об исследовании // Information_Management. – URL: http://itsmforum.ru/reference/ITSM_2013_Research/ITSM_Research_2013_itSMF_and_Information_Management.pdf

9. Mell P., Grance T. NIST SP 800-145. The NIST Definition of Cloud Computing. Recommendations of the National Institute of Standards and Technology. – Gaithersburg, September 2011.

10. Зацаринный А.А., Сучков А.П. Системотехнические подходы к созданию системы поддержки принятия решений на основе ситуационного анализа. // Информатика и ее применения, 2016, т.10, вып.4, с.111-119.

11. Гаврилов В.Е., Зацаринный А.А. Некоторые системотехнические и нормативно-методические вопросы обеспечения защиты информации в автоматизированных информационных системах на облачных технологиях с использованием методов искусственного интеллекта. // Системы и средства информатики, 2016, Т.26, №4, с.38-50.

12. Грушо А.А., Забежайло М.И., Зацаринный А.А., Писковский В.О.. Безопасная автоматическая реконфигурация облачных вычислительных сред. // Системы и средства информатики – М.: ТОРУС ПРЕСС, 2016, Том 26, №4 , с.40-52.

13. Волович К. И., Зацаринный А.А., Кондрашев В.А., Шабанов А.П. О некоторых подходах к представлению научных исследований как облачного сервиса.

//Системы и средства информатики – М.: ТОРУС ПРЕСС, 2017, Том 27, №1, принята к печати.

Сведения об авторах

Зацаринный Александр Алексеевич, 1951 г.р., Киевское высшее военное инженерное училище связи в 1973 г., информационные, управляющие и телекоммуникационные системы, доктор технических наук (1996), профессор (2003), заместитель директора Федерального исследовательского центра «Информатика и управление» Российской академии наук, г. Москва, azatsarinny@ipiran.ru alex250451@mail.ru тел.+7 (499)135-41-89, 137-60-31.

Волович Константин Иосифович, 1970 г.р., Московский институт радиотехники, электроники и автоматики в 1993 г., вычислительные системы, комплексы и сети, старший научный сотрудник Федерального исследовательского центра «Информатика и управление» Российской академии наук, г. Москва, KVolovich@frccsc.ru, тел. +7 (499) 135-43-20

Кондрашев Вадим Адольфович, 1963 г.р., Московский институт радиотехники, электроники и автоматики в 1986 г., вычислительные системы, комплексы и сети, старший научный сотрудник Федерального исследовательского центра «Информатика и управление» Российской академии наук, г. Москва, VKondrashev@frccsc.ru, тел. +7 (499) 135-43-20

ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРИМЕНЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ В УСЛОВИЯХ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ

А.В. ПАВЛОВИЧ, С.Н. АНДРЕЕВ

Представлена динамическая модель, описывающая этапы и способы применения разведывательных беспилотных летательных аппаратов малой дальности и ближнего действия в условиях противодействия.

DYNAMIC MODEL OF THE USING LITTLE DIMENSIONED UNMANNED AIRCRAFT SYSTEM IN CONDITION OF THE RELUCTANCE

A.V. PAVLOVICH, S.N. ANDREEV

Will presented dynamic model, describing stages and ways of the using the reconnaissance unmanned aircraft system to small range and near action in condition of the reluctance.

Благодаря новейшим авиационным и информационным технологиям беспилотная авиация стремительно развивается. Более 35 стран активно создают и применяют беспилотные летательные аппараты (БЛА) для выполнения широкого круга задач в мирное время и локальных войнах и вооруженных конфликтах последних десятилетий [1-3]. Большое внимание разработке и применению комплексов с БЛА различных типов и модификаций в последнее время уделяется и в Российской Федерации.

Под беспилотными авиационными системами (комплексами с БЛА) понимается совокупность функционально взаимоувязанных в единую систему летательных аппаратов (одного или нескольких) и специальных наземных технических средств, обеспечивающих целевое применение БЛА в воздухе и техническую эксплуатацию комплекса в целом в течение всего жизненного цикла.

Для моделирования пространственных и временных параметров применения комплексов с БЛА малой дальности и ближнего действия (далее по тексту – малоразмерных разведывательных БЛА) используются соответствующие динамические модели. Такое моделирование позволяет сформировать наиболее полный перечень тактических и специфических элементов (объектов) обстановки, принимающих непосредственное участие в генерации и выполнении конкретной типовой задачи определенными исполнительными элементами комплексов с БЛА, а также осуществить их ранжирование по важности.

Весь процесс функционирования исследуемых систем (сетей, подсистем, комплексов, процессов) может быть представлен в виде конечной совокупности дискретных состояний. При этом переход из состояния в состояние происходит через случайные промежутки времени, которые в каждом конкретном случае могут быть определены исходя из физических особенностей как видов воздействия на конкретные объекты исследуемой системы, так и процесса ее дезорганизации в целом. Анализ известных способов математического представления динамики поведения сложных систем [4], имеющих такие особенности, показывает, что наиболее удобной формой ее отображения является ориентированный временной граф дискретных состояний системы (процесса).

Разработанные динамические модели применения малоразмерных разведывательных БЛА (рисунок 1) представляют собой графы дискретных состояний с непрерывным временем и процедуры перехода между этими состояниями.

Для каждого временного отрезка подготовки, принятия решения о начале и завершении применения БЛА, начала и окончания функционирования радиоэлектронных систем и средств БЛА разработаны графы, которые описывают все возможные варианты развития исследуемых процессов. Выбор конкретного варианта зависит от степени готовности, состояния систем и путей протекания процессов на нижних уровнях. На графах обозначены «перечеркнутые» переходы, для которых длительность перехода зависит от эффективности внешнего радиоэлектронного воздействия (постановки помех). С использованием динамических моделей определяются: время начала и продолжительность типового эпизода (ситуации); циклов управления различными системами (подсистемами) БЛА; уязвимые состояния, обусловленные внешними радиоэлектронным ($К^Р$) и огневым ($К^П$) воздействиями.

В моделях применения малоразмерных разведывательных БЛА представлены следующие этапы: подготовки к полету и взлет; съема координат на основе данных спутниковой радионавигационной системы (СРНС); корректировки местоположения; уточнения маршрута полета; вхождения в зону ведения разведки; ведения разведки и передачи данных на наземные пункты управления (НПУ) и потребителям в реальном масштабе времени по различным (выбранным – исправным, высокоскоростным) каналам; окончания работы. Показана работа важных с позиции защиты от радиоэлектронного воздействия линий (каналов) управления, связи, передачи данных, аппаратуры потребителей (АП) СРНС и оптикоэлектронных средств (ОЭС) разведки, размещенных на БЛА.

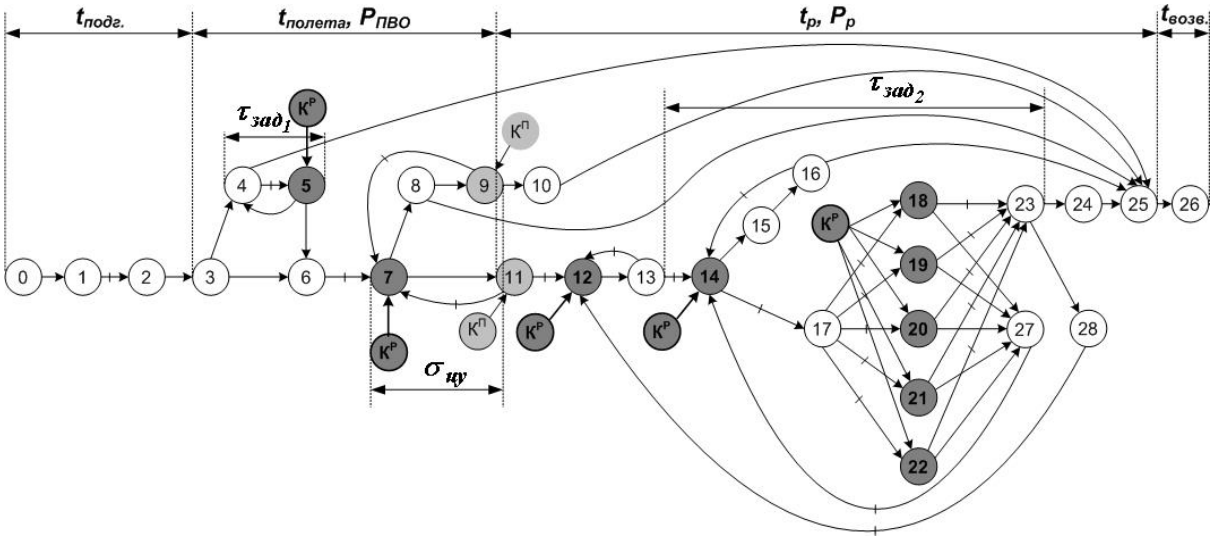


Рисунок 1 – Динамическая модель (граф) применения малоразмерных разведывательных беспилотных летательных аппаратов (вариант)

На рисунке 1 в модели применения малоразмерных разведывательных БЛА (РБЛА) представлены следующие состояния:

0 – комплекс с БЛА готов к выполнению задач по основному назначению;

1 – получен приказ о запуске РБЛА, полетное задание сформировано и введено в систему управления РБЛА, РБЛА готов к взлету;

2 – с НПУ в подсистему управления РБЛА поступила команда на взлет;

3 – произведен пуск, РБЛА взлетел;

4 – маршрут и параметры полета РБЛА не соответствуют заданным;

5 – с НПУ произведена корректировка полета РБЛА;

6 – маршрут и параметры полета РБЛА соответствуют заданным;

7 – СРНС работает (не нарушена), на основе данных СРНС произведен съем координат РБЛА, корректировка его местоположения, уточнение маршрута полета;

8 – работа СРНС нарушена, на основе данных инерциальной навигационной системы (ИНС) корректировка местоположения РБЛА, уточнение маршрута полета РБЛА относительно текущих координат (местоположения);

9 – РБЛА вошел в зону ведения разведки с ошибкой (целеуказания – ЦУ), определенной временем полета без СРНС (по ИНС, программе);

10 – работа СРНС не восстановлена, накоплена значительная ошибка определения координат (местоположения) РБЛА;

11 – РБЛА вошел в начало зоны ведения разведки без ошибки;

12 – на РБЛА включено ОЭС, ведется оптикоэлектронная разведка по маршруту полета в заданной зоне (районе);

13 – в системе сбора, обработки и передачи информации РБЛА проведено накопление (архивация и т.д.) достаточного (максимального) объема полученных разведданных для последующей их передачи на НПУ (потребителям) в реальном масштабе времени и/или записи на штатный носитель информации;

14 – проведен поиск исправного высокоскоростного канала передачи данных на НПУ (потребителям);

15 – каналы передачи данных с РБЛА на НПУ (потребителям) неисправны, передача разведданных в реальном масштабе времени невозможна;

16 – разведывательная информация сохранена на штатный носитель информации на РБЛА с целью накопления и последующей доставки на НПУ в виде файла (файлов);

17 – найден исправный канал (каналы) передачи данных с РБЛА на НПУ (потребителям), система передачи данных РБЛА готова к передаче разведданных в реальном масштабе времени на НПУ (потребителям);

18 – с РБЛА проведена передача информации (ретрансляция сигнала) через НПУ по каналам авиационной связи;

19 – с РБЛА проведена передача информации (ретрансляция сигнала) через выносной терминал по каналу передачи данных LOS (Line-of-Sight – «прямой видимости»);

20 – с РБЛА проведена передача информации (ретрансляция сигнала) на выносной видеотерминал по каналу LOS;

21 – с РБЛА проведена передача информации (ретрансляция сигнала) через НПУ по каналу передачи данных LOS;

22 – с РБЛА проведена передача информации (ретрансляция сигнала) по дополнительным (перспективным) каналам BLOS (Beyond-Line-of-Sight – «вне прямой видимости»);

23 – разведывательная информация с РБЛА на НПУ (потребителям) передана, срывов нет;

24 – данных, полученных с РБЛА, достаточно, время нахождения в заданной зоне (районе) РБЛА вышло;

25 – в систему управления РБЛА поступила команда (или запрограммировано) на окончание работы в заданной зоне (районе) и возвращение на «базу»;

26 – РБЛА закончил работу в заданной зоне (районе) и вернулся на «базу»;

27 – разведывательная информация с РБЛА на НПУ (потребителям) не передана или есть срывы в передаче данных (информация передана с ошибками);

28 – данных, полученных с РБЛА, недостаточно, время нахождения в заданной зоне (районе) РБЛА не вышло.

Таким образом, рассмотренная динамическая модель, включающая ориентированные временные графы состояний, является важным и неотъемлемым элементом при реализации системного подхода к моделированию применения разведывательных комплексов с БЛА малой дальности и ближнего действия с учетом радиоэлектронно-огневого воздействия на информационно-управляющие подсистемы БЛА.

Литература

1 Чекунов А. Программы создания беспилотных авиационных систем в интересах вооруженных сил США // Зарубежное военное обозрение. – 2014. – № 9. – С. 65-71.

2 Щербаков В. Ударные БЛА // Аэрокосмическое обозрение. – 2013. – № 6. – С. 22-33.

3 Материалы долгосрочного плана развития беспилотных авиационных систем США (UAS ROADMAP 2005) // Аэрокосмическое обозрение. – 2009. – № 1. – С. 48-58.

4 Вентцель Е.С. Исследование операций: задачи, принципы, методология. – 2-е изд. – М.: Наука, 1988. – 208 с.

Сведения об авторах

А.В. ПАВЛОВИЧ, С.Н. АНДРЕЕВ

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

ПРИМЕНЕНИЕ БЕСПРОВОДНОГО ИНТЕРФЕЙСА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ГАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫМ ДАТЧИКОМ НА ОСНОВЕ ZSM-5

А.С. Мамонов, Е.В. Богатиков, А.Н. Шебанов, Д.Г. Куликов, Е.Н. Бормонтов

The device for controlling the sensor based on ZSM-5 zeolite is developed, which includes a device for transmitting data via a wireless interface based on the ESP8266 module, as well as software for receiving and parameterizing the response from the sensor.

Введение

В настоящее время активно развиваются и внедряются в повседневную жизнь устройства автоматизации и датчики. Такие системы как умный дом направлены на обеспечение ресурсосбережения, повышение комфорта и безопасности. Важнейшая составляющая таких систем – датчики, расположенные по всей территории, передающие данные по беспроводному интерфейсу в единый центр управления. Вся информация обрабатывается и за счёт систем управления регулируются различные параметры (температура, влажность, освещённость и т.п.), что позволяет добиться автоматизации, как на производстве, так и в жилых домах.

Благодаря своим адсорбционным и селективным свойствам цеолиты могут быть использованы в газочувствительных датчиках. Способность цеолитов к детектированию адсорбированных веществ обусловлена топологией системы пор и каналов в их кристаллическом каркасе, а также присутствием в поровом пространстве катионов (прежде всего, щелочных металлов), слабо связанных с каркасом. Наличие катионов внутри пор определяет многообразие электрофизических эффектов, возникающих при адсорбции и зависящих от типа и концентрации адсорбированного вещества [1-4]. К одним из таких эффектов относится зависимость дрейфовой подвижности ионов в порах цеолита от типа сорбата. Анализ дрейфовой подвижности в газочувствительных датчиках обычно осуществляется методикой дифференциальной спектрометрии ионной подвижности [5,6]. В данной методике ионизированная газовая смесь пропускается через специальную дрейфовую трубку, разделяющую ионы в зависимости от величины их дрейфовой подвижности в газовой фазе. Данный метод обеспечивает очень высокую чувствительность и точность детектирования ценой достаточно высокой сложности устройства. Цеолит можно рассматривать как твердотельный аналог дрейфовой трубки. При этом существенно упрощается конструкция сенсора, однако усложняется методика интерпретации отклика сенсора.

Предложено использование кусочно-параболической интерполяции при параметризации отклика сенсора на воздействие измерительных прямоугольных импульсов напряжения переменной полярности. Показана эффективность введенной системы параметров при распознавании паров аммиака в присутствии паров воды.

В качестве датчика использовалась встречно-штыревая конструкция инертных графитовых электродов на ситалловой подложке. Для нанесения газочувствительного слоя на основе ZSM-5 применялось осаждение из водной взвеси с последующим отжигом.

Для идентификации состава сложной газовой использовалась зависимость дрейфовой подвижности ионов в порах цеолита от состава газовой смеси [1]. Для формирования отклика на сенсор подавались низкочастотные прямоугольные импульсы переменной полярности (рис.1).

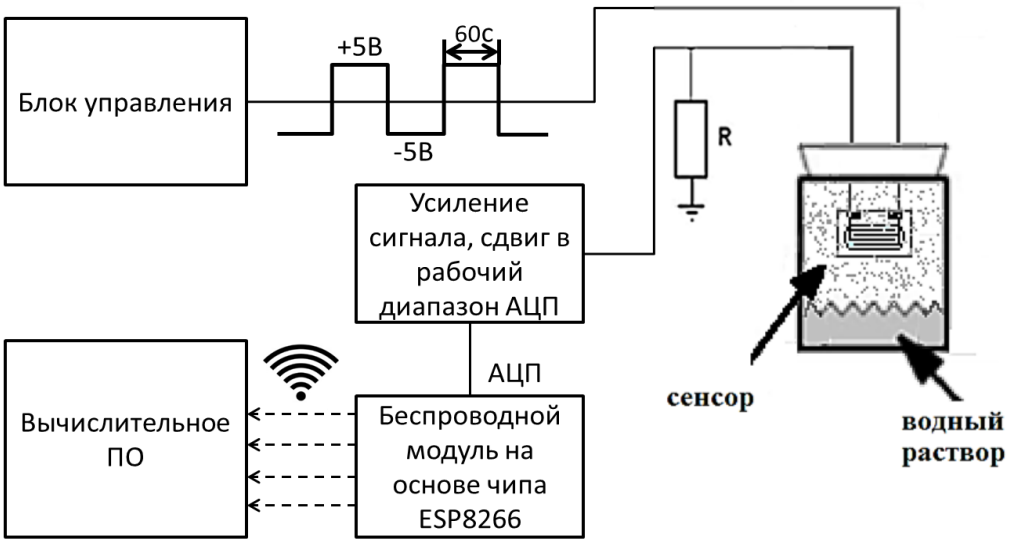


Рис.1. Схема проведения эксперимента.

В качестве детектируемого газа использовались пары водного раствора аммиака различных концентраций. При проведении контрольных экспериментов использовались пары воды. Для регенерации сенсор нагревался до T ~ 80 °C.

Структура устройства

Общую структуру разработанного устройства можно разделить на 3 блока: блок управления, сенсор и блок обработки и передачи данных.

Блок управления включает в себя: схему стабилизации напряжения питания на уровне 5В, схему инвертирования стабилизированного напряжения питания до -5В, схему получения низкочастотных прямоугольных импульсов разной полярности (рис.1).

В качестве стабилизатора использовалась микросхема L7805. Для инвертирования использовалось каскадное соединение двух КМОП микросхем конвертора напряжения ICL7660. Для получения импульсов использовалась КМОП микросхема 555-таймера ICM7555, работающая в режиме мультивибратора со скважностью 50% (рис.2).

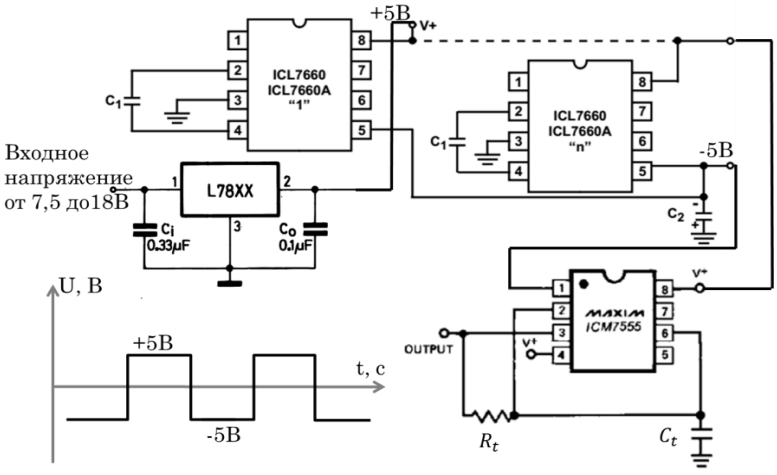


Рис. 2. Схема реализации блока управления.

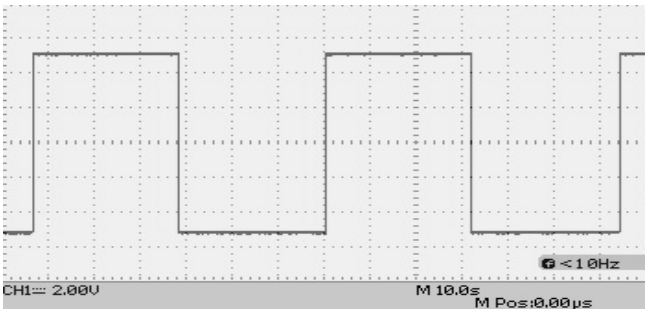


Рис.3. Осциллограмма выходного сигнала блока управления при R_t= 82 кОм, C_t = 470 мкФ.

Блок обработки и передачи данных включает в себя: схему усиления отклика сенсора, схему масштабирования и сдвига уровня, Wi-Fi модуль передачи данных и стабилизатор напряжения 3.3 В (рис.4).

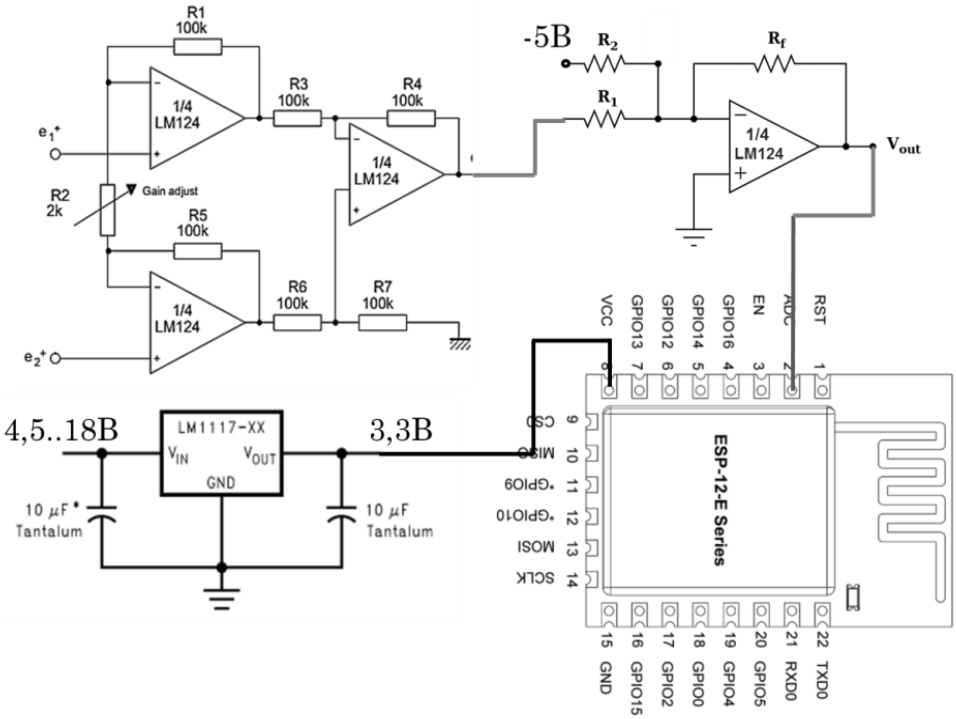


Рис.4 Схема реализации блока обработки и передачи данных.

Для усиления использовалась схема инструментального усилителя на трёх операционных усилителях (ОУ), реализованная на счетверенном ОУ LM124. Ещё один ОУ из микросхемы использовался для масштабирования и сдвига уровня. Для реализации беспроводной передачи данных был выбран Wi-Fi интерфейс, реализованный на модуле ESP8266-12E. Модуль имеет встроенный АЦП с рабочим диапазоном 0..1 В. Для масштабирования и сдвига отклика сенсора (из диапазона -5..+5 В в диапазон 0..1 В) был использован инвертирующий сумматор.

Для получения и отправки данных беспроводным модулем был реализован алгоритм, написанный на языке LUA, который выполняет создание точки доступа, настройки UDP-сервера, считывание с АЦП, усреднение и передача результатов в заданный порт по запросу. Этот процесс повторяется каждые 100 мс, завершается работа по команде. Для написания и загрузки скрипта в модуль использовалась интегрированная среда разработки ESPlorer.

Параметризация результатов эксперимента

В результате дрейфа ионов в порах ZSM-5 отклик сенсора содержит переходной процесс при изменении полярности измерительного импульса. Вид переходного процесса определяется концентрацией ионов в порах цеолита, а также их подвижностью. Сорбция полярных молекул сопровождается переходом ионов металлов (входящих в состав цеолита) из связанного состояние в свободное. Также возможна диссоциация сорбата. Таким образом, при сорбции полярных молекул происходит рост числа свободных ионов, а также изменение их подвижности. Подвижность может как увеличиваться (за счет появления новых типов ионов при диссоциации сорбата), так и уменьшаться (за счет перекрытия каналов цеолита сорбатом, который не подвергся диссоциации).

На рис.5 приведен пример отклика сенсора на воздействие измерительных импульсов напряжения переменной полярности. В начальный момент после изменения полярности напряжения, приложенного к сенсору, начинается дрейф ионов в порах цеолита и на поверхности кристаллитов. В этот момент проводимость сенсора максимальна. По мере того, как ионы достигают электродов или границ кристаллов, проводимость сенсора падает. Ток в начальный момент времени определяется концентрацией ионов. Скорость уменьшения проводимости сенсора определяется скоростью дрейфа ионов, которая зависит, прежде всего, от подвижности сорбата в порах. При росте концентрации сорбата подвижность ионов может падать, но определяющим остается тип молекул сорбата.

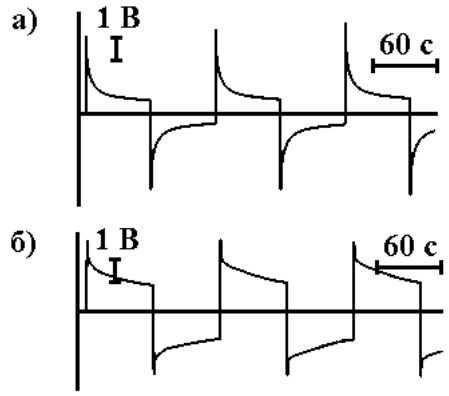


Рис.5. Влияние типа сорбата на отклик сенсора: а) в парах воды; б) в парах водного раствора аммиака.

Для параметризации переходного процесса предлагается использовать кусочно-параболическую интерполяцию (рис.6), удобную при практической реализации системы управления сенсором. Свободный член полинома p_0 зависит, прежде всего, от концентрации ионов. Тогда как линейный и квадратичный коэффициенты p_1, p_2 определяются преимущественно подвижностью ионов.

Обработка результатов экспериментов показала, что при работе с парами водного раствора аммиака и парами воды в используемой конфигурации сенсора оптимальным является разбиение кривой релаксации проводимости сенсора на два участка продолжительностью 9 и 50 сек, причем параболический характер становится доминирующим через 1 сек после начала процесса релаксации. Коэффициентами, наиболее чувствительными к составу газовой среды, оказались p_0 и p_1. Они были выбраны для калибровки сенсора.

В случае, когда сенсор обладает низкой селективностью и чувствителен к воздействию различных веществ (в нашем случае паров воды и паров аммиака), вместо

калибровочных кривых эффективнее использование пространства параметров, дающего неперекрывающиеся множества при сорбции различных веществ.

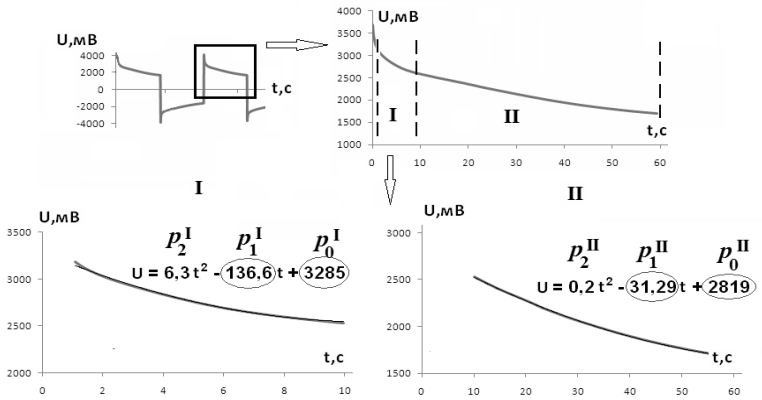


Рис.6. Кусочно-параболическая аппроксимация переходного процесса отклика сенсора.

Появления аммиака выводит в область параметров, неперекрывающуюся с областью, отвечающую за наличие воды. На начальном этапе скорость релаксации существенно зависит от типа сорбированных молекул. Рост концентрации аммиака сопровождается уменьшением скорости релаксации, тогда как рост концентрации паров воды сопровождается ростом скорости релаксации. На заключительном этапе скорость релаксации проводимости практически линейно связана с проводимостью и не зависит от типа сорбированных молекул (при этом рост концентрации детектируемого газа сопровождается ростом проводимости). Видимо это объясняется особенностью пространственного разделения ионов по подвижности.

Для управления беспроводным модулем было разработано приложение UDP клиента, которое подключается по заданному порту к серверу, реализованному на модуле ESP8266, принимает и сохраняет в файл результаты, полученные с АЦП. Графический интерфейс представлен на рис. 7.

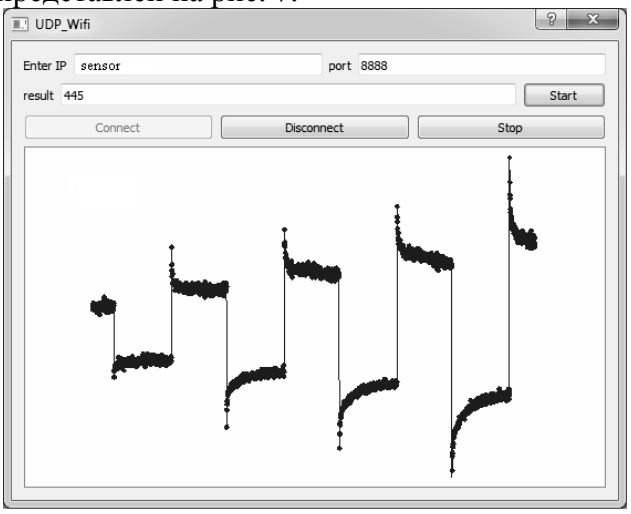


Рис.7. Графический интерфейс приложения UDP-клиента.

Для параметризации полученных результатов было разработано отдельное приложение, принимающее набор данных и временной шаг, на выходе имеется набор уравнений, описывающий каждый участок кривых релаксаций. Для разработки использовалась среда Qt.

Таким образом, разработанная система управления сенсором может быть использована в качестве основы для создания мобильного газочувствительного датчика на основе цеолита.

Список литературы

1. Куцова Д.С. Анализ состава сложной газовой смеси сенсором на основе цеолита [Текст] / Д.С. Куцова, Е.В. Богатиков, А.Н. Шебанов, К.Г. Смирнова, Г.И. Глушков // Нано- и микросистемная техника. – 2016. – Т.18, № 9. – С.589 - 592.

2. Chen P. Correlating the Integral Sensing Properties of Zeolites with Molecular Processes by Combining Broadband Impedance and DRIFT Spectroscopy - A New Approach for Bridging the Scales [Text] / P. Chen, S. Schonenbaum, T. Simons [et al.] // Sensors. – 2015. – Vol. 15. – P. 28915-28941.

3. Marr I. Planar Zeolite Film-Based Potentiometric Gas Sensor s Manufactured by a Combined Thick-Film and Electroplating Technique [Text] / I. Marr, S. Reib, G. Hagen, R. Moos // Sensors. – 2011. – Vol. 11. – P. 7736-7748.

4. Reib S. Zeolite-based Impedimetric Gas Sensor Device in Low-cost Technology for Hydrocarbon Gas Detection [Text] / S. Reib, G. Hagen, R. Moos // Sensors. – 2008. – Vol. 8. – P. 7904-7916.

5. Левин М. Н. Проект "Электронный нос" – разработка дифференциального спектрометра ионной подвижности [Текст] / М.Н. Левин // Безопасность, бизнес, наука. – 2014. – Т .6, №1. – С . 409.

6. Sinatra F. L. Differential Mobility Spectrometry - Mass Spectrometry for Atomic Analysis [Text] / F.L. Sinatra, T. Wu, S. Manolakos [et al.] // Anal. Chem. – 2015. – Vol. 87. – P. 1685-1693.

Сведения об авторах

Мамонов Александр Сергеевич Год рождения: 1994 Название вуза и год его окончания: ВГУ, 2016 г. Направления научных исследований: разработка газочувствительного датчика на основе цеолита

Электронный адрес: mamonov9413@gmail.com

Богатиков Евгений Васильевич Год рождения: 1980 Название вуза и год его окончания: ВГУ, 2003 г. Год защиты диссертации: 2006 Место работы: ВГУ Направления научных исследований: твердотельная электроника и микроэлектроника

Электронный адрес: evbogatikov@yandex.ru

Шебанов Александр Николаевич Год рождения: 1983 Название вуза и год его окончания: ВГУ, 2006 г. Направления научных исследований: молекулярно-динамическое моделирование процессов сорбции в наноматериалах

Электронный адрес: anshebanov@hotmail.com

Куликов Денис Геннадьевич Год рождения: 1990 Название вуза и год его окончания: ВГУ, 2013 г. Направления научных исследований: гибридные наноматериалы на основе природных алюмосиликатов

Электронный адрес: denko.90@mail.ru

Бормонтов Евгений Николаевич Год рождения: 1951 Название вуза и год его окончания: ВГУ, 1973 г. Год защиты диссертации: 2001 Место работы: ВГУ Направления научных исследований: физика полупроводников и квантовых низкоразмерных систем, твердотельная электроника и микроэлектроника, нанотехнологии в электронике

Электронный адрес: me144@phys.vsu.ru

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ БЕСПЛАТФОРМЕННОЙ ИНТЕГРИРОВАННОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ АНТЕННЫ

Митькин А.С., Погорелов В.А., Семилеткин А.О., Соколов С.В.

Решается задача определения параметров движения антенны на основе использования тесноинтегрированной бесплатформенной навигационной системы. Построена стохастическая модель вектора состояния информационно-измерительного комплекса, приборный состав которого включает три ортогональных датчика угловой скорости и три ортогональных акселерометра. В качестве наблюдателя предложено использовать выходной сигнал спутниковой навигационной системы. Разработанный алгоритм позволяет обеспечить устойчивое высокоточное оценивание всех параметров движения антенн в условиях действия помех различной физической природы.

USE OF STRAPDOWN INTEGRATED NAVIGATION SYSTEM FOR ANTENNA MOTION PARAMETER EVALUATION

A.S. Mit'kin, V.A. Pogorelov, A.O.Semiletkin, S.V. Sokolov

The task of antenna motion parameter identification is solved using a closely integrated strapdown navigation system as a basis. The state vector stochastic model has been built for the information-measuring complex whose instrumentation includes three orthogonal angular velocity sensors and three orthogonal accelerometers. It is proposed to use the satellite navigation system output signal as an observer. The developed algorithm allows for a stable, high-precision evaluation of all antenna motion parameters even under impact of interferences of various physical nature.

Решение задачи определения положения подвижной антенны предполагает определение параметров ее линейного и углового движения [1,2]. В связи с этим доведение точности определения положения антенны до субсантиметрового диапазона выдвигает в качестве задачи повышение точности определения параметров углового и линейного движения до значений, характерных для современных систем геодезического класса [3]. На сегодняшний день определение положения антенны осуществляется по различным направлениям [1-8]. Весьма перспективными являются как непосредственное использование навигационной информации от спутниковых навигационных систем (СНС) [3,4], так и интеграция информации от СНС с показаниями бесплатформенной инерциальной навигационной системы (БИНС) [3, 5].

Первый подход не в состоянии обеспечить полное решение проблемы высокоточного определения параметров движения антенны в силу неработоспособности СНС при возрастании уровня электромагнитных, радиационных или атмосферных помех, а также зависимости точности СНС от состава спутниковой группировки и условий функционирования каждого спутника, зависимости точности СНС от скорости объекта и т.д. [5-8].

В связи с этим *целью работы* является определение параметров углового и линейного движения антенны по показаниям интегрированной навигационной системы (ИНС). Для достижения поставленной цели в работе решается *научная задача* построения стохастической модели вектора состояния ИНС в форме «объект-наблюдатель»,

обеспечивающей возможность использования для оценки параметров движения антенны современных методов нелинейной стохастической фильтрации [7-9].

Для возможности дальнейшего решения этой задачи будем использовать следующие правые системы координат (СК) [5]: прибоную СК (ПСК) $J\ Oxyz$, начало которой расположено в центре масс (ЦМ) объекта, а оси направлены по соответствующим взаимно ортогональным осям чувствительности инерциальных датчиков, вращающуюся вместе с Землей гринвичскую СК (ГрСК) $G\ O\eta_1\xi_1\zeta_1$ - с началом в центре Земли, ось η направлена к Северному полюсу, ось ζ расположена в плоскости Гринвичского меридиана, а ось ξ так, чтобы система координат $\xi\eta\zeta$ была правой; инерциальную СК (ИСК) $I\ O\eta\xi\zeta$ с началом в центре Земли; сопровождающую (ССК) *S OXYZ,* начало которой расположено в ЦМ объекта, ось OY совпадает с направлением местного меридиана, ось Z направлена по линии отвеса (местной вертикали), а ось OX дополняет СК до правой.

Считаем также, что измерительный комплекс содержит три акселерометра, три датчика угловой скорости (ДУС) и приемную аппаратуру СНС.

Текущая ориентация трехгранника S сопровождающей СК относительно триэдра G гринвичской СК (в силу принятого определения ССК) описывается уравнениями [5]:

$$\begin{vmatrix}\dot\lambda\\ \dot\varphi\end{vmatrix}=\begin{vmatrix}0 & (\cos\varphi)^{-1}\\ -1 & 0\end{vmatrix}\begin{vmatrix}\omega_X\\ \omega_Y\end{vmatrix}, \qquad (1)$$

$$\lambda(0)=\lambda_0,\ \varphi(0)=\varphi_0,$$

где $\lambda-$ долгота, $\varphi-$ широта объекта, ω_X,ω_Y - проекции вектора угловой скорости ω_s трехгранника S на оси ССК, обусловленные его движением - относительно невращающейся Земли. В свою очередь, текущая ориентация трехгранника ПСК J относительно ИСК описывается известными уравнениями Эйлера-Крылова:

$$\begin{vmatrix}\dot\alpha\\ \dot\beta\\ \dot\gamma\end{vmatrix}=\begin{vmatrix}\frac{\sin\gamma}{\cos\beta} & \frac{\cos\gamma}{\cos\beta} & 0\\ \cos\gamma & -\sin\gamma & 0\\ \sin\gamma tg\beta & \cos\gamma tg\beta & 1\end{vmatrix}\begin{vmatrix}\omega_x\\ \omega_y\\ \omega_z\end{vmatrix}=\Phi(\beta,\gamma)\omega$$

$$\alpha(0)=\alpha_0,\ \beta(0)=\beta_0,\ \gamma(0)=\gamma_0,$$

где α, β, γ - углы Эйлера-Крылова, определяющие ориентацию трехгранника ПСК относительно ИСК, $\omega=\begin{vmatrix}\omega_x & \omega_y & \omega_z\end{vmatrix}^T$, $\omega_i, i=x,y,z$ - проекции абсолютной угловой скорости, которые могут быть получены по показаниям Z_d ДУС

$$\omega=Z_d+W_d, \qquad (2)$$

где W_d – вектор помех измерений ДУС, который аппроксимируемый в общем случае БГШ с нулевым математическим ожиданием и матрицей интенсивностей D_d.

Для окончательного синтеза вектора состояния ИНС необходимо далее соответствующим образом представить правые части исходных систем уравнений (1), (2), учитывая, во-первых, особенности движения выбранной ССК, а во-вторых, несферичность Земли. Для определения проекций вектора $\omega_s=\begin{vmatrix}\omega_X & \omega_Y & \omega_Z=\omega_Y tg\varphi\end{vmatrix}^T$ в случае эллипсоидальной модели Земли воспользуемся полными уравнениями для проекций линейной скорости подвижной антенны:

$$V_X=\dot r_X+\omega_Y r_Z-\omega_Z r_Y,$$

$$V_Y = \dot{r}_Y - \omega_X r_Z + \omega_Z r_X, \qquad (3)$$
$$V_Z = \dot{r}_Z + \omega_X r_Y - \omega_Y r_X,$$

и учтем, что для выбранной ССК $r_X = 0$, $r_Y = -r_0 \sin\delta$, $r_Z = r_0 \cos\delta$.

В свою очередь, угол δ с достаточной для практики точностью может быть определен равенством $\delta = \xi \sin 2\varphi$ [3], где $\xi -$ сжатие референц-эллипсоида, а r_0 задается выражением

$$r_0 \approx a + h - a\xi \sin^2\varphi. \qquad (4)$$

Из (4) следует:

$$\dot{r}_Y \approx -\left(\dot{h} + a\delta\omega_X\right)\sin\delta + 2r_0 \cos\delta\,\omega_X\,\xi\cos 2\varphi, \qquad (5)$$
$$\dot{r}_Z \approx \left(\dot{h} + a\delta\omega_X\right)\cos\delta + 2r_0 \sin\delta\,\omega_X\,\xi\cos 2\varphi.$$

Полученные выражения после их подстановки в систему уравнений (3)

$$V_X = \omega_Y r_0 \cos\delta + \omega_Y tg\varphi\, r_0 \sin\delta, \qquad (6)$$
$$V_Y = -\left(\dot{h} + a\delta\omega_X\right)\sin\delta + 2r_0 \cos\delta\,\omega_X\,\xi\cos 2\varphi - \omega_X r_0 \cos\delta,$$
$$V_Z = \left(\dot{h} + a\delta\omega_X\right)\cos\delta + 2r_0 \sin\delta\,\omega_X\,\xi\cos 2\varphi - \omega_X r_0 \sin\delta$$

позволяют определить искомые проекции вектора ω_S:

$$\omega_Y \approx V_X \left(r_0\left(1 + tg\varphi\,\xi \sin 2\varphi\right)\right)^{-1} \approx V_X \left(\left(a + h - a\xi\sin^2\varphi\right)\left(1 + 2\xi\sin^2\varphi\right)\right)^{-1} = V_X R_{\xi Y}^{-1},$$

$$\omega_X = -\left(V_Y + V_Z \xi \sin 2\varphi\right)\left(\left(a + h - a\xi\sin^2\varphi\right)\left(1 - 2\xi\cos 2\varphi\right)\right)^{-1} = -\left(V_Y + V_Z \xi \sin 2\varphi\right) R_{\xi X}^{-1}.$$

В этом случае система дифференциальных уравнений, описывающих ориентацию выбранной ССК относительно ГрСК, принимает вид:

$$\dot{\varphi} = \left(V_Y + V_Z \xi \sin 2\varphi\right)\left(\left(a + h - a\xi\sin^2\varphi\right)\left(1 - 2\xi\cos 2\varphi\right)\right)^{-1}, \qquad (7)$$
$$\dot{\lambda} = (\cos\varphi)^{-1} V_X \left(\left(a + h - a\xi\sin^2\varphi\right)\left(1 + 2\xi\sin^2\varphi\right)\right)^{-1}.$$

А уравнение, описывающее изменение высоты h, соответственно:

$$\dot{h} = V_Z + V_Y \xi \sin 2\varphi\left(\left[\left(1 - \xi\sin^2\varphi\right)\left(1 - 2\xi\cos 2\varphi\right)\right]^{-1} - 1\right). \qquad (8)$$

В дальнейшем при синтезе вектора состояния ИНС будем использовать уравнения (7), (8). Для завершения формирования уравнений состояния ИНС необходимо также получить уравнения проекций линейной скорости объекта, входящих в уравнения (7),(8).

Для синтеза уравнений проекций V_X, V_Y и V_Z обратимся к основному уравнению инерциальной навигации, записанному в ССК S для вектора ускорений, измеряемых акселерометрами при движении объекта:

$$A_S = \dot{V}_S + \left(2\Omega_S + \omega_S\right) \times V_S + g_S, \qquad (9)$$

где $A_S = \left|A_X \;\; A_Y \;\; A_Z\right|^T$ – вектор ускорений, измеряемых акселерометрами, в ССК, $V_S = \left|V_X \;\; V_Y \;\; V_Z\right|^T$ – вектор скорости объекта относительно Земли, $\Omega_S = \left|\Omega_X \;\; \Omega_Y \;\; \Omega_Z\right|^T$ – вектор угловой скорости вращения Земли, проекции которого на оси выбранной ССК имеют вид: $\Omega_X = 0$, $\Omega_Y = \Omega\cos\varphi$, $\Omega_Z = \Omega\sin\varphi$, $\Omega -$ скорость вращения Земли, $\omega_s = \left|\omega_X \;\; \omega_Y \;\; \omega_Y tg\varphi\right|^T$ – вектор угловой скорости ССК, обусловленной движением объекта относительно Земли, $g_S = \left|g_X \;\; g_Y \;\; g_Z\right|^T$ – вектор ускорения силы тяжести.

Система уравнений (9) в проекциях на оси выбранной ССК имеет вид:

$$A_X = \dot{V}_X + \left(2\Omega sin\varphi + tg\varphi V_X R_{\xi Y}^{-1}\right)V_Z - \left(2\Omega sin\varphi + tg\varphi V_X R_{\xi Y}^{-1}\right)V_Y,$$
$$A_Y = \dot{V}_Y + \left(2\Omega sin\varphi + tg\varphi V_X R_{\xi Y}^{-1}\right)V_X + \left(V_Y + V_Z \xi sin2\varphi\right)R_{\xi X}^{-1} V_Z, \quad (10)$$
$$A_Z = \dot{V}_Z - \left(V_Y + V_Z \xi sin2\varphi\right)R_{\xi X}^{-1} V_Y - \left(2\Omega cos\varphi + V_X R_{\xi Y}^{-1}\right)V_X + g(h,\varphi,r).$$

В свою очередь, вектор сигналов акселерометров может быть представлен в ССК следующим образом:

$$A_S = C^T (Z_a - W_a), \quad (11)$$

где $Z_a = \left| Z_{a_x} \;\; Z_{a_y} \;\; Z_{a_z} \right|^T$ – вектор выходных сигналов акселерометров, $W_a = \left| W_{a_x} \;\; W_{a_y} \;\; W_{a_z} \right|^T$ – вектор помех акселерометров, аппроксимируемый в общем случае БГШ с нулевым математическим ожиданием и матрицей интенсивностей D_a, $C(\alpha,\beta,\gamma,\lambda,\varphi) = D(\alpha,\beta,\gamma)B^T(\lambda,\varphi)$ – матрица направляющих косинусов, определяющая ориентацию ССК относительно ПСК, $D(\alpha,\beta,\gamma)$– матрица поворота 2-го рода, определяющая ориентацию ПСК относительно ИСК

$$D(\alpha,\beta,\gamma) = \begin{vmatrix} sin\beta sin\alpha sin\gamma + cos\beta cos\gamma & cos\alpha sin\gamma & cos\beta sin\alpha sin\gamma - sin\beta cos\gamma \\ sin\beta sin\alpha cos\gamma - cos\beta sin\gamma & cos\alpha cos\gamma & cos\beta sin\alpha cos\gamma + sin\beta sin\gamma \\ sin\beta cos\alpha & -sin\alpha & cos\beta cos\alpha \end{vmatrix},$$

$B(\varphi,\lambda) = D(-\varphi,\lambda+\Omega t = \psi,0)$ – матрица 2-го рода, определяющая ориентацию ССК относительно ИСК. Уравнения (14), (15) позволяют записать дифференциальные уравнения, описывающие изменение проекций скорости V_X, V_Y, V_Z, в следующей форме

$$\dot{V}_X = \left(2\Omega sin\varphi + V_X tg\varphi R_{\xi Y}^{-1}\right)V_Y - \left(2\Omega cos\varphi + V_X R_{\xi Y}^{-1}\right)V_Z + \left| C_{11} \;\; C_{21} \;\; C_{31} \right\| Z_a - W_a \left|, \right. \quad (12)$$
$$\dot{V}_Y = -\left(2\Omega sin\varphi + V_X tg\varphi R_{\xi Y}^{-1}\right)V_X - V_Z\left(V_Y + V_Z \xi sin2\varphi\right)R_{\xi X}^{-1} + \left| C_{12} \;\; C_{22} \;\; C_{33} \right\| Z_a - W_a \left|, \right.$$
$$\dot{V}_Z = \left(2\Omega cos\varphi + V_X R_{\xi Y}^{-1}\right)V_X + \left(V_Y + V_Z \xi sin2\varphi\right)R_{\xi X}^{-1} V_Y - g(h,\varphi,r) + \left| C_{13} \;\; C_{23} \;\; C_{33} \right\| Z_a - W_a \left|, \right.$$

где $C_{ij} - ij-$ й элемент матрицы $C(\alpha,\beta,\gamma,\lambda,\varphi)$.

Полученные выше уравнения (7-12) позволяют окончательно представить искомую систему уравнений состояния исследуемой БИНС в следующем виде:

$$\left| \begin{matrix} \dot{\alpha} \\ \dot{\beta} \\ \dot{\gamma} \end{matrix} \right| = \Phi(\beta,\gamma)Z_d - \Phi(\beta,\gamma)W_d, \quad (13)$$

$$\dot{\lambda} = (cos\varphi)^{-1} V_X \left(\left(a + h - a\xi sin^2\varphi\right)\left(1 + 2\xi sin^2\varphi\right)\right)^{-1},$$
$$\dot{\varphi} = \left(V_Y + V_Z \xi sin2\varphi\right)\left(\left(a + h - a\xi sin^2\varphi\right)\left(1 - 2\xi cos2\varphi\right)\right)^{-1},$$
$$\dot{V}_X = \left(2\Omega sin\varphi + V_X tg\varphi R_{\xi Y}^{-1}\right)V_Y - \left(2\Omega cos\varphi + V_X R_{\xi Y}^{-1}\right)V_Z + \left| C_{11} \;\; C_{21} \;\; C_{31} \right\| Z_a - W_a \left|, \right.$$
$$\dot{V}_Y = -\left(2\Omega sin\varphi + V_X tg\varphi R_{\xi Y}^{-1}\right)V_X - V_Z\left(V_Y + V_Z \xi sin2\varphi\right)R_{\xi X}^{-1} + \left| C_{12} \;\; C_{22} \;\; C_{33} \right\| Z_a - W_a \left|, \right.$$
$$\dot{V}_Z = \left(2\Omega cos\varphi + V_X R_{\xi Y}^{-1}\right)V_X + \left(V_Y + V_Z \xi sin2\varphi\right)R_{\xi X}^{-1} V_Y - g(h,\varphi,r) + \left| C_{13} \;\; C_{23} \;\; C_{33} \right\| Z_a - W_a \left|, \right.$$
$$\dot{h} = V_Z + V_Y \xi sin2\varphi\left(a\left[\left(a + h - a\xi sin^2\varphi\right)\left(1 - 2\xi cos2\varphi\right)\right]^{-1} - 1\right).$$

По окончании синтеза уравнений вектора состояния БИНС в виде (13) с целью возможности последующего синтеза его апостериорной оценки с использованием методов теории стохастической фильтрации необходимо получить уравнение наблюдателя Z за вектором состояния БИНС [9].

С этой целью рассмотрим возможность использования для оценки навигационных параметров спутниковых измерений. Сигналы кодовых и доплеровских измерений несут информацию как о текущих координатах антенны РЛС, так и о его скорости, т.е. могут быть использованы при синтезе алгоритмов фильтрации навигационных параметров как сигналы наблюдения вектора состояния объекта. Но для подобного их использования необходимо представить все навигационные параметры в ССК, одновременно полагая, что навигационные параметры спутника (как координаты, так и скорости) в момент измерения известны с заданной точностью.

Для выбранной ССК модели сигналов кодовых и доплеровских измерений можно представить следующим образом [3]:

$$
\begin{aligned}
Z_R &= \sqrt{\left(\xi_c - \left(a+h-a\xi\sin^2\varphi\right)\cos\left(\varphi-\delta\right)\sin\lambda\right)^2 + \left(\eta_c - \left(a+h-a\xi\sin^2\varphi\right)\sin\left(\varphi-\delta\right)\right)^2 + } \\
&\overline{+\left(\zeta_c - \left(a+h-a\xi\sin^2\varphi\right)\cos\left(\varphi-\delta\right)\cos\lambda\right)^2} + W_{ZR}, \qquad (14) \\
Z_V &= \left[\left(\xi_c - \left(a+h-a\xi\sin^2\varphi\right)\cos\left(\varphi-\delta\right)\sin\lambda\right)\left(V_{\xi c} - B^T_{(1)}(\varphi,\lambda)V_S\right) + \right. \\
&+ \left(\eta_c - \left(a+h-a\xi\sin^2\varphi\right)\sin\left(\varphi-\delta\right)\right)\left(V_{\eta c} - B^T_{(2)}(\varphi,\lambda)V_S\right) + \\
&\left. + \left(\zeta_c - \left(a+h-a\xi\sin^2\varphi\right)\cos\left(\varphi-\delta\right)\cos\lambda\right)\left(V_{\zeta c} - B^T_{(3)}(\varphi,\lambda)V_S\right)\right] \times \\
&\times \left\{ \sqrt{\left(\xi_c - \left(a+h-a\xi\sin^2\varphi\right)\cos\left(\varphi-\delta\right)\sin\lambda\right)^2 + \left(\eta_c - \left(a+h-a\xi\sin^2\varphi\right)\sin\left(\varphi-\delta\right)\right)^2 + } \right. \\
&\left. \overline{+\left(\zeta_c - \left(a+h-a\xi\sin^2\varphi\right)\cos\left(\varphi-\delta\right)\cos\lambda\right)^2} \right\}^{-1} + W_{ZV},
\end{aligned}
$$

где $B^T_{(i)}(\varphi,\lambda)$ – *i*-я строка матрицы $B^T(\varphi,\lambda)$.

Построенная стохастическая модель ИНС в форме «объект-наблюдатель» (13), (14) позволяет получить оценки параметров движения антенны, используя современные методы стохастической нелинейной фильтрации. Результаты численного моделирования показали, что применение предложенных алгоритмов повышает точность определения параметров движения антенны по углам ориентации на 30%, по параметрам линейного движения на 20%, по высоте на 15%. При этом не требуется существенных конструкторско-технологических доработок измерительного комплекса.

Литература

1. *Кузьмин С.З.* Цифровая радиолокация. Введение в теорию. Киев: КВИНЦ, 200.- 350 с.

2. *Bar*-Shalom *Y., Willet P.K., Tian X.* Tracking and date fusion: a handbook of algorithms. Storrs: YBS Publishing, 2011.

3. *Генике А.А., Побединский Г.Г.* Глобальные спутниковые системы определения местоположения и их применение в геодезии. М.: Картгеоцентр, 2004. 355 с.

4. *Лукасевич В.*И., *Погорелов В.А., Соколов С.В.* Алгоритм оценки параметров вращения распределенной антенны по спутниковым измерениям // Радиотехника. №6, 2015, с.122-132.

5. *Соколов С.В., Погорелов В.А.* Стохастическая оценка, управление и идентификация в высокоточных навигационных системах. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2016. – 264 с.

6. *Соколов С.В., Погорелов В.А.* Основы синтеза многоструктурных бесплатформенных навигационных систем. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2009. – 190 с.

7. *Митькин А.С., Погорелов В.А.* Метод управления радиотехнической системой в условиях параметрической неопределенности модели вектора состояния // Радиотехника, 2014, №8, с. 50-54.

8. *Митькин А.С., Погорелов В.А.* Субоптимальное управление вектором состояния радиотехнической системы подвижного объекта // Успехи современной радиоэлектроники № 12, 2014, с.12-17.

9. *Синицын И.Н.* Фильтры Калмана и Пугачева. – М.: Логос, 2006. – 640 с.

Сведения об авторах

	Погорелов Вадим Алексеевич − ведущий научный сотрудник ФГУП «Федеральный научно-производственный центр РНИИРС». Доктор технических наук, доцент. Окончил Ростовское высшее военное командно-инженерное училище ракетных войск в 1993 г. Защитил диссертацию доктора технических наук в 2010 г. Область научных интересов - системы навигации. E-mail Vadim.Pogorelov.rnd@gmail.com
	Соколов Сергей Викторович – профессор Ростовского государственного экономического университета. Окончил Ростовское высшее военное командно-инженерное училище ракетных войск в 1980. Защитил диссертацию доктора технических наук в 1996 г. Область научных интересов - системы навигации подвижных объектов. E-mail *S.v.s.888@yandex.ru*
	Митькин Алексей Сергеевич – руководитель сектора ФГУП «РНИИРС», аспирант. Окончил Ростовский государственный университет в 1998 г. Область научных интересов – системы радиолокации, связи и навигации, E-mail: elexx@yandex.ru
	Семилеткин Алексей Олегович, аспирант ФГУП «РНИИРС». Окончил Южный федеральный университет в 2011 г. Область научных интересов компьютерное зрение, системы навигации. E-mail:semiletkinalex@gmail.com

ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ ИНТЕГРИРОВАННЫХ СИСТЕМ БЕЗОПАСНОСТИ ОХРАНЯЕМЫХ ОБЪЕКТОВ

Дурденко В.А., Рогожин А.А.

В докладе предложено решение актуальной задачи оценки надежности интегрированных систем безопасности (ИСБ), которая пока была недостаточно проработана. Предложен общий алгоритм решения указанной задачи. Описана разработанная структурная модель ИСБ.

ASSESSMENT OF GUARDED FACILITITES' INTEGRATED SAFETY SYSTEMS RELIABILITY

The report discusses a solution of assessing Integrated Safety Systems' (ISS) reliability which has not been sufficiently developed up to now. General consequential procedure of the solution is described as well as the developed structural simulation of ISS.

Durdenko V.A., Rogozhin A. A.

Оценка надежности интегрированных систем безопасности (ИСБ) [6] необходима при сравнении и обоснованном выборе той или иной структуры ИСБ, а также для разработки программ обеспечения надежности, выработки, обоснования и оптимизации технических решений с учетом экономической целесообразности на этапах проектирования, внедрения, приемки и эксплуатации ИСБ на объектах различного функционального назначения. Как правило, на этапе проектирования проводится экспертиза и сравнивается несколько структур ИСБ как по показателям надежности, так и по обобщенным показателям «качество-цена», тем самым постоянно возникает задача обоснования выбора «лучшей» из них. Научная задача оценки надежности ИСБ является весьма актуальной ввиду недостаточно проработанного подхода к ее решению. В этой связи предложен обобщенный алгоритм решения научной задачи – оценки надежности ИСБ [4, 7]охраняемых объектов, представленный в виде блок-схемы (см. рисунок).

Обобщенный алгоритм включает в себя следующие этапы:

1. Разрабатывается структурная модель ИСБ (в нашей работе базовая структурная модель ИСБ) [2, 5].
2. С использованием общего логико-вероятностного метода и технологии автоматизированного структурно-логического моделирования [1] разрабатывается структурно-логическая модель/схема функциональной целостности (СФЦ) ИСБ [2, 5], которая преобразуется в логическую, далее в расчетную вероятностную, далее проводится вычислительный эксперимент [8] по расчету оцениваемых показателей надежности ИСБ [10]. Если коэффициент готовности ИСБ (как полностью восстанавливаемой системы) больше 0,93 в соответствии с ГОСТ Р 53704-2009 или если вероятность готовности *k*-й ИСБ больше *l*-й ИСБ (как смешанной системы), то такая структура ИСБ участвует в дальнейшей экспертизе.
3. Проводится экспертное оценивание эффективности выполнения целевой функции выбранных надежных структур ИСБ по шкале [0…5].
4. Каждой структуре ИСБ ставится стоимостная оценка в условных единицах.
5. Применяется широко известный метод анализа иерархий МАИ Т. Саати [11]. Получаем векторы приоритетов для обобщенного показателя качества и для показателя «обратной цены».

6. Проводится коррекция результатов анализа иерархий функциональных возможностей ИСБ методом ассоциативного обучения нейронной сети и с помощью соответствующего программного комплекса [3].

Рисунок. Блок-схема алгоритма оценки надежности ИСБ (начало)

Рисунок. Блок-схема алгоритма оценки надежности ИСБ (конец)

7. Также при необходимости проводится прогнозирование состояния новой структуры ИСБ с учетом комплексного показателя «качество-цена» и определяется ее соответствие области приемлемых решений.

8. Проводится сравнение и выбор «наилучшей» структуры ИСБ с учетом комплексного показателя «качество-цена».

9. С помощью программного комплекса автоматизированного составления планов повышения надежности – «Резерв ИСБ» [9] разрабатывается план повышения надежности выбранной структуры ИСБ для снижения неопределенности исходных данных при разработке Программы обеспечения надежности (ПОН) ИСБ, предусмотренной требованиями государственных стандартов в области надежности технических систем.

Литература

1. Можаев, А. С. Теоретические основы общего логико-вероятностного метода автоматизированного моделирования систем / А. С. Можаев, В. Н. Громов. — СПб.: ВИТУ, 2000. — 145 с.

2. Рогожин, А. А. Количественная оценка надежности интегрированной системы безопасности на основе логико-вероятностного моделирования / А. А. Рогожин, В. А. Дурденко // Вестник Воронежского института МВД России. 2013. — № 2. — С. 207–215.

3. Рогожин, А. А. Коррекция результатов анализа иерархий функциональных возможностей интегрированных систем безопасности методом ассоциативного обучения нейронной сети / А. А. Рогожин, А. В. Мельников, С. А. Мальцев // Вестник Воронежского института МВД России. — Воронеж: 2016. — №1. — С. 52-61.

4. Рогожин, А. А. Критериальное моделирование оценки качества функционирования и надежности интегрированных систем безопасности охраняемых объектов / А. А. Рогожин, В. А. Дурденко // Вестник Воронежского института МВД России. — Воронеж, 2012. — № 1.— С. 205–214.

5. Рогожин, А. А. Математическое моделирование и оценка надежности интегрированной системы безопасности при воздействии дестабилизирующих факторов / А. А. Рогожин, В. А. Дурденко, Б. О. Баторов // Вестник Воронежского института МВД России. — 2014. — № 1.— С. 75–86.

6. Рогожин, А. А. Основы построения интегрированных систем безопасности: учеб. пособие / А. А. Рогожин. — Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2012. — 74 с.

7. Рогожин, А. А. Оценка структурной и параметрической надежности интегрированных систем безопасности охраняемых объектов / А. А. Рогожин, В. А. Дурденко, А. В. Яковлев // Вестник Воронежского государственного университета. Системный анализ и информационные технологии. — 2012. — №1. — С. 61–68.

8. Рогожин, А. А. Применение технологии автоматизированного структурно-логического моделирования для количественной оценки надежности интегрированных систем безопасности: формализованная постановка задачи / А. А. Рогожин // Вестник Воронежского института МВД России. — 2013. — №2. — С. 195–206.

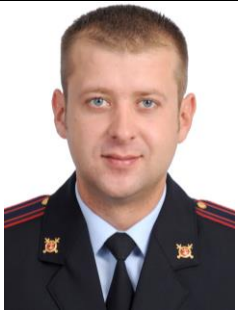
9. Рогожин, А. А. Программный комплекс автоматизированного составления планов повышения надежности интегрированных систем безопасности / А. А. Рогожин, В. А. Дурденко // Информатика: проблемы, методология, технологии: материалы XV Международной конференции. — Воронеж: Воронежский государственный университет, 2015. — Т.2. — С. 85-90.

10. Рогожин, А. А. Формирование перечня оцениваемых показателей надежности интегрированной системы безопасности на стадии проектирования / А. А. Рогожин, В.

А. Дурденко // Актуальные вопросы эксплуатации систем охраны и защищенных телекоммуникационных систем: материалы Всероссийской научно-практической конференции. — Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2013. — С. 140–142.

11. Саати Т. Принятие решений: Метод анализа иерархий: Пер. с англ. / Т. Саати. — М.: Радио и связь, 1993. — 278 с.

Сведения об авторах

	Дурденко Владимир Андреевич, 1946 года рождения, окончил Воронежский государственный университет в 1969 году по специальности «радиофизик-электронщик». Сфера научной деятельности касается моделирования и оптимизации автоматизированных систем управления централизованной охраны, процессного подхода к управлению и моделированию бизнес-процессов, проблем информационного обмена, вопросов электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств различного назначения. В 1990 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.13.10 – Управление в экономических и социальных системах. В 2000 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук по специальности 05.13.06 – Автоматизированные системы управления. Заслуженный работник высшей школы Российской Федерации. В настоящее время – профессор кафедры информационных технологий управления факультета компьютерных наук Воронежского государственного университета. e-mail: dva_viis@mail.ru.
	Рогожин Александр Александрович, 1986 года рождения, окончил Воронежский институт МВД России в 2007 году по специальности «Радиотехника», окончил институт Дружбы народов Кавказа в 2013 году по специальности «Юриспруденция». Сфера научной деятельности касается вопросов моделирования, проектирования, эксплуатации и оценки надежности интегрированных систем безопасности, а также обеспечения комплексной безопасности объектов различного функционального назначения. В настоящее время – преподаватель кафедры радиотехнических и комплексов охранного мониторинга Воронежского института МВД России. e-mail: raa_tsbs@list.ru.

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЕ КОДИРОВАНИЕ В КАНАЛАХ ТЕЛЕКОДОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

В.В. Квашенников, В.В. Морозов

Описаны особенности применения помехоустойчивого кодирования в каналах телекодового управления. В таких каналах передают относительно короткие команды телекодового управления и предъявляют весьма жесткие требования по помехоустойчивости и оперативности доведения команд. Показано, что в каналах телекодового управления целесообразно использовать небольшие по длине блоковые помехоустойчивые коды. Представлен расчет каскадного помехоустойчивого кода в каналах с независимыми и группирующимися ошибками.

NOISEPROOF CODING IN CHANNELS OF TELECODE CONTROL

V.V. Kvashennikov, V.V. Morozov

Features of application of noiseproof coding in channels of telecode control are described. In such channels transfer rather short commands of telecode control and make rather rigid demands on a noise stability and efficiency of finishing of commands. It is shown, that in channels of telecode control it is expedient to use small on length noiseproof codes. Calculation of a cascade noiseproof code in channels with independent and grouped errors is presented.

Введение. Существующие цифровые каналы связи можно разделить на два больших класса. Первый класс каналов, который называют информационными каналами, предназначен для передачи длинных сообщений (≥100000 бит). Второй класс каналов составляют управляющие каналы. В таких каналах передают относительно небольшие формализованные сообщения (256-1024 бит), например команды телекодового управления, используемые в коротких циклах оперативного управления. Подходы к выбору помехоустойчивого кода для информационных и управляющих каналов существенным образом отличаются.

В информационных каналах применяют длинные коды: сверточные коды, гибридные каскадные коды, турбо коды, низкоплотные коды Галлагера, полярные коды. Вероятность ошибочного декодирования кода при заданном отношении сигнал-шум определяет помехоустойчивость кода. Эффективность кодов оценивается приближением помехоустойчивости к границе Шеннона при увеличении длины кода. Если турбо коды отстоят от границы Шеннона примерно на 0.5 дБ, то коды Галлагера при увеличении блоковой длины вплотную приближаются к границе Шеннона, а помехоустойчивость полярных кодов достигает границы Шеннона. Выбор перечисленных кодов обуславливается необходимостью поиска компромисса между помехоустойчивостью и сложностью реализации. Это асимптотически хорошие коды с небольшой сложностью декодирования. Сложность кодирования и декодирования этих кодов увеличивается довольно медленно, примерно как небольшая степень блоковой длины кода (1-2 степень), что дает возможность практической реализации для больших длин кода.

Однако, перечисленные асимптотически хорошие коды при небольшой длине будут иметь значительно худшую помехоустойчивость, чем наилучшие известные коды. Таблица наилучших известных двоичных кодов для небольших блоковых длин $n \leq 512$ с минимальным кодовым расстоянием вплоть до $d = 29$ приведена в [1]. В таблице для различных блоковых длин и минимальных расстояний дана величина избыточности

$r = n - k$ наилучших кодов и указаны сами коды. Хотя таблица была составлена в 70-х годах, но с того времени список наилучших коротких помехоустойчивых кодов изменился незначительно. Согласно таблице, к наилучшим кодам из числа линейных кодов, относятся совершенные коды Хемминга и Голея, квадратично-вычетные коды, коды БЧХ, коды Рида-Маллера и др. Из недвоичных кодов отметим коды Рида-Соломона, минимальное расстояние которых достигает верхней границы Синглтона $d = n - k + 1$.

Отметим также, что для декодирования длинных кодов часто используют упрощенные алгоритмы, например для декодирования полярных кодов используют поляризацию канала со стиранием ненадежных символов, что снижает помехоустойчивость этих кодов.

В каналах телекодового управления весьма важным показателем является оперативность доведения сообщения. Пакеты данных, формируемые значительной частью приложений, имеют небольшую длину и для защиты таких пакетов используют относительно короткие блоковые помехоустойчивые коды. Применение коротких кодов не требует больших вычислительных затрат, сложность кодирования и декодирования существенно снижается и появляется возможность практической реализации наилучших известных кодов.

Для небольших длин алгебраические помехоустойчивые коды БЧХ и Рида-Соломона немного проигрывают наилучшим известным кодам, однако имеют более простые алгоритмы кодирования и декодирования по сравнению с наилучшими кодами. Разумный компромисс по критериям помехоустойчивости и сложности обеспечивают каскадные и обобщенные каскадные помехоустойчивые коды на основе наилучших известных кодов, а также кодов БЧХ и Рида-Соломона [2,3].

Каскадные коды. Важным этапом в развитии теории кодирования является появление каскадных кодов, в основе построения которых лежит идея совместного использования нескольких компонентных кодов. В настоящее время каскадные помехоустойчивые коды являются одной из наиболее перспективных кодовых конструкций для передачи относительно небольших сообщений в каналах связи низкого качества с независимыми и группирующимися ошибками. Каскадная конструкция позволяет эффективно декодировать всю кодовую конструкцию с помощью более простых декодеров составляющих кодов.

Перечислим основные свойства каскадных кодов, обуславливающих высокую эффективность этих кодов.

1. Сложность реализации каскадных кодов возрастает как сумма сложностей реализации компонентных кодов, а минимальное кодовое расстояние, определяющее помехоустойчивость, – как произведение минимальных кодовых расстояний компонентных кодов, поэтому каскадный код является кодом с высокой помехоустойчивостью при относительно небольшой сложности реализации.
2. В качестве компонентных кодов каскадного кодирования обычно выбирают коды, помехоустойчивость которых близка к помехоустойчивости наилучших известных кодов.
3. Внутренний компонентный двоичный код БЧХ корректирует многократные независимые ошибки, а внешний компонентный недвоичный код Рида-Соломона – пакеты ошибок, поэтому каскадный код хорошо работает, как в каналах с независимыми ошибками, так и в каналах с группирующимися ошибками.
4. Внешний код Рида-Соломона легко изменяет свои параметры: блоковую n и информационную k длины кода, при этом минимальное кодовое расстояние $d = n - k + 1$, что позволяет оценивать помехоустойчивость каскадной кодовой конструкции. Это свойство каскадного кода весьма удобно при его использовании при адаптивном помехоустойчивом кодировании [4].

5. Для цикловой синхронизации каскадных кодов применяется оригинальная кодовая цикловая синхронизация по внутренним словам кода, безошибочным или с небольшим числом ошибок (1-2 ошибки), которая обеспечивает высокую вероятность установления синхронизации без передачи специальной синхронизирующей последовательности, а только за счет избыточности самого помехоустойчивого кода [5].
6. Для кодирования и декодирования внутреннего кода БЧХ используются табличные преобразования, для кодирования и вычисления синдрома ошибок кода Рида-Соломона – быстрые преобразования над конечными полями. При классическом декодировании кода Рида-Соломона в пределах минимального кодового расстояния применяют наилучший известный алгоритм Гао. Применяемые алгоритмы обеспечивают высокое быстродействие и приемлемую сложность реализации кодирования и декодирования каскадного кода.

Короткие коды за границей пропускной способности канала. Представляет интерес передача сообщений в каналах низкого качества. Считается, что связь невозможна за границей пропускной способности канала связи. Для длинных кодов невозможно обеспечить передачу сообщений, свободную от ошибок. Однако, короткие коды позволяют передавать сообщения с положительной вероятностью даже за пределами пропускной способности канала. Если длину помехоустойчивого кода не увеличивать, как в теореме Шеннона, а уменьшать, то часть кодов будет приниматься правильно.

Пропускная способность канала *C* с аддитивным белым гауссовым шумом (АГБШ) зависит от средней мощности сигнала *S*, средней мощности шума *N* и ширины полосы пропускания *W* и выражается формулой Шеннона-Хартли

$$C = W \log_2(1 + \frac{S}{N}). \qquad (1)$$

Ширина полосы пропускания *W* определяется рядом факторов, например технологическими ограничениями и др.

В [6] показано, что

$$\lim_{W \to \infty}(\frac{S}{N}) = -1,59\ \ddot{a}\acute{A}. \qquad (2)$$

При передаче противоположных равных сигналов (BPSK) и АГБШ, средняя вероятность ошибки в канале выражается формулой

$$p = Q\left(\sqrt{2 \cdot \frac{P_s}{E_n}}\right), \qquad (3)$$

где $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ – интеграл ошибок.

Пусть сообщение кодируют помехоустойчивым кодом *K1(n,k,d)*. При постоянной энергии на сообщение помехоустойчивый код уменьшает отношение энергии сигнала к шуму в число раз, равное скорости кода $R = \frac{k}{n}$, однако, при этом вероятность правильного приема сообщения может увеличиваться за счет коррекции ошибок помехоустойчивым кодом.

С учетом (1) выражение (3) запишется в виде

$$p = Q\left(\sqrt{2^{\beta R+1} - 2}\right), \tag{4}$$

где $\beta = \frac{C}{W}$ – относительная пропускная способность канала на единицу полосы частот, $\frac{áèò}{ãö}$.

Зависимость средней вероятности ошибки на бит p от относительной пропускной способности канала связи β при скорости кода $R = 0,5$ представлена на рис. 1.

При увеличении относительной пропускной способности канала средняя вероятность ошибки на бит уменьшается. Слева от кривой на рис. 1 расположены точки, в которых возможна передача сообщений при увеличении длины кода со сколь угодно малой вероятностью ошибки, а справа – точки, где это невозможно. Например, средняя вероятность ошибки на бит, соответствующая границе пропускной способности канала, при относительной пропускной способности канала $\beta = 1,5$, будет $p = 0,1215$.

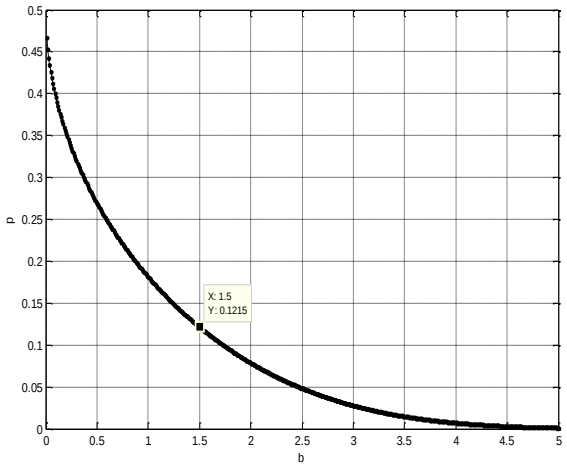


Рис. 1. Зависимость средней вероятности ошибки на бит от относительной пропускной способности канала связи

Вероятность довольно большая, но и при такой средней вероятности ошибки на бит можно передавать сообщения, используя короткие коды. Средняя вероятность ошибки на бит определяет среднее число ошибок t_{cp} в коде. Вероятность ошибочного декодирования будет сколь угодно мала при удлинении кода, если для любой длины кода справедливо $t \geq t_{cp}$, где t – число корректируемых ошибок. Иначе будет ошибочное декодирование. При $t \leq t_{cp}$ уменьшить вероятность ошибочного декодирования можно путем укорочения кода.

Оценим вероятность ошибочного декодирования для небольших по длине кодов. Предполагается использование полного алгоритма декодирования кода, без стираний, поэтому, вероятности правильного приема и ошибки помехоустойчивого кода для канала с независимыми ошибками выражаются соответственно формулами

$$P_{ï} = \sum_{i=0}^{t} C_n^i p^i (1-p)^{n-i}, \qquad P_{îø} = 1 - P_{ï} \tag{5}$$

При мягком декодировании кода *K1(n,k,d)* с минимальным кодовым расстоянием *d*, обычно принимают, что можно корректировать примерно *t=d-1* ошибок. Выберем двоичные коды небольшой длины, параметры которых приведены в таблице 1. Ско-

рость всех кодов R=0.5.

Таблица 1 Параметры кодов *(n,k,d)*

№ кода	1	2	3
n	16	24	32
k	8	12	16
d	5	8	8

Первый код получается укорочением на один бит кода Прейджа (17,9,5), второй код – расширенный код Голея (24,12,8), и наконец, третий код – код Рида-Маллера 3 порядка (32,16,8). Параметры кодов близки к параметрам наилучших кодов. Зависимость вероятности ошибки кода от коэффициента ошибок канала связи для различных кодов из таблицы 1 показана на рис. 2. Видно, что для всех трех кодов даже при больших значениях средней вероятности ошибки на бит $p = 0{,}1215$ возможен прием сообщений с вероятностью ошибки, не превышающей 0,05.

При дальнейшем увеличении длины кода вероятность ошибочного приема кода для больших вероятностей ошибки на бит будет возрастать.

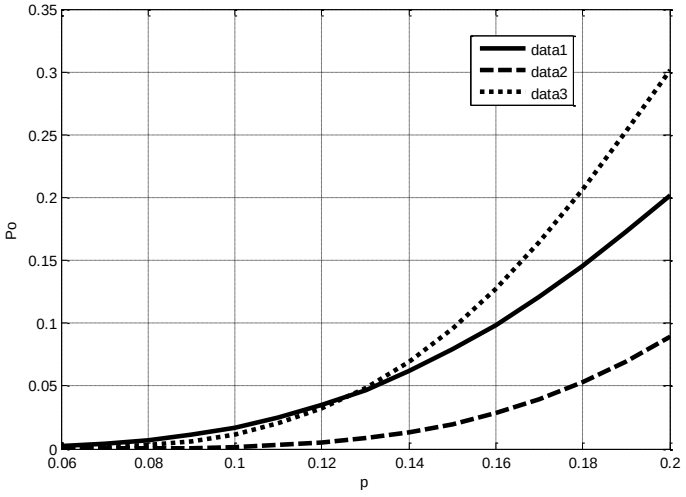


Рис. 2. Зависимости вероятности ошибки кода от средней вероятности ошибки на бит для различных кодов
(16,8,5) - data1, (24,12,8) – data2, (32,16,8) – data3,

Расчет каскадного кода. Классический каскадный помехоустойчивый код включает двоичный внутренний код БЧХ с коррекцией независимых ошибок и внешний код Рида-Соломона над конечным полем с обнаружением и исправлением ошибок. Для каскадного помехоустойчивого кода сначала рассчитывают вероятности правильного приема, трансформации и стирания слов внутреннего кода БЧХ, а затем – вероятность правильного приема кода Рида-Соломона, которая и является вероятностью доведения сообщения.

Для канала с независимыми ошибками вероятность правильного приема P_t кода БЧХ вычисляют по биномиальному закону

$$P_t = \sum_{i=0}^{t} C_n^i p^i (1-p)^{n-i} \quad . \qquad (6)$$

Вероятность трансформации рассчитывают на основе весовой структуры кода по

формуле [7]

$$P_e = \sum_{i=0}^{t}(1-p)^n \sum_{w=d}^{n} A(w) \sum_{v=0}^{i} C_w^{i-v} C_{n-w}^{v} \left(\frac{p}{1-p}\right)^{w-i+2v}, \qquad (7)$$

где *A(w)* – спектр кода или количество слов в коде веса *w*.

События правильного приема, трансформации и стирания кода образуют полную группу событий, и вероятность стирания вычисляют

$$P_s = 1 - P_t - P_e \qquad (8)$$

Для канала с группирующимися ошибками, заданного блоковой моделью ошибок, вероятности приема внутреннего кода рассчитывают приближенно по «объему сфер» [9].

Вероятность правильного приема кода при исправлении *t* ошибок будет равна

$$P_t = 1 - P(j > t, n). \qquad (9)$$

Введем β – коэффициент трансформаций, равный отношению числа трансформированных кодовых слов к числу стертых кодовых слов внутреннего кода

$$\beta = \frac{P_e}{P_s}. \qquad (10)$$

Поэтому,

$$P_e = \beta \cdot P_s = \beta \cdot (1 - P_t - P_e). \qquad (11)$$

Отсюда вероятность трансформации слова внутреннего кода P_e оценивают

$$P_e = \frac{\beta}{\beta + 1}(1 - P_t). \qquad (12)$$

Коэффициент трансформаций β в зависимости от информационной длины *k* и блоковой длины *n* кода приближенно выражают в виде

$$\beta = \frac{(2^k - 1) \times \sum_{i=0}^{t} C_n^i}{2^n - 2^k \times \sum_{i=0}^{t} C_n^i}. \qquad (13)$$

Для канала с группированием ошибок согласно модифицированной модели канала Пуртова вероятность *t* и более ошибок (*t*≥2) в блоке длины *n* бит выражается формулой [10]

$$P(\geq t, n) = (1 - (1-p)^{n^{1-a}}) \times \prod_{j=2}^{t} \frac{\nu(j-1, n) - \frac{j-1}{n}}{\nu(j, n) - \frac{j-1}{n}}, \qquad (14)$$

где
$$v(t,n) = \frac{p}{1-(1-p)^{\left(\frac{n}{t}\right)^{(1-a+a\times t/n)}}}, \qquad (15)$$

p – средняя вероятность на бит в канале связи,
a – коэффициент группирования ошибок ($0 \le a \le 1$).

При увеличении a от 0 до 1 группирование ошибок в канале возрастает. При a=0 модель достаточно близка к каналу с независимыми ошибками, а при a=1 – ошибки группируются в одном пакете.

Вероятность искажения слова помехоустойчивого кода длины n бит для этой модели равна

$$P(\ge 1, n) = 1-(1-p)^{n^{1-a}}. \qquad (16)$$

Вероятность правильного приема каскадного кода есть вероятность правильного приема внешнего кода Рида-Соломона. Формула, связывающая вероятность правильного приема каскадного кода с вероятностями правильного приема, стирания и трансформации внутреннего кода запишется [2]

$$P_{tt} = \sum_{i=0}^{T} C_N^i P_e^i \sum_{j=0}^{D-1-2i} C_{N-i}^j P_s^j P_t^{N-i-j}, \qquad (17)$$

где T – число ошибок, исправляемых внешним кодом, D – минимальное кодовое расстояние внешнего кода.

Рассчитаем вероятность правильного приема каскадного кода с внешним кодом РС(32,16,17), и с внутренним двоичным внутренним кодом РМ(32,16,8) с коррекцией 3-х ошибок. Зависимость вероятности приема сообщения при различных вероятностях ошибки на бит p =0.01…0.1 и при различных коэффициентах группирования ошибок a=0 – data1, a=0.3 – data2, a=0.5 – data3 представлена на рис. 3.

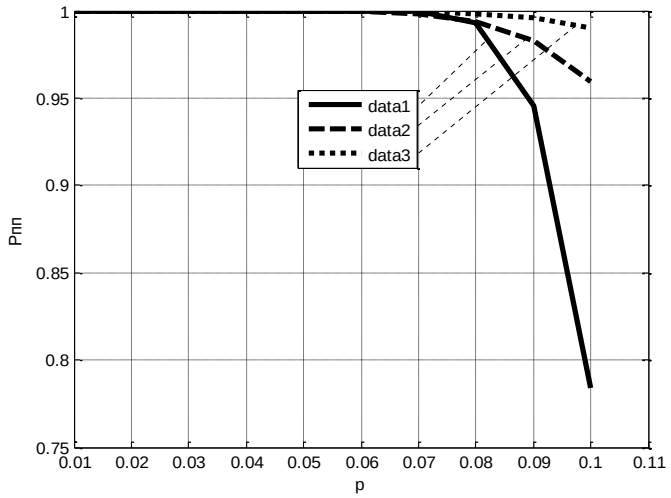


Рис. 3. Зависимость вероятности правильного приема каскадного кода для внутреннего кода РМ(32,16,8) от средней вероятности ошибки на бит в канале

Видно, что для относительно небольших значений средней вероятности ошибки на бит в канале связи $p \le 0,07$ каскадный код обеспечивает высокую вероятность правильного приема сообщения независимо от коэффициента группирования ошибок в ка-

нале связи. При большей средней вероятности ошибки на бит в канале группирование ошибок даже улучшает прием каскадного кода.

Выводы.

1. Для передачи сообщений в информационных каналах целесообразно использовать длинные коды с небольшой сложностью реализации, типа турбо кодов, кодов Галлагера и полярных кодов.

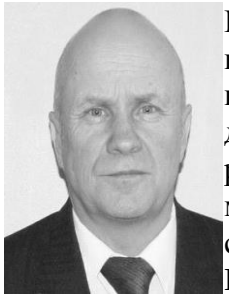
2. В каналах телекодового управления применяют относительно короткие коды из числа наилучших известных кодов или каскадные коды на их основе. При выборе этих кодов учитывают не только помехоустойчивость и сложность реализации, но и время (оперативность) доведения сообщения.

3. Каскадные коды на основе наилучших известных помехоустойчивых кодов при небольшой сложности реализации обеспечивают высокую вероятность приема сообщений не только в каналах с независимыми ошибками, но и в каналах с группированием ошибок.

Литература

1. Мак-Вильямс, Ф. Дж., Слоэн Н. Дж. А. Теория кодов, исправляющих ошибки. Пер. с англ. – М.: Связь, 1979. – 744 с.
2. Форни Г.Д. Каскадные коды. – М.: Мир, 1970, – 207 с.
3. Зяблов В. В., Коротков Д. Л., Портной С. Л. Высокоскоростная передача сообщений в реальных каналах. – М.: Радио и связь, 1991. – 288 с.
4. Квашенников В. В. Система связи с адаптивным помехоустойчивым кодированием. //Телекоммуникации, 2005, №6. – с. 43-47.
5. Квашенников В. В. Метод кодовой цикловой синхронизации с быстрой табличной дешифрацией синхронизирующей последовательности. //Телекоммуникации, №4, 2009. – с. 17-21.
6. Скляр Б. Цифровая связь. теоретические основы и практическое применение, 2-е издание. – Пер. с англ. – Издательский дом Вильямс. – 2003. – 1104 с.
7. Евстифеев Ю.С. Эффективная оценка корректирующей способности групповых кодов. //Техника средств связи. – Сер. ТПС. – 1975. – вып.11. – с. 51-57.
8. Берлекэмп Э.Р. Алгебраическая теория кодирования. Пер. с англ., – М.: Мир, 1971. – 477 с.
9. Квашенников В.В. О выборе параметров помехоустойчивого каскадного кода. //Техника средств связи. – сер. ТПС. – вып. 7. – 1994. – с. 76-80.

Сведения об авторах



Квашенников В.В. – родился в 1951 году, окончил Московский авиационный институт в 1975 году, направление научных исследований – передача дискретных сообщений и помехоустойчивое кодирование, доктор технических наук, диссертацию защитил в 2010 году, место работы – АО «Калужский научно-исследовательский институт телемеханических устройств», руководитель группы - старший научный сотрудник,
E-mail: kniitmu@kaluga.net.

Морозов В.В. – родился в 1983 году, окончил Калужский Филиал Московского Государственного Технического Университета им. Н.Э. Баумана в 2006 году, направление научных исследований – передача дискретных сообщений и вопросы создания аппаратуры телекодовой связи, место работы – АО «Калужский научно-исследовательский институт телемеханических устройств», заместитель главного конструктора направления по системным вопросам – начальник отдела,
E-mail: kniitmu@kaluga.net.

РАБОЧИЙ ЭТАЛОН ЕДИНИЦЫ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

В.Н. Гаврилов, Ю.М. Грязнов, П.Д Моисеев, А.А. Частов

Представлены конструкция и рабочие характеристики созданного эталона, который обеспечивает воспроизведение и передачу единицы средней мощности 0,1 – 5,5 мВт в спектральном диапазоне 0,8 – 1,6 мкм и измерение средней оптической мощности в диапазоне 10^{-10} - 10^{-2} Вт.

The design and operating condition of the new average power standard for fiber-optic transmission systems is discussed. The standard provides reproduction at spectral range at 0,8 – 1,6 μm of average power unit from 0,1 to 5,5 mW. Measurements average power from 10^{-10} to 10^{-2} W.

Эталонные средства воспроизведения единиц средней мощности оптического излучения в волоконно-оптических системах передачи (ВОСП) широко используются в измерительной практике при поверке ваттметров, аттенюаторов, источников излучения и пр. В настоящее время в стране имеется ряд высокоточных калориметрических эталонов для воспроизведения единицы средней мощности [1-3]. Работа этих эталонов основана на методе замещения средней мощности оптического излучения, воздействующего на приёмный элемент (преобразователь), на электрическую мощность постоянного тока. Реализация метода заключается в предварительной калибровке преобразователя (при подаче постоянного тока) и определения средней оптической мощности при последующей подаче излучения с использованием поправочных коэффициентов полученных при калибровке. Прецизионные эталонные калориметрические преобразователи и системы калибровки, входящие в их состав обладают высокими техническими характеристиками, слабо зависящими от рабочего спектрального диапазона, но имеют сложную измерительную схему, требующую наличия высокоточной вспомогательной измерительной аппаратуры: высокостабильных источников постоянного тока, мультиметров, нановольтметров, а также различных оптических узлов (оптические затворы, делители потоков излучения, волоконно-оптические кабели и пр.). Высокая стоимость оборудования и сложность его эксплуатации предполагают использование калориметрических эталонов только в специальных калибровочных лабораториях.

К основным недостаткам калориметрических эталонов следует отнести значительную инерционность и чувствительность к изменению температуры окружающей среды. Постоянная времени преобразователя составляет десятки секунд, интервал между измерениями, определяемый переходными процессами при нагреве или остывании приёмного элемента - единицы минут. Причём температурный фактор влияет не только на сам калориметрический преобразователь, но и на всю вспомогательную аппаратуру входящую в состав эталона.

На практике, при калибровке и поверке ваттметров и источников излучения, часто используют рабочие эталоны единицы средней мощности на основе фотодиодных преобразователей. Их технические характеристики уступают характеристикам высокоточных калориметрических эталонов, зато стоимость существенно ниже, а эксплуатация проще.

В ННИПИ «Кварц» им. А.П. Горшкова» был разработан рабочий эталон единицы средней мощности и ослабления оптического излучения в ВОСП – РЭСМ-Кварц.

Эталон соответствует рангу рабочего эталона поверочной схемы МИ 2558-99 и ГОСТ 8.585-2005.

В состав рабочего эталона входят **ваттметр волоконно-оптический** и **источник излучения волоконно-оптический** размещённые в стандартном корпусе размером 415×213×129 мм фирмы Schroff GmbH (ФРГ) для установки в 19" стойку (рис. 1).

Рис.1. Рабочий эталон РЭСМ-Кварц

Принцип работы РЭСМ-Кварц при поверке рабочих средств измерения средней мощности основан на непосредственном сличении поверяемого прибора с эталонным ваттметром на рабочих длинах волн источника излучения, входящим в состав эталона.

Поверка источников излучения для ВОСП проводится путём измерения его мощности ваттметром на рабочей длине волны.

Основой **источника излучения волоконно-оптического** являются полупроводниковые лазеры, работающие на длинах волн 0,85; 1,31; 1,55; 1,62 мкм. Лазеры обладают сильной зависимостью уровня мощности и длины волны излучения от температуры окружающей среды и температуры самого чип-излучателя которая может существенно отличаться от температуры окружающей среды за счёт выделения тепла в переходе.

Поэтому в качестве излучателя используется полупроводниковый оптический модуль (ПОМ), содержащий лазер, расположенный на полупроводниковом холодильнике, который вместе с датчиком температуры (терморезистор) включен в схему термостабилизации в качестве исполнительного и чувствительного элементов.

Чувствительным элементом схемы стабилизации мощности излучения является фотодиод. Сигнал с фотодиода подаётся на операционный усилитель, сравнивается с опорным постоянным напряжением. Сигнал рассогласования усиливается, интегрируется и далее поступает на управляемый источник тока накачки лазера. При изменении тока накачки лазер выводится в рабочую точку, и осуществляется стабилизация рабочих режимов.

Возможна модуляция выходного излучения от внутреннего генератора с частотой 270 Гц, которая осуществляется изменением тока накачки лазера. При этом ток накачки лазера складывается из двух составляющих (постоянной и переменной), величины которых зависят от значений управляющих напряжений, подаваемых в базы транзисторов генераторов тока.

Принцип действия **измерителя мощности волоконно-оптического** основан на преобразовании энергии оптического сигнала в электрический ток при помощи фотодиода. На входах измерителя мощности расположены универсальные оптические соединители, позволяющие подключать как многомодовые, так и одномодовые оптические кабели. Линзы, расположенные в соединителях, формируют параллельный пучок, необходимый для работы различных преобразователей: дисперсионных элементов и аттенюаторов. Для повышения точности измерения средней излучаемой

мощности (при поверке источников излучения) в приборе предусмотрен режим измерения центральной длины волны излучения.

Режим реализован с помощью дисперсионного элемента, спектральная характеристика поглощения которого внутри спектрального диапазона носит монотонный характер и имеет большую крутизну. Принцип измерения длины волны данным способом заключается в следующем.

Отклик фотоприемника на воздействие излучения с распределением мощности излучения по длине волны $P(\lambda)$ в спектральном диапазоне $\Delta\lambda$ имеет вид:

$$I_1 = \alpha \int_{\Delta\lambda} S(\lambda) \cdot P(\lambda) d\lambda , \qquad (1)$$

где I – ток фотоприемника,

$S(\lambda)$ - спектральная чувствительность фотоприемника,

α - ампер-ваттная характеристика фотоприемника.

Если перед фотоприемником расположить фильтр, прозрачность которого $T(\lambda)$, то отклик фотоприемника на излучение с такими же характеристиками примет вид:

$$I_2 = \alpha \int_{\Delta\lambda} S(\lambda) \cdot P(\lambda) T(\lambda) d\lambda , \qquad (2)$$

Спектральная чувствительность фотоприемника в пределах ширины спектра измеряемого излучения меняется незначительно, и ее можно считать постоянной.

Используемый фильтр изготовлен таким образом, что в пределах спектра измеряемого излучения его пропускание линейно зависит от длины волны и, следовательно:

$$I_2 \sim \alpha \int_{\Delta\lambda} \lambda \cdot P(\lambda) d\lambda . \qquad (3)$$

Таким образом, отношение I_2/I_1 пропорционально центральной длине волны:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{\int_{\Delta\lambda} \lambda \cdot P(\lambda) d\lambda}{\int_{\Delta\lambda} P(\lambda) d\lambda} . \qquad (4)$$

Экспериментально измеренная при калибровке зависимость I_2/I_1 от длины волны излучения заносится в память процессора, и по двум измерениям мощности определяется центральная длина волны исследуемого излучения.

При калибровке измеряется спектральная зависимость чувствительности фотодиодов, по которой рассчитываются коэффициенты, обратно пропорциональные чувствительности фотодиодов на каждой длине волны. При измерении мощности излучения по измеренной центральной длине волны излучения из памяти процессора извлекается коэффициент, соответствующий этой длине волны, и результат измерения мощности излучения дается с его учетом. Таким образом, спектральная чувствительность измерителя мощности становится независящей от длины волны.

В каждом оптическом канале перед фотодиодами располагаются три независимо управляемых переключателя, которые по команде вводят в оптический пучок заслонку из светонепроницаемого материала, оптический аттенюатор с ослаблением 20 дБ или дисперсионный элемент, периодически включающийся в режиме измерения длины волны.

Введение в оптический тракт аттенюатора расширяет диапазон линейности фотоприемника, в качестве которого используется специальный фотодиод,

расположенный на полупроводниковом термоэлементе, позволяющем стабилизировать температуру.

Наличие заслонки, перекрывающей световой канал, необходимо как при калибровке прибора, так и при работе в режиме «установка нуля». Предусмотрено, что в этот режим можно входить как по команде оператора, так и автоматически - через заданный промежуток времени.

В качестве фотоприемника используется фотодиод на основе InGaAs-структур, фоточувствительный элемент которого расположен на полупроводниковом микрохолодильнике, позволяющем стабилизировать температуру. Ток фотоприемников преобразуется в напряжение и далее подается на вход программируемого усилителя. Программируемый усилитель позволяет изменять коэффициент передачи усилителя в соответствии с уровнем подаваемой мощности оптического сигнала. Выходное напряжение усилителя преобразуется в двоичный код, с помощью АЦП, и обрабатывается микроконтроллером.

Приборы, входящие в состав рабочего эталона, построены по функционально-блочному принципу и выполнены конструктивно в виде унифицированных базовых блоков. В базовом блоке расположены блоки питания и управления и обработки информации. Отображение режимов работы приборов, измеренных величин и установленных параметров индицируются на графическом вакуумно-люминесцентном дисплее. Дисплей имеет разрешение 256x64 и позволяет осуществлять вывод чёткого изображения, читаемого независимо от положения пользователя прибора, с достаточной яркостью и контрастностью.

Встроенные программно-аппаратные средства на основе микроконтроллеров, применяемые в рабочем эталоне, и наличие трех интерфейсов USB, RS232, КОП (GPIB) в каждом приборе обеспечивают простоту подключения, как всей измерительной системы, так и отдельных приборов, входящих в её состав, к персональному компьютеру. Пакет прилагаемых программных средств позволяет осуществить автоматизацию испытаний, составление отчетов и обеспечить при этом максимальный уровень производительности при поверке и калибровке различных рабочих средств измерений в ВОСП.

Параметры и характеристики рабочего эталона единицы средней мощности и ослабления оптического излучения РЭСМ-Кварц:

- рабочие спектральные диапазоны, нм 800 - 900
  1250 - 1350
  1500 - 1600
- диапазон измеряемых значений средней мощности, Вт
  $10^{-10} – 10^{-2}$
- длины волн градуировки (длины волн источника излучения), нм
  (850 ±20); (1310 ±20); (1550 ±20)
- пределы допускаемого значения основной относительной погрешности на длинах волн градуировки, %
  3
- пределы допускаемого значения основной относительной Погрешности в спектральных диапазонах, %
  4,5
- мощность излучения источников, мВт, не менее 5,0
- нестабильность мощности излучения источников, % за 15 мин, не более 0,5

Литература

1. Глазов А.И. и др. Обеспечение единства измерений средней мощности оптического излучения в волоконно-оптических системах передачи. // Измерительная техника. 2000. №8. С. 31- 35.
2. Глазов А.И. и др. Погрешность высокоточных измерений средней мощности оптического излучения в ВОСП и пути их минимизации // Измерительная техника. 2014. №4. С. 12- 15.
3. Глазов А.И, и др. Повышение точности воспроизведения единицы средней мощности оптического излучения в волоконно-оптических системах передачи путём совершенствования алгоритмов и автоматизации измерительных процессов // Измерительная техника. 2014. №7. С. 19- 23.
4. Гаврилов В.Н., Грязнов Ю.М., Моисеев П.Д. и др. Автоматизированный рабочий эталон единиц средней мощности и ослабления оптического излучения // Радиоизмерения и электроника. 2012. №18. С. 26- 30.

Сведения об авторах

Гаврилов Владимир Николаевич
Место работы, должность:_ АО «ФНПЦ «Нижегородский научно-исследовательский приборостроительный институт «Кварц» им. А.П. Горшкова», ст. научный сотрудник, образование высшее, Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского. Год рождения:_1941
Служебный адрес, телефон:_603009, г. Н. Новгород, пр. Гагарина, 176,
тел. (831) 466-32-77 факс (831) 466 55 62, E-mail: kvarz_asu@sinn.ru

Грязнов Юрий Михайлович
Место работы, должность:_АО «ФНПЦ «Нижегородский научно-исследовательский приборостроительный институт «Кварц» им. А.П. Горшкова», начальник НПК, образование высшее, Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского Ученое звание, степень: ст. науч. сотрудник, доцент, канд. физ.-мат. наук. Год рождения:_1938
Служебный адрес, телефон:_603009, г. Н. Новгород, пр. Гагарина, 176,
тел. (831) 465-03-29 факс (831) 466 55 62, E-mail: kvarz_asu@sinn.ru

Моисеев Павел Дмитриевич
Место работы, должность:_ АО «ФНПЦ «Нижегородский научно-исследовательский приборостроительный институт «Кварц» им. А.П. Горшкова», начальник сектора, образование высшее, Горьковский политехнический институт им. А.А. Жданова Ученое звание, степень: канд. техн. наук Год рождения:_1956
Служебный адрес, телефон:_603009, г. Н. Новгород, пр. Гагарина, 176,
тел. (831) 465-03-29 факс (831) 466 55 62, E-mail: kvarz_asu@sinn.ru

Частов Александр Александрович
Место работы, должность:_ АО «ФНПЦ «Нижегородский научно-исследовательский приборостроительный институт «Кварц» им. А.П. Горшкова», начальник сектора образование высшее, Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского Ученое звание, степень: ст. науч. сотрудник, канд. ф-мат. наук Год рождения:_1937
Служебный адрес, телефон:_603009, г. Н. Новгород, пр. Гагарина, 176,
тел. (831) 466-32-77 факс (831) 466 55 62, E-mail: kvarz_asu@sinn.ru

МЕТОД СОКРАЩЕНИЯ ВРЕМЕНИ ПЕРЕДАЧИ ИЗОБРАЖЕНИЙ С БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Е.П. Петров, Н.Л. Харина, Е.Д. Ржаникова

В работе предлагается передача МЦИ многопозиционными фазоманипулированными (МФМ) сигналами, недостатком которых являются потери помехоустойчивости приема на 3дБ при каждом делении фазы МФМ сигналов на два. Предложен метод компенсации потерь помехоустойчивости приема МФМ сигналов, реализующий статистическую избыточность, обусловленную корреляцией между пикселями МЦИ. Исследования показали, что при делении фазы МФМ сигналов на 4 время передачи МЦИ сокращается в два раза без потерь помехоустойчивости, а при делении фазы на 8 – в три раза с компенсацией потерь помехоустойчивости, близкой к допустимой.

METHOD OF TRANSFER TIME OF IMAGES FROM UNMANNED AERIAL VEHICLES

E.P. Petrov, N.L. Kharina, E.D. Rzhanikova

In this paper a direct transfer of MDIs by multiposition phase-shift keyed (MPSK) signals is offered. Its disadvantage is the decrease of receiving noise stability by 3 dB at each division of a phase of MPSK signals in half. A method of compensation of noise stability losses of MPSK signals receiving is offered. This method utilizes statistical redundancy caused by MDI pixels correlation. The research has shown that the use of quadrature phase-shift keyed (QSPK) signals reduces the MDI transfer time twice without the noise stability loss compared to BPSK signals. The use of 8-PSK signals allows to reduce the MDI transfer time by three times, with compensation of the noise stability loss close to the acceptable one.

Введение

При разработке систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) широко используются методы помехоустойчивого кодирования, позволяющие значительно повысить качество, объём и достоверность передаваемой по радиоканалу информации. Использование методов предобработки (сжатия), таких как JPEG, JPEG2000, фрактальный и рекурсивный алгоритмы, позволяют без визуальных потерь сжать передаваемую информацию в 2-3 раза [1,2]. Однако при построении систем на мини и микро беспилотных летательных аппаратах (МБЛА) с ограниченными временными и энергетическими ресурсами использование перечисленных методов сжатия многоразрядных цифровых изображений (МЦИ) невозможно, так как все они базируются на спектральных или вейвлет-преобразованиях, реализация которых требует значительных временных и энергетических ресурсов. Поэтому для решения задачи сокращения времени передачи МЦИ без искажений в реальном масштабе времени требуются методы с минимальными вычислительными затратами.

Предлагается метод сокращения времени передачи МЦИ в ДЗЗ на МБЛА - передача МЦИ без предобработки многопозиционными фазоманипулированными (МФМ) или многочастотными (МЧМ) сигналами, без искажений МЦИ на борту МБЛА. При этом необходимо помнить, что при передаче МЦИ МФМ сигналами помехоустойчивость приема МЦИ снижается по мощности на 3дБ при каждом делении на два фазы МФМ сигналов. Для компенсации потерь в помехоустойчивости приема МФМ сигналов можно увеличить мощности передатчика на борту МБЛА, что практически исключено из-за ограниченных энергетических ресурсов.

В работе предлагается метод компенсации потерь помехоустойчивости, вызванных применением МФМ сигналов, не требующий дополнительных энергетических затрат на борту МБЛА и не вносящий дополнительную избыточность. Метод основан на эффективной реализации статистической избыточности (СИ) оригинала МЦИ, обусловленной пространственной и междуразрядной корреляциями пикселей в МЦИ. Сложность решения данной задачи заключается в поиске и разработке метода преобразования МЦИ для передачи МФМ сигналами и метода эффективной реализации СИ оригинала МЦИ. По своим статистическим характеристикам МЦИ, полученные средствами ДЗЗ, хорошо аппроксимируются двумерными цепями Маркова с несколькими состояниями. Для разработки указанных методов целесообразно выбрать в качестве математической основы теорию условных марковских процессов с дискретными аргументами.

Постановка задачи

Для реализации СИ МЦИ требуется разработать математические модели (ММ) преобразованных МЦИ, адекватные реальным МЦИ, и на их основе алгоритмы нелинейной фильтрации МЦИ, обеспечивающие полную или частичную компенсацию потерь помехоустойчивости приема МЦИ, переданных МФМ сигналами при наличии белого гауссовского шума (БГШ).

Математическая модель МЦИ, состоящих из ГРЦИ

Пусть оригинал g-разрядного МЦИ состоит из $g\left(g \geq 8\right)$ разрядных двоичных изображений (РДИ) (рис. 1), ММ которых является двумерной цепью Маркова с двумя равновероятными $\left(p_1 = p_2\right)$ состояниями [3]. Будем полагать, что РДИ соответствует минимальной градации яркости МЦИ, для передачи которой применяются бинарные фазоманипулированные (ФМ) сигналы. Преобразуем МЦИ, состоящие из РДИ, в МЦИ, состоящие из групповых разрядных цифровых изображений (ГРЦИ). Для этого объединим в МЦИ k соседних РДИ в ГРЦИ с 2^k градациями яркости. Например, если ГРЦИ состоит из двух соседних РДИ, то 8-разрядное МЦИ будет состоять из четырех ГРЦИ (рис. 2) [4], при этом время передачи МЦИ сократится в два раза. ММ ГРЦИ с

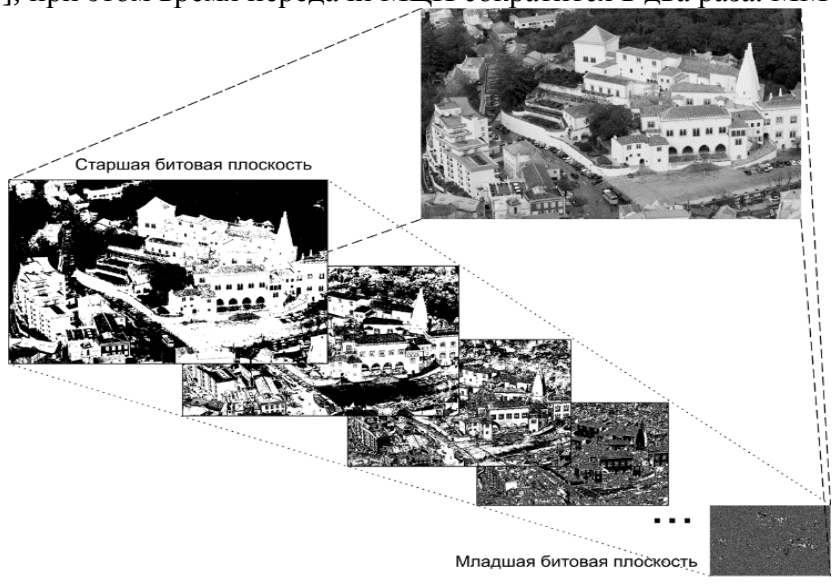


Рис. 1 Представление МЦИ в виде набора РДИ

двумя РДИ является цепью Маркова с $2^k = 4$ состояниями. Если увеличить число РДИ в ГРЦИ, то время прямой передачи МЦИ сократится в число раз, равное числу РДИ в ГРЦИ, а ММ ГРЦИ будет являться цепью Маркова с $2^k = 8$ состояниями. Преобразование МЦИ, состоящего из РДИ, в МЦИ, состоящее из ГРЦИ, не требует вычислительных операций и не искажает оригинал МЦИ на борту МБЛА.

Для демонстрации метода сокращения времени прямой передачи оригинала МЦИ будем полагать, что ГРЦИ состоит из двух РДИ (рис.2).

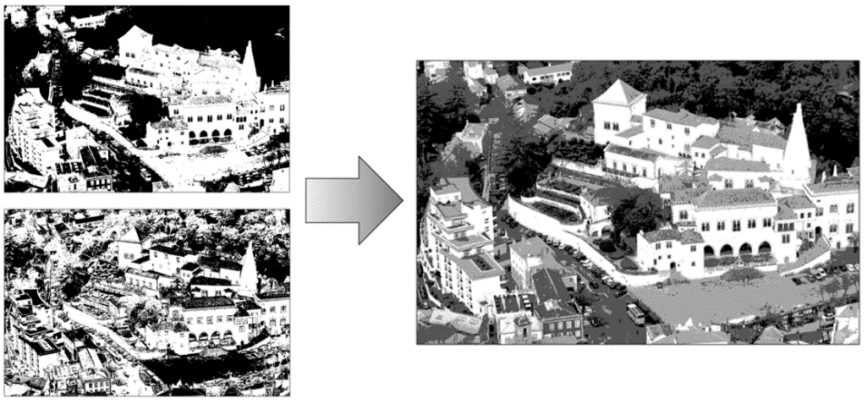


Рис. 2. Объединение двух РДИ в ГРЦИ

По аналогии с ММ РДИ, являющейся двумерной цепью Маркова с двумя равновероятными $(p_1 = p_2)$ состояниями, ММ ГРЦИ является двумерной цепью Маркова [4] (рис. 3), каждый пиксель которого формируется на основе суперпозиции двух одномерных ортогональных цепей Маркова с $N = 4$ равновероятными $(p_1 = p_2 = p_3 = p_4)$ состояниями $M_i\,(i \in N)$ и матрицами вероятностей перехода из состояния M_i в состояние $M_j\,(i, j \in N)$ (рис. 4) по горизонтали ${}^1\Pi$ и по вертикали ${}^2\Pi$ соответственно:

$$ {}^1\Pi = \left\| {}^1\pi_{ij} \right\|_{4\times 4}, \qquad {}^2\Pi = \left\| {}^2\pi_{ij} \right\|_{4\times 4}, \tag{1} $$

удовлетворяющих условию нормировки $\sum_{i=1}^{N} {}^k\pi_{ij} = 1,\ j \in N,\ k = \overline{1,2}$ и стационарности $p_i = \sum_{j=1}^{N} p_j\, {}^k\pi^*_{ji};\ i \in N,\ k = \overline{1,2}$, где ${}^k\pi^*_{ji}$ - элементы транспонированных матриц (1).

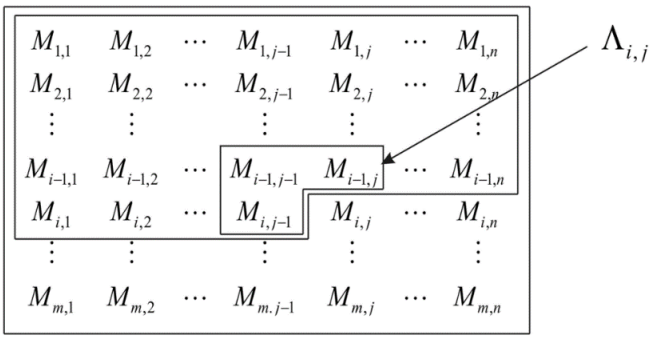


Рис. 3 ММ ГРЦИ

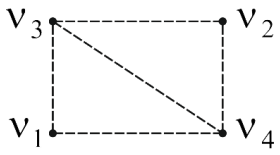


Рис. 4. Окрестность пикселя ν_4 $\Lambda_{i,j} = \{\nu_1, \nu_2, \nu_3\}$,
где приняты обозначения
$\nu_1 = M_{i,j-1}; \nu_2 = M_{i-1,j};$
$\nu_3 = M_{i-1,j-1}$; $\nu_4 = M_{i,j}$

Если условная зависимость пикселей на ММ ГРЦИ (рис. 3) определена от левого верхнего сегмента ММ ГРЦИ, то пиксель $M_{i,j}\,(i \in m, j \in n)$ зависит только от случайных

элементов некоторого подмножества $\Lambda_{i,j}$ этого сегмента (рис. 3), называемого окрестностью. Лучшим образом удовлетворяющее условию каузальности является конфигурация окрестности (рис. 4) $\Lambda_{i,j}=\{M_{i,j-1},M_{i-1,j},M_{i-1,j-1}\}$ [4].

Вероятность состояния пикселя ν_4 (рис. 4) полностью определяется матрицей вероятностей перехода:

$$\Pi=\begin{Vmatrix}\pi_{iii} & \pi_{iji} & \pi_{iki} & \pi_{ili} & \pi_{jii} & \pi_{jji} & \pi_{jki} & \pi_{jli} & \pi_{kii} & \pi_{kji} & \pi_{kki} & \pi_{kli} & \pi_{lii} & \pi_{lji} & \pi_{lki} & \pi_{lli}\\ \pi_{iij} & \pi_{ijj} & \pi_{ikj} & \pi_{ilj} & \pi_{jij} & \pi_{jjj} & \pi_{jkj} & \pi_{jlj} & \pi_{kij} & \pi_{kjj} & \pi_{kkj} & \pi_{klj} & \pi_{lij} & \pi_{ljj} & \pi_{lkj} & \pi_{llj}\\ \pi_{iik} & \pi_{ijk} & \pi_{ikk} & \pi_{ilk} & \pi_{jik} & \pi_{jjk} & \pi_{jkk} & \pi_{jlk} & \pi_{kik} & \pi_{kjk} & \pi_{kkk} & \pi_{klk} & \pi_{lik} & \pi_{ljk} & \pi_{lkk} & \pi_{llk}\\ \pi_{iil} & \pi_{ijl} & \pi_{ikl} & \pi_{ill} & \pi_{jil} & \pi_{jjl} & \pi_{jkl} & \pi_{jll} & \pi_{kil} & \pi_{kjl} & \pi_{kkl} & \pi_{kll} & \pi_{lil} & \pi_{ljl} & \pi_{lkl} & \pi_{lll}\end{Vmatrix} \qquad (2)$$

Элементы матрицы Π (2) связаны с элементами матриц (1) следующими соотношениями:

$$\pi_{iii}=\frac{{}^1\pi_{ii}\cdot{}^2\pi_{ii}}{{}^3\pi_{ii}} \quad \pi_{iij}=\frac{{}^1\pi_{ij}\cdot{}^2\pi_{ij}}{{}^3\pi_{ii}} \quad \pi_{iik}=\frac{{}^1\pi_{ik}\cdot{}^2\pi_{ik}}{{}^3\pi_{ii}} \quad \pi_{iil}=\frac{{}^1\pi_{il}\cdot{}^2\pi_{il}}{{}^3\pi_{ii}}$$

$$\vdots$$

$$\pi_{lli}=\frac{{}^1\pi_{li}\cdot{}^2\pi_{li}}{{}^3\pi_{ll}} \quad \pi_{llj}=\frac{{}^1\pi_{lj}\cdot{}^2\pi_{lj}}{{}^3\pi_{ll}} \quad \pi_{llk}=\frac{{}^1\pi_{lk}\cdot{}^2\pi_{lk}}{{}^3\pi_{ll}} \quad \pi_{lll}=\frac{{}^1\pi_{ll}\cdot{}^2\pi_{ll}}{{}^3\pi_{ll}}$$

где ${}^3\pi_{ii}$ – элементы дополнительной матрицы ${}^3\Pi={}^1\Pi\times{}^2\Pi'$.

Для оценки адекватности математической модели построено 1000 искусственных изображений размером 2000×2000 с заданными значениями матриц вероятностей перехода по горизонтали и вертикали и получены их оценочные значения. Погрешность усредненных вычисленных оценок матриц вероятностей перехода не превышает 0.21 %. Оценки элементов матриц являются не смещенными и асимптотически стремятся к истинным значениям с увеличением статистики [4].

Синтез алгоритма двумерной нелинейной фильтрации ГРЦИ из двух и трех РДИ

Систему уравнений двумерной нелинейной фильтрации МЦИ, состоящего из ГРЦИ с двумя РДИ, передаваемых МФМ сигналами, представим в виде [5]:

$$\begin{aligned}
u_{1(k+1)}(\nu_4)&=\left[f\left(M_1(\nu_4)\right)-f\left(M_4(\nu_4)\right)\right]+u_{1(k)}(\nu_1)+z_1\left(u\ (\nu_1),{}^1\pi_{ij}\right)+\\
&+u_{1(k)}(\nu_2)+z_1\left(u\ (\nu_2),{}^2\pi_{ij}\right)-u_{1(k)}(\nu_3)-z_1\left(u\ (\nu_3),{}^3\pi_{ij}\right)\\
u_{2(k+1)}(\nu_4)&=\left[f\left(M_2(\nu_4)\right)-f\left(M_4(\nu_4)\right)\right]+u_{2(k)}(\nu_1)+z_2\left(u\ (\nu_1),{}^1\pi_{ij}\right)+\\
&+u_{2(k)}(\nu_2)+z_2\left(u\ (\nu_2),{}^2\pi_{ij}\right)-u_{2(k)}(\nu_3)-z_2\left(u\ (\nu_3),{}^3\pi_{ij}\right)\\
u_{3(k+1)}(\nu_4)&=\left[f\left(M_3(\nu_4)\right)-f\left(M_4(\nu_4)\right)\right]+u_{3(k)}(\nu_1)+z_3\left(u\ (\nu_1),{}^1\pi_{ij}\right)+\\
&+u_{3(k)}(\nu_2)+z_3\left(u\ (\nu_2),{}^2\pi_{ij}\right)-u_{3(k)}(\nu_3)-z_3\left(u\ (\nu_3),{}^3\pi_{ij}\right)
\end{aligned} \qquad (3)$$

где $u_j(\nu_4)=\ln\left[\frac{p_j(\nu_4)}{p_4(\nu_4)}\right]\ \left(j=\overline{1,3}\right)$; $p_j(\nu_4)\left(j=\overline{1,4}\right)$ – апостериорная вероятность состояния дискретного параметра МФМ сигнала в пикселе ν_4 ММ ГРЦИ (рис. 4), $f\left(M_j(\nu_4)\right)-f\left(M_4(\nu_4)\right)\left(j=\overline{1,3}\right)$ – разность логарифмов функции правдоподобия состояний дискретного параметра МФМ сигнала в пикселе ν_4 ГРЦИ; $z_j(\cdot)$ – нелинейная функция вида:

$$z_j\left(u(v_l),{}^l\pi_{ij}\right)=\ln\left[\frac{\sum\limits_{i=1,i\neq j}^{3}\left\{\exp\left(u_i(v_l)-u_j(v_l)\right){}^l\pi_{ij}\right\}+\exp\left(-u_j(v_l)\right){}^l\pi_{4j}+\pi_{jj}}{\sum\limits_{i=1}^{3}\left\{\exp\left(u_i(v_l)\right){}^l\pi_{i4}\right\}+\pi_{44}}\right],\left(j,l=\overline{1,3}\right). \quad (4)$$

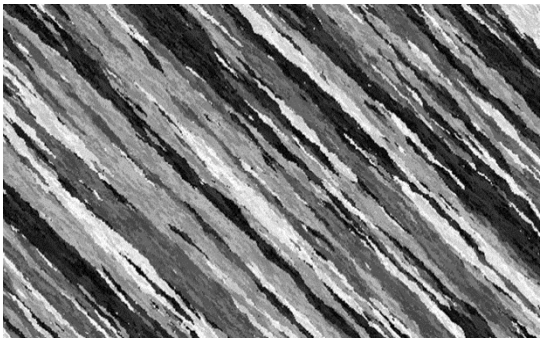
Вся априорная информация о статистической зависимости состояний цепи Маркова сосредоточена в слагаемых вида (4), где ${}^l\pi_{ij}\left(i,j=\overline{1,3},\ l=\overline{1,3}\right)$ – элементы МВП пикселей МЦИ по горизонтали ${}^1\Pi$, вертикали ${}^2\Pi$ и диагонали ${}^3\Pi$ соответственно.

В качестве критерия различения состояний элементов ЦПИ примем критерий максимума логарифма отношения апостериорных вероятностей $u_j(v_4)$, в соответствии с которым, если $u_j(v_4)>u_i(v_4),\ i,j=\overline{1,3};\ i\neq j$, то принимается решение о состоянии элемента изображения $v_4=M_j$; если все значения $u_j(v_4)\le 0\ \left(j=\overline{1,3}\right)$, то принимается решение о состоянии элемента изображения $v_4=M_4$.

Анализ результатов исследования метода сокращения времени передачи МЦИ

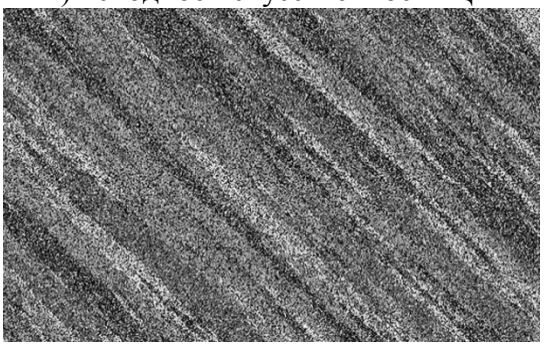
Для демонстрации предложенного метода проведено цифровое моделирование процесса нелинейной фильтрации реального и искусственного МЦИ с одинаковыми статистическими характеристиками, состоящих из ГРЦИ с двумя РДИ при отношении сигнал/шум по мощности сигнала на входе нелинейного фильтра – 6 дБ. На рис. 5а,г показаны исходные 8-разрядные МЦИ размером 2000×3000 пикселей, представленные набором из четырех ГРЦИ, каждое из которых включает по два соседних РДИ. На рис. 5б,д представлены искаженные МЦИ, на рис. 5в,е — восстановленные МЦИ. В качестве оценки качества взят критерий среднеквадратической ошибки (СКО).

а) исходное реальное МЦИ

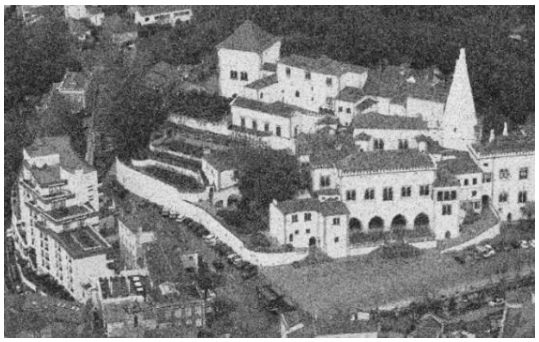


г) исходное искусственное МЦИ

б) искаженное реальное МЦИ, СКО=4815



д) искаженное искусственное МЦИ, СКО=4796

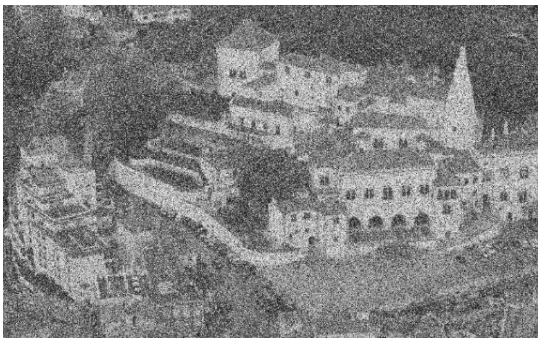


в) восстановленное реальное МЦИ, СКО=1175

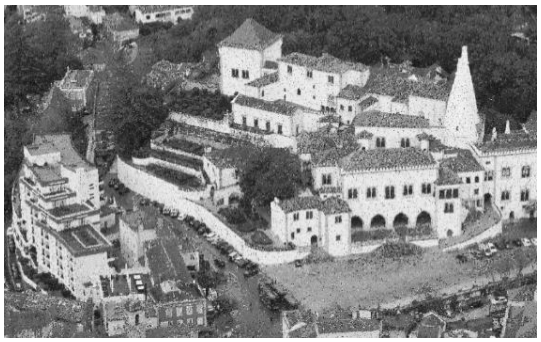
е) восстановленное искусственное МЦИ, СКО=1257

Рис. 5 Пример нелинейной фильтрации реального и искусственного МЦИ, переданных МФМ сигналами

Для сравнения полученных результатов проведено цифровое моделирование алгоритма двумерной нелинейной фильтрации 8-разрядных МЦИ, передаваемых бинарными ФМ сигналами. Результаты фильтрации для тестового МЦИ (рис. 5а) приведены на рис. 6 — искаженное (рис. 6а) и восстановленное (рис. 6б) МЦИ.



а) искаженное МЦИ, СКО=4362



б) восстановленное МЦИ, СКО=1194

Рис. 6 Пример нелинейной фильтрации реального МЦИ, переданного бинарными сигналами

Анализ результатов показывает, что, несмотря на снижение помехоустойчивости, возникающее вследствие применения МФМ сигналов, потери в помехоустойчивости полностью скомпенсированы за счет реализации статистической избыточности МЦИ. Время передачи сократилось в два раза по сравнению с прямой передачей МЦИ бинарными ФМ сигналами. Потери в помехоустойчивости приема МЦИ, состоящих из ГРЦИ, полностью скомпенсированы реализацией статистической избыточности МЦИ.

Для оценки эффективности и целесообразности объединения в ГРЦИ трех соседних РДИ проведена двумерная нелинейной фильтрации МЦИ, состоящих из ГРЦИ, передаваемых МФМ сигналами с делением фазы на восемь, и независимых РДИ [7], передаваемых бинарными ФМ сигналами при одинаковом отношении сигнал/шум на входе приемного устройства (0 дБ). В качестве исходного взято 9-разрядное МЦИ размером 3072×2048 пикселей (http://imagecompression.info/test_images/), состоящее из трех ГРЦИ, включающих по три соседних РДИ (рис. 7).

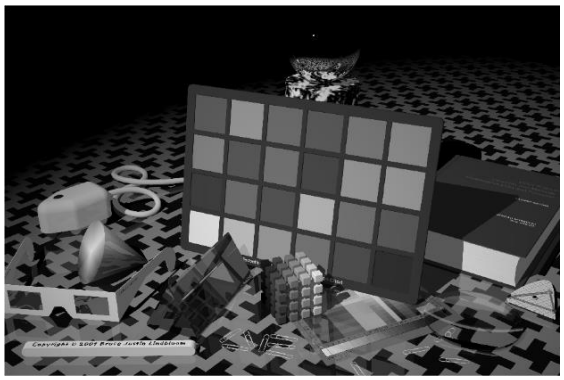
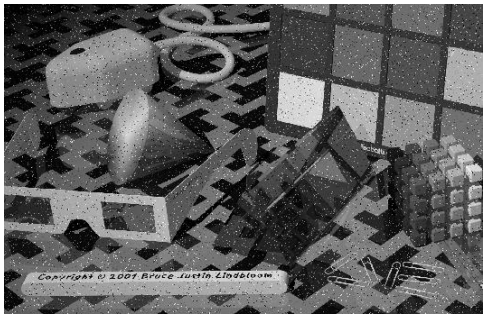


Рис. 7 Исходное 9-разрядное МЦИ

На рис. 8а,б показаны фрагменты искаженного и восстановленного изображений, передаваемых МФМ сигналами. Результаты нелинейной фильтрации для тестового изображения, передаваемого бинарными ФМ сигналами представлены на рис. 8в,г. Для оценки качества восстановления используется метрика СКО. Рис. 8а,в показывают снижение помехоустойчивости от деления фазы МФМ сигналов на 6 дБ на входе нелинейного фильтра, на рис. 8б,г можно видеть, что потери помехоустойчивости удалось полностью скомпенсировать нелинейной фильтрацией МФМ сигналов.

а) искаженное МЦИ, СКО=20045



в) искаженное МЦИ, СКО=3712

б) восстановленное МЦИ, СКО=1327

г) восстановленное МЦИ, СКО=1294

Рис. 8 Пример нелинейной фильтрации 9-разрядного ЦИ

Время передачи МЦИ, состоящих из ГРЦИ с тремя РДИ, сократилось в три раза с полной компенсацией потерь помехоустойчивости приема МЦИ, переданных МФМ сигналами.

Сокращение времени передачи МЦИ МФМ сигналами существенно зависит от степени корреляции между РДИ в МЦИ, т.е. чем больше корреляция между РДИ, тем больше компенсация потерь в помехоустойчивости приема МЦИ МФМ сигналами и тем меньше времени требуется для передачи оригинала МЦИ за счет объединения большого числа РДИ в ГРЦИ. Наибольшая компенсация потерь помехоустойчивости за счет применения МФМ сигналов достигается при малых отношениях сигнал/шум по мощности не более -3дБ на входе радиоприемного устройства.

Литература

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. 1072 с.
2. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. М.: Горячая линия - Телеком, 2004. 126с.
3. Петров Е.П., Трубин И.С., Харина Н.Л. Математическая модель двумерного цифрового полутонового изображения марковского типа // Вестник ВНЦ Верхне-Волжского отделения АТН РФ, серия «Проблемы обработки информации», Нижний Новгород. 2005. № 1(6). С. 41–46.
4. Петров Е.П., Харина Н.Л., Ржаникова Е.Д. Математическая модель цифровых полутоновых изображений на основе цепей Маркова с несколькими состояниями // Нелинейный мир. 2013. Т. 11. № 7. С. 487–492.
5. Петров Е.П., Харина Н.Л., Ржаникова Е.Д. Нелинейная обработка многоразрядных цифровых полутоновых изображений в системах дистанционного зондирования Земли // Нелинейный мир. 2015. Т. 13. № 6. С. 18–23.

Сведения об авторах

ПЕТРОВ Евгений Петрович родился в 1937 году. В 1962 году закончил Куйбышевский электротехнический институт связи, факультет радиосвязи. Автор более 300 научных публикаций. Область научных интересов - исследование алгоритмов и устройств цифровой фильтрации дискретных коррелированных сигналов, цифровая обработка изображений.
Место работы: Вятский государственный университет, кафедра радиоэлектронных средств, заведующий кафедрой, д.т.н. профессор
Адрес: 610000, г. Киров, ул. Московская, 36, ВятГУ, каф. РЭС, раб. тел. (8332) 32-26-29, e-mail: EPpetrov@mail.ru

ХАРИНА Наталья Леонидовна родилась в 1968 году. В 1991 году закончила Кировский политехнический институт, кафедру радиоэлектронных средств, к.т.н., доцент кафедры радиоэлектронных средств Вятского государственного университета. Автор 60 научных публикаций. Область научных интересов – методы сжатия и фильтрации цифровых изображений.
Место работы: Вятский государственный университет, кафедра радиоэлектронных средств, доцент, к.т.н.
Адрес: 610000, г. Киров, ул. Московская, 36, ВятГУ, каф. РЭС, раб. тел. (8332) 35-72-59, e-mail: NataL_res@mail.ru

РЖАНИКОВА Елена Дмитриевна родилась в 1978 году. В 2000 году закончила Нижегородский государственный университет им. Н.И.Лобачевского, факультет вычислительной математики и кибернетики, магистрант кафедры радиоэлектронных средств Вятского государственного университета. Автор 11 научных публикаций. Область научных интересов - исследование цифровых моделей и алгоритмов фильтрации цифровых полутоновых изображений большой разрядности.
Место учебы: Вятский государственный университет, кафедра радиоэлектронных средств, аспирант.

Адрес: 610000, г. Киров, ул. Московская, 36, ВятГУ, каф. РЭС, раб. тел. (8332) 35-72-59, e-mail: lavrova_elena@bk.ru

МЕТОД СШИВКИ СПУТНИКОВЫХ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Петров Е.П., Харина Н.Л.

Предлагается метод совмещения перекрывающихся областей спутниковых снимков на основе выделения контуров. Выделение контуров основано на математической модели изображения на основе двумерной цепи Маркова и требует для своей реализации минимум вычислительных ресурсов. При этом не требуется использование полноразрядного изображения, достаточно двух старших разрядных двоичных изображений, объединенных в плоскость.

METHOD OF CROSS-LINKING OF SATELLITE DIGITAL IMAGES

Petrov E.P., Kharina N.L.

The method of combination of the superimposed areas of satellite pictures on the basis of separation of circuits is offered. The offered method is based on a mathematical model of the image on the basis of a two-dimensional Markov chain and the minimum of computing resources requires for the implementation. At the same time use of the full image isn't required, there are enough two-three high bit binary images integrated in the plane.

В настоящее время аэрофотоснимки, полученные с борта космических аппаратов (КА) находят широко применение во многих сферах деятельности, начиная от оборонной сферы до сельского хозяйства. Для получения высококачественных изображений земной поверхности на борту КА используется сканирующий датчик, состоящий оптико-электронных преобразователей (ОЭП). Например, на борту КА ≪Ресурс-ДК≫ используется датчик состоящий из трех ОЭП, расположенных в фокальной плоскости датчика перпендикулярно направлению полета спутника с взаимным смещением друг относительно друга [1,2]. В состав ОЭП входят 36 матриц, расположенных в шахматном порядке и сгруппированных в 6 зон компенсации, одна из которых схематично представлена на рис. 1. Каждая зона имеет собственную частоту опроса входящих в нее матриц. При этом четные и нечетные матрицы установлены с небольшим перекрытием полей обзора, а размерность каждой из них составляет 1024×128 элементов.

Каждый ОЭП формирует шесть изображений в результате опроса шести зон компенсации. Моменты времени опроса зон компенсации определяются текущей частотой опроса для каждой зоны и не совпадают для всех зон. Изображение, сформированное в одной зоне компенсации, в целом представляет собой шесть перекрывающихся и сдвинутых друг относительно друга в кадровом и строчном направлениях фрагментов (рис.2)[1,2].

При дешифрировании спутниковых изображений необходимо произвести совмещение соседних полос или частей изображения таким образом, чтобы полученное в результате изображение не содержало перекрывающихся и повторяющихся областей. При этом могут возникать дефекты, показанные на рис.3.

Все методы сшивки спутниковых снимков условно подразделяются на две категории: фотограмметрические и нефотограмметрические методы сшивки полос спутниковых изображений. Фотограмметрические методы слишком медленны, сложны в реализации и требуют дополнительных данных, которые включают в себя параметры модели съемки и полета. Поэтому наибольшее распространение получили нефотограмметрические методы, которые выполняют сшивку, опираясь только на

исходные изображения, без учета имеющихся паспортных параметров съемочной системы.

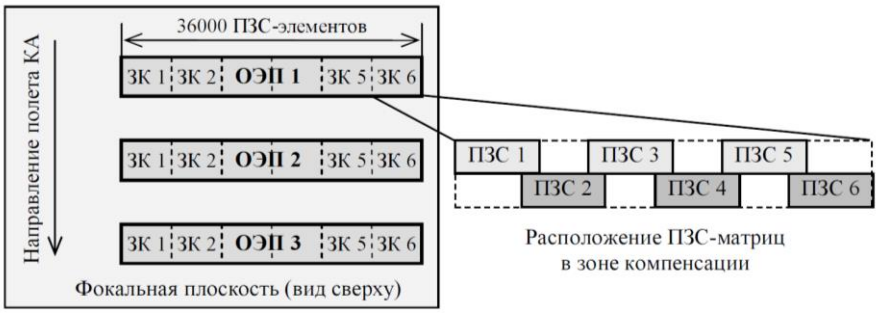


Рис.1.Сканирующий датчик

Рис. 2. Пример составного изображения

Рис. 3. Пример дефекта сшивки

В работе предлагается метод совмещения перекрывающихся областей, состоящий из следующих этапов:

- для каждого кадра составного цифрового изображения (ЦИ) (рис. 2) выделяются контуры объектов [3];

- совмещение контуров перекрывающихся областей соседних кадров.

Для выделения контуров используются только старшие 2-4 разряда ЦИ, объединенные в группу разрядных цифровых изображений (ГРЦИ). Исследования показали, что для выделения замкнутого контура 8-10 разрядных ЦИ достаточно 2-3 РДИ, для 16-разрядных ЦИ – 2-4 РДИ.

Объединим в g-разрядном ЦИ l старших РДИ, для наглядности возьмем l=2. На рис.4,5 представлена группа из 2 старших РДИ 8-разрядного ЦИ, в каждом столбце которой 2 бинарных элемента могут принимать в совокупности четыре ($N = 2^l = 2^2$) равновероятных $\left(p_1 = p_2 = p_3 = p_4\right)$ состояний.

Если РДИ – двумерная цепь Маркова двумя состояниями [4], то будем полагать, что ГРЦИ тоже двумерная цепь Маркова с вектором из N вероятностей начальных состояний

$$P = \left\| p_1, \quad p_2, \quad ,..., \quad p_N \right\|^T \qquad (1)$$

и матрицами вероятностей перехода (МВП) из *i*-го состояния в *j*-е за один шаг

$$^1\Pi = \left\| ^1\pi_{ij} \right\|_{N\times N},\ \ ^2\Pi = \left\| ^2\pi_{ij} \right\|_{N\times N}\ \ i \neq j\,. \tag{2}$$

Элементы МВП (2) удовлетворяют условию нормировки и стационарности

$$\sum_{j=1}^{N} {}^q\pi_{ij} = 1,\ i \in N,\ q = \overline{1,2}\ ; \tag{3}$$

$$p_{\ i} = \sum_{j=1}^{N} p_j \pi_{ij},\ i \in N\ . \tag{4}$$

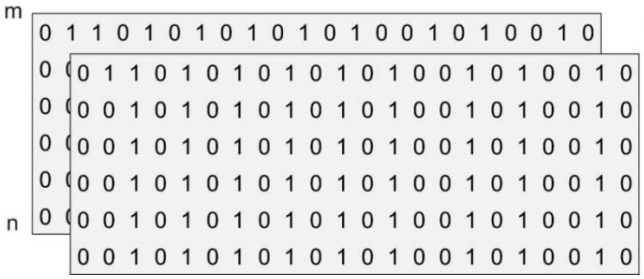


Рис. 4. Старшие РДИ в ЦИ

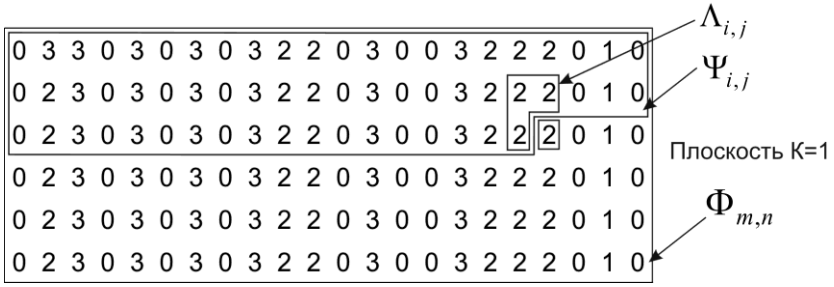


Рис. 5. ГРЦИ с четырьмя состояниями $M_{ij}\left(i, j = \overline{1,4}\right)$

На рис. 6 приведена модель ГРЦИ, удовлетворяющая априорно заданным: вектору (1) и МВП (2) [5].

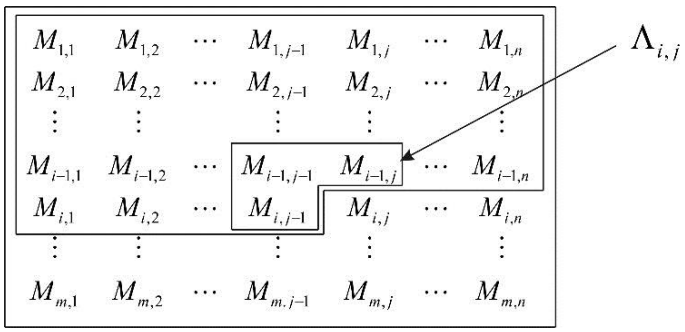


Рис. 6. Модель ГРЦИ

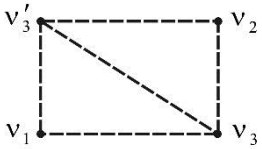


Рис. 7. Окрестность $\Lambda_{i,j}$ элемента $\nu_3 = M_{i,j}$, где:

$\nu_1 = M_{i,j-1}$ $\qquad$ $\nu_2 = M_{i-1,j}$

$\nu'_3 = M_{i-1,j-1}$

Поэтому будем полагать, каждый элемент $M_{i,j}$ ГРЦИ, (рис.6) зависит только от соседних ранее известных элементов ГРЦИ, образующих окрестность элемента ν_3 $\Lambda_{i,j}$ (рис. 7).

Вероятности перехода от комбинаций состояний элементов окрестности (рис. 4) образуют МВП размерностью $N\times 2^N$ вида [5]

$$\Pi = \begin{Vmatrix} \pi_{iii} & \pi_{iji} & \pi_{iki} & \pi_{ili} & \pi_{jii} & \pi_{jji} & \pi_{jki} & \pi_{jli} & \dots & \pi_{lii} & \pi_{lji} & \pi_{lki} & \pi_{lli} \\ \pi_{iij} & \pi_{ijj} & \pi_{ikj} & \pi_{ili} & \pi_{jij} & \pi_{jjj} & \pi_{jkj} & \pi_{jlj} & \dots & \pi_{lij} & \pi_{ljj} & \pi_{lkj} & \pi_{llj} \\ \pi_{iik} & \pi_{ijk} & \pi_{ikk} & \pi_{ilk} & \pi_{jik} & \pi_{jjk} & \pi_{jkk} & \pi_{jlk} & \dots & \pi_{lik} & \pi_{ljk} & \pi_{lkk} & \pi_{llk} \\ \pi_{iil} & \pi_{ijl} & \pi_{ikl} & \pi_{ill} & \pi_{jil} & \pi_{jjl} & \pi_{jkl} & \pi_{jll} & \dots & \pi_{lil} & \pi_{ljl} & \pi_{lkl} & \pi_{lll} \end{Vmatrix}. \quad (5)$$

Элементы первого столбца МВП Π (5) связаны с элементами матрицы (2) следующими соотношениями, остальные вычисляются аналогично:

$$\pi_{iii} = \frac{{}^1\pi_{ii} \cdot {}^2\pi_{ii}}{{}^3\pi_{ii}} \qquad \pi_{iij} = \frac{{}^1\pi_{ij} \cdot {}^2\pi_{ij}}{{}^3\pi_{ii}} \qquad \pi_{iik} = \frac{{}^1\pi_{ik} \cdot {}^2\pi_{ik}}{{}^3\pi_{ii}} \qquad \pi_{iil} = \frac{{}^1\pi_{il} \cdot {}^2\pi_{il}}{{}^3\pi_{ii}}, \quad (6)$$

где ${}^3\pi_{ij}$ - элементы матрицы ${}^3\Pi = {}^1\Pi \times {}^2\Pi'$, связывающей ν_3 с ν_3'.

Элементы МВП (5) удовлетворяют условию нормировки и стационарности.

Основой метода является процедура предсказания элементов ГРЦИ, позволяющая удалить статистическую избыточность ЦИ, при этом все «неверно предсказанные» пикселы составляют контур объектов изображения. Формализованное описание метода выделения контуров объектов:

1. Объединяются в плоскость *l* старших РДИ.
2. Для ГРЦИ вычисляются МВП по горизонтали ${}^1\Pi$ и вертикали ${}^2\Pi$, соответственно;
3. Исходя из МВП ${}^1\Pi$ и ${}^2\Pi$ вычисляется МВП **П**.
4. Прогнозируется элемент $\hat{M}_{ij}$ на основе МВП и окрестности $\Lambda_{i,j}$.
5. Если $M_{ij} = \hat{M}_{ij}$, то элемент предсказан верно и заменяется значением 0;
6. Если $M_{ij} \neq \hat{M}_{ij}$, элемент M_{ij} предсказан неверно и заменяется значением 1;
7. Формирование контура ЦИ.

Для оцени эффективности работы метода сшивки набор тестовых ЦИ искусственно разделен на 2 пересекающихся кадра. Для каждого кадра был применен метод выделения контуров и выполнено совмещение кадров по принципу наибольшего совпадения контуров в пересекающейся области. На рис. 8 приведено одно из тестовых ЦИ, выделенные контура для каждого кадра (рис. 9) и результат совмещения кадров (рис.10).

Рис.8. Тестовое ЦИ, разделенное на 2 пересекающихся кадра

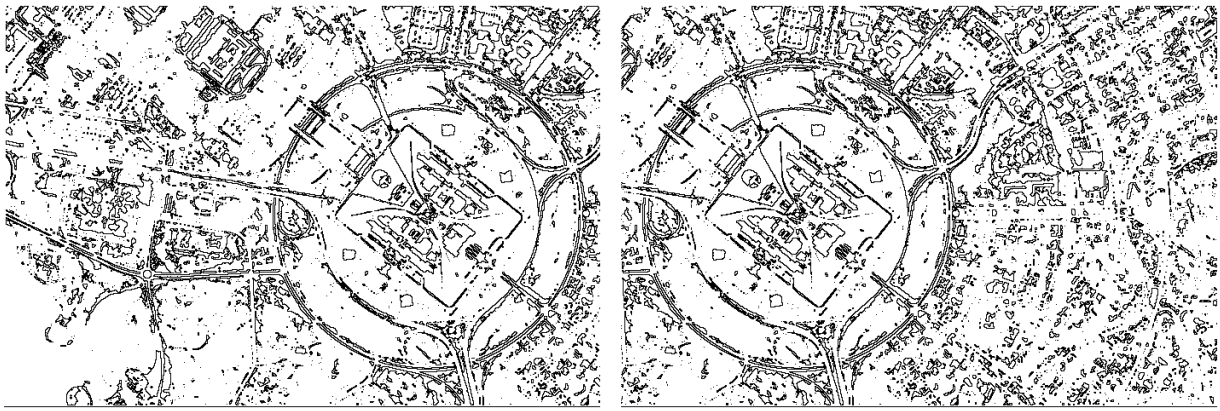


Рис.9. Результат выделения контуров в кадрах

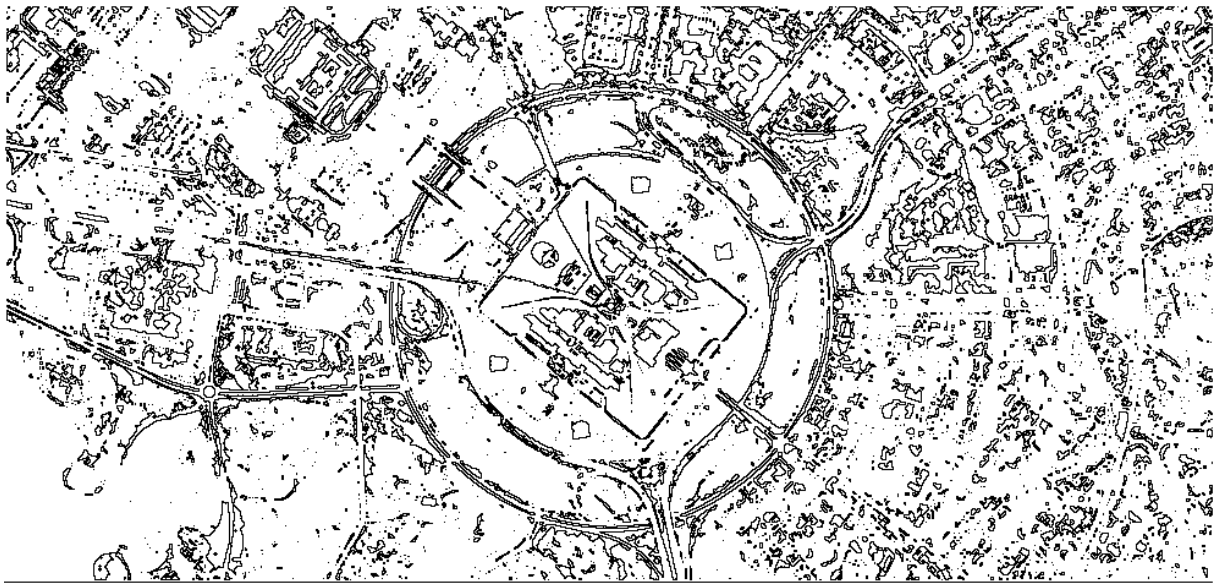


Рис. 9а. Результат совмещения контуров кадров

Рис. 9б. Результат совмещения кадров

Анализ результатов демонстрирует эффективность предложенного метода. К достоинствам метода можно отнести отсутствие вычислительных операций, возможность совмещения ЦИ произвольной разрядности и простоту реализации.

Литература

1. Алгоритмы и технологии обработки информации от КА «Ресурс-ДК»/ *Гомозов О.А., Еремеев В.В., Кузнецов А.Е., Лось В.В., Пресняков О.А., Соловьева К.К.* // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2008. В.5. Т.1. С. 69-76.

2. *Гусев В.Ю.* Методы сшивки перекрывающихся полос спутниковых изображений на начальной стадии обработки// 11-ая Международная конференция “Авиация и космонавтика – 2012”. Тезисы докладов. – СПб.: Мастерская печати, 2012. с. 253-254.

3. *Петров Е.П., Харина Н.Л., Чукаев К.Н.* Метод выделения контуров объектов на спутниковых снимках минимальными вычислительными ресурсами// Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2016. Т.13. № 5 С. 304-311.

4. *Петров Е.П., Харина Н.Л., Медведева Е.В.* Математическая модель цифровых полутоновых изображений Земли из космоса // Материалы II Всерос. НТК «Актуальные проблемы ракетно-космической техники – Самара, 2011. – с.179-185.

5. *Петров Е.П., Харина Н.Л., Ржаникова Е.Д.* Математическая модель цифровых полутоновых изображений на основе цепей Маркова с несколькими состояниями// Нелинейный мир. – 2013, т.11, № 7. – с. 487-492.

ПЕТРОВ Евгений Петрович родился в 1937 году. В 1962 году закончил Куйбышевский электротехнический институт связи, факультет радиосвязи. Автор более 300 научных публикаций. Область научных интересов - исследование алгоритмов и устройств цифровой фильтрации дискретных коррелированных сигналов, цифровая обработка изображений.

Место работы: Вятский государственный университет, кафедра радиоэлектронных средств, заведующий кафедрой, д.т.н. профессор

Адрес: 610000, г. Киров, ул. Московская, 36, ВятГУ, каф. РЭС, раб. тел. (8332) 74-25-26, e-mail: EPpetrov@mail.ru

ХАРИНА Наталья Леонидовна родилась в 1968 году. В 1991 году закончила Кировский политехнический институт, кафедру радиоэлектронных средств, к.т.н., доцент кафедры радиоэлектронных средств Вятского государственного университета. Автор более 60 научных публикаций. Область научных интересов – методы сжатия и фильтрации цифровых изображений.

Место работы: Вятский государственный университет, кафедра радиоэлектронных средств, доцент, к.т.н.

Адрес: 610000, г. Киров, ул. Московская, 36, ВятГУ, каф. РЭС, раб. тел. (8332) 74-25-26, e-mail: NataL_res@mail.ru

О РЕАЛИЗАЦИИ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ РАДИОПРИЕМНОЙ СИСТЕМЫ С ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТОДОВ ЭКСПЕРТНЫХ СИСТЕМ И НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ

И.Н. Малышева, Ю.Л. Козирацкий, С.А. Панов, Ю.А. Плахотнюк
АО «Концерн «Созвездие» (г. Воронеж), ФГКВОУ ВПО «Военный учебно-научный центр ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Рассматриваются вопросы синтеза систем автоматического управления для реализации синхронизации в помехозащищенных системах радиосвязи. Предлагается методика, алгоритм и имитационная модель системы синхронизации, основанные на сочетании классической теории управления с технологиями искусственного интеллекта.

ABOUT REALIZATION OF SYSTEM OF AUTOMATIC CONTROL FOR RADIO RECEPTION SYSTEM WITH APPLICATION OF METHODS EXPERT SYSTEMS AND FUZZY LOGIC

I.N. Malysheva, Y.L. Koziratsky, S.A. Panov, Y.A. Plahotnuk

The problems of synthesis of systems of automatic control for realization of synchronization in the systems of a radio communication protected from hindrances are considered. The approach, an algorithm and imitating model of system of synchronization based on a combination of the classical control theory and technologies of machine intelligence is offered.

Для решения проблемы синтеза систем автоматического управления (САУ) сложными динамическими объектами в настоящее время принято использовать сочетание методов теории классического управления и методов перспективных технологий искусственного интеллекта. Существует достаточно много работ, посвященных вопросам комбинирования методов нечеткой логики, нейронных сетей, экспертных систем для решения задач оптимизации управления сложными системами, к которым, безусловно, относятся современные системы радиосвязи. Однако, недостаточно работ, посвященных синтезу реализованных систем автоматического управления современными помехозащищенными системами радиосвязи, для управления которыми принято использовать исключительно классическую теорию цифровой обработки сигналов.

В связи с этим основная цель доклада заключается:

- в представлении реализованной методики управления синтезом информационных воздействий для типовых сценариев реализации функционирования САУ,
- в представлении реализованной имитационной модели и обобщенного алгоритма для управления синхронизацией радиосистемы с элементами защиты сохранения устойчивого функционирования, основанных на принципах совместного использования методов экспертных систем и нечеткой логики.

В общем случае, содержательная постановка задачи заключалась в необходимости исследования эффективности системы управления для различных стратегий поведения объекта управления в условиях сложной помеховой обстановки. Типовым объектом управления в радиосвязи является помехозащищенная система радиосвязи (СРС) с расширением спектра сигналов.

Известно, что задача фазовой синхронизации, или фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) – одна из обязательных, возникающих при реализации оптимальной де-

модуляции, для широкополосных радиоприемных устройств. Один из важных моментов в подсистеме синхронизации – учет параметров рассогласования сигналов источника и приемника, особенно в условиях стратегической неопределенности (конфликтной ситуации). Для реализации ФАПЧ необходима следящая подсистема, обеспечивающая процесс синхронизации СРС. Данная подсистема будет служить объектом управления для модели системы управления.

В соответствии с классификацией систем по видам управляемости проектируемую систему управления можно отнести к классу замкнутых цифровых дискретных конечномерных систем. Синхронизацией процессов систем подобного класса называют случай, когда выполняются соотношения вида [1, ф.5.1]. Для рассматриваемой СРС корректнее использовать выражение для случая приближенной синхронизации, которое в общем случае имеет вид [1, ф.5.2]:

$$F_i(C_{t+\tau_i}[x_i]) - F_j(C_{t+\tau_j}[x_j]) \le \varepsilon \quad \forall i, j, \quad t \ge 0\,, \quad (1)$$

где $x_i(t)$ – синхронизируемые процессы,
τ – временные или фазовые сдвиги,
F – функции сравнения,
C – характеристики процессов (или показатели синхронизации),
ε – показатель точности синхронизации.

Для радиотехнических систем показателем синхронизации является значение фазы процесса $x_i(t)$:

$$C_t[x(t)] = \varphi, \quad 0 \le \varphi \le 2\pi\,. \qquad (2)$$

Известно, что в случае фазовой синхронизации показатель синхронизации определяется численными методами для интегро-дифференциального уравнения [2, ф.9.1.11], или методами матричных вычислений [1, ф.5.70]. Очевидно, что аппаратно-программная реализация таких достаточно сложных математических операций в явном виде (например, на основе современных вычислительных элементов и программируемых логических схем) представляет некоторые трудности. Значительно проще синтезировать программное обеспечение на основе принципов управления по методикам интеллектуальных технологий, что и было реализовано с использованием многоядерных DSP-процессоров с управляющим RISC-контроллером для случая проектирования системы управления синхронизацией помехозащищенной СРС.

Решение было получено на основе модифицированного способа адаптивного управления по ПИД-закону [3], обобщенного алгоритма формирования управляющих воздействий на базе причинно-следственных связей [4], логико-лингвистической модели [5] с применением процедуры предварительной настройки параметров по принципам нейронных сетей (с использованием процедуры обучения).

Известно, что в классическом случае реализации ФАПЧ оценка частоты и фазы вычисляется синхронизатором и передается в решающую схему непрерывно, и процесс слежения происходит также непрерывно на всех этапах: поиска, обнаружения и оценивания. Отличие предлагаемого подхода от классических методов формирования управляющих воздействий для системы синхронизации заключается в том, что не производится непрерывной подстройки генератора опорных сигналов на этапах обнаружения и приема. Необходимая компенсация рассогласования параметров принимаемого и опорного сигналов учитывается программным образом, что позволяет исключить нарушения и ошибки синхронизации и достигнуть повышения отказоустойчивости СРС.

Для синтеза системы синхронизации и для решения одной из частных задач – исследования влияния неидеальности синхронизации на помехозащищенность СРС – на основе вышеприведенной общей постановки задачи были разработаны методика и имитационная модель. В методике управления синхронизацией используются интеллектуальные технологии экспертных систем и нечеткой логики, в дополнение к классическим методам цифровой обработки. Имитационная модель, позволяющая синтезировать информационные и «шумовые» воздействия на СРС и исследовать ее поведение в случаях граничных и типовых ситуаций, предназначена для синтеза управления поведением системы синхронизации на основе анализа текущей ситуации, прогнозирования состояния среды функционирования и с учетом «памяти» о своих прошлых состояниях и поведении (т.е. рефлексии).

Модель позволяет оценивать:

– чувствительность;
– помехозащищенность;
– время синхронизации и приема.

Исходные данные:

– вид входного радиосигнала (способ модуляции);
– параметры входного радиосигнала (частота, уровень);
– способ обработки радиосигнала в приемном устройстве;
– вид и параметры помех.

Структурно-функциональная схема реализации системы управления синхронизацией приведена на рис.1. Подсистема ФАПЧ является составной частью экспертной системы (ЭС).

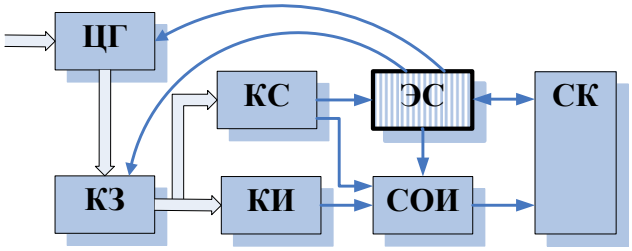


Рис. 1. Структурно-функциональная схема системы управления синхронизацией: ЦГ – цифровой гетеродин, КЗ – модуль коррекции задержки, КС – коррелятор синхронизации, КИ – коррелятор информации, ЭС – экспертная система, СОИ – система определения информации, СК – системный контроллер.

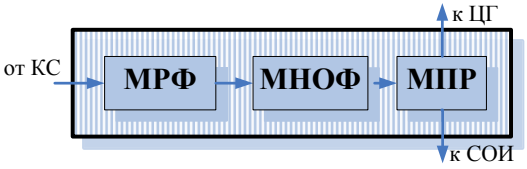


Рис. 2. Структурно-функциональная схема подсистемы ФАПЧ, входящей в состав ЭС: МРФ – модуль расчета фазы, МНОФ – модуль накопления обработки фазы, МПР – модуль принятия решения.

Основой для реализации управления является классификация сложившейся в радиоприемном устройстве ситуации, сведение ее к конечному множеству заданных вариантов с последующим выбором некоторого приемлемого решения из набора условно подходящих для данной ситуации. При этом большая часть информационных показателей данной ситуации может быть выражена лингвистическими средствами и получена на основе методов нечеткой логики [5].

Целью данной системы управления является получение оценки ошибки по частоте и определение степени доверия этой оценке.

Обобщенный алгоритм управления, в соответствии со структурно-функциональной схемой рис. 1 и 2, заключается в следующих действиях. От коррелятора синхронизации (КС) в моменты окончания приёма символа поступает информация о квадратурах синхропоследовательности (СП), по которой выполняется расчёт фазы СП. Полученные отсчёты фазы поступают в модуль накопления и обработки фазы (МНОФ). Накопление отсчётов производятся в буфере, объём накапливаемых данных может быть изменён по результатам последующей обработки для достижения оптимального соотношения помехоустойчивости и быстродействия. Кроме того, в необходимые моменты производится сброс буфера. Так, при выявлении устойчивого быстрого сдвига несущей частоты объём усредняемых данных уменьшается, в состоянии относительной стабильности – увеличивается.

В зависимости от абсолютного значения ошибки и с учётом предыстории и текущих условий работы принимается решение о необходимости коррекции частоты цифрового гетеродина (ЦГ). «Большая» величина оценки ошибки, «высокая» степень доверия оценке, «хорошее» соотношение сигнал/шум (по данным коррелятора) повышают шансы выполнения коррекции. Информация об остаточной расстройке по частоте передаётся в систему определения информации (СОИ), где она используется для коррекции данных, поступающих от корреляторов синхронизации и информации.

На рис. 3-6 представлены результаты моделирования процессов поиска, обнаружения и слежения по частоте и фазе. Окно «а» отражает изменение отклонения максимума корреляционной функции (КФ) от его «правильного» положения, окно «б» – оценку интегральной ошибки слежения по фазе, окно «в» – агрегатную функцию (для массивов выборок), характеризующую набор текущих фаз вектора КФ, окно «г» – буфер контекстно-зависимых факторов слежения. Оси абсцисс предназначены для фиксации каждого следующего временного состояния исследуемого показателя, оси ординат – для условных единиц исследуемого показателя.

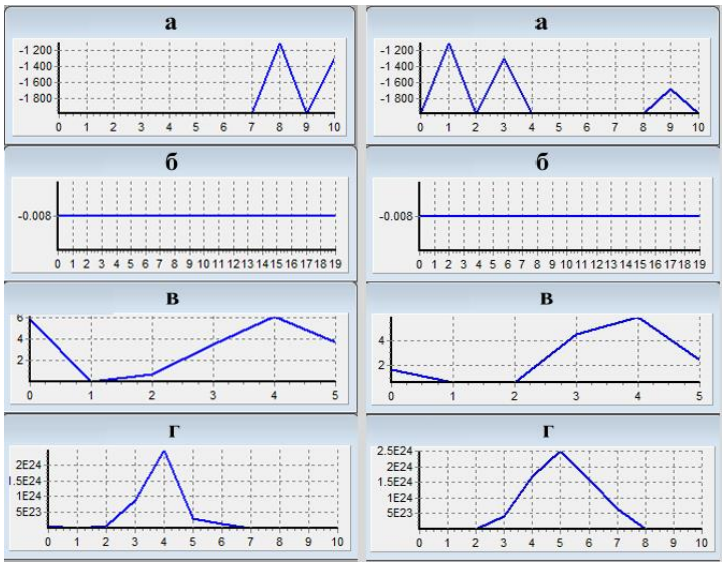


Рис. 3. Этапы ФАПЧ в процессе поиска сигнала.

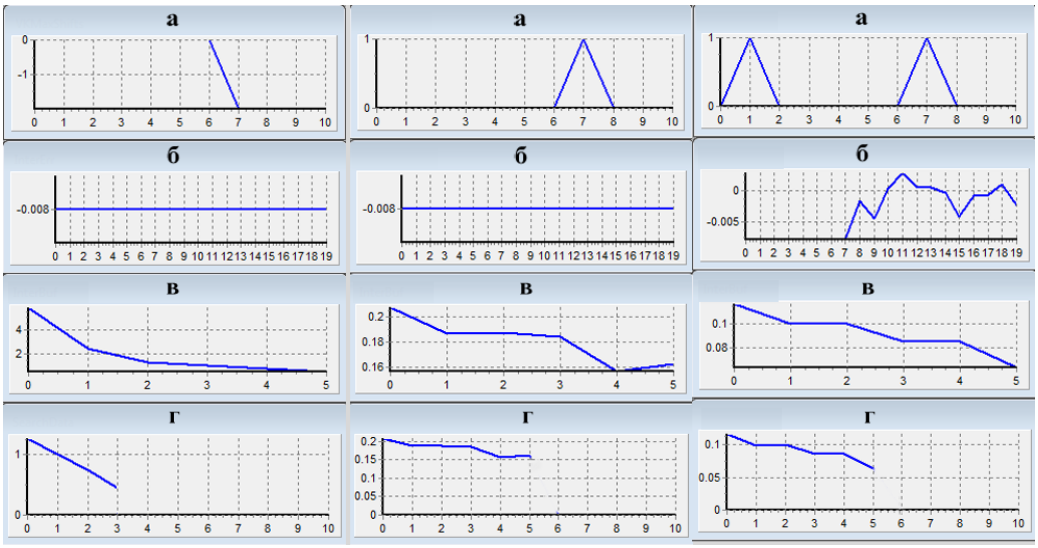


Рис. 4. Этапы ФАПЧ после обнаружения сигнала.

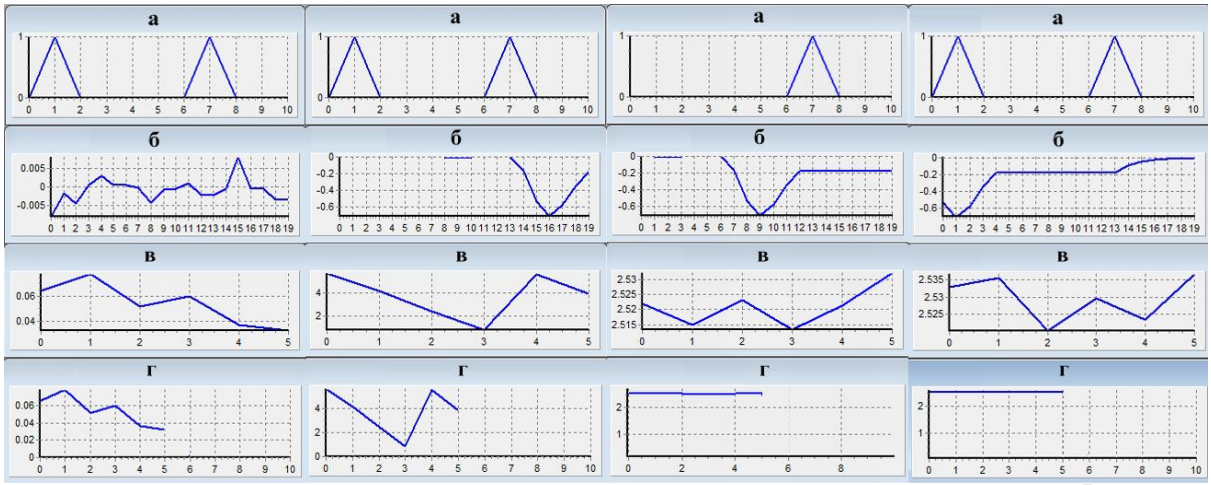


Рис. 5. Этапы ФАПЧ в процессе приема сигнала при условии «большого» (10^{-7}) сдвига несущей частоты.

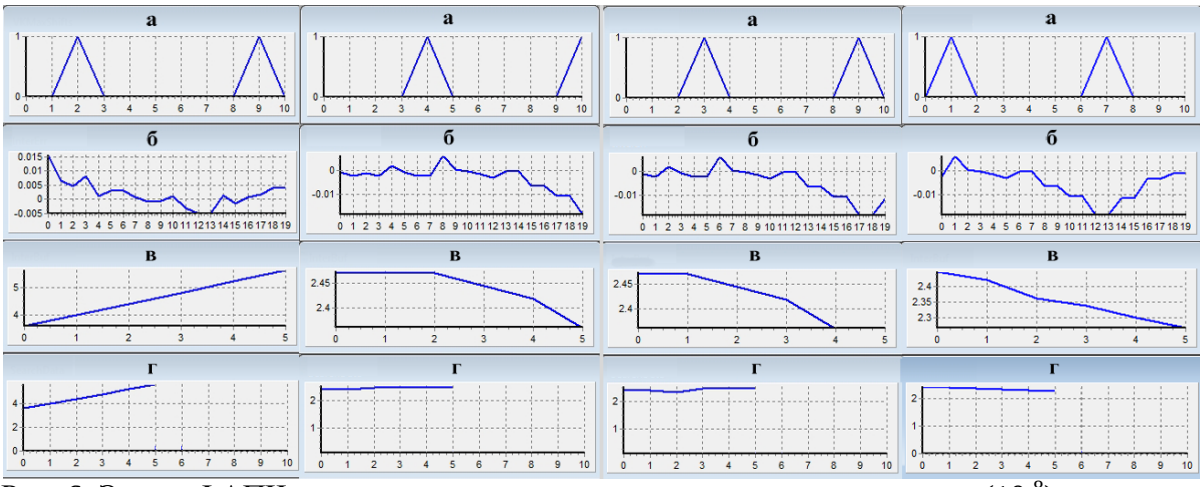


Рис. 6. Этапы ФАПЧ в процессе приема сигнала при условии «малого» (10^{-8}) сдвига несущей частоты.

Представленная методика управления синхронизацией применялась для проектирования широкополосной радиоприемной системы. Использование программного синхронизатора позволило значительно (в 3 раза) повысить быстродействие захвата и

стабилизации ФАПЧ, а использование методов нечеткой логики и экспертных систем, как альтернативного способа управления – существенно сократить объем вычислений, уменьшить время расчетов и повысить точность процесса.

Предлагаемая методика принятия решений и имитационная модель на основе совместного использования классической теории управления и интеллектуальных технологий анализа данных может применяться в следующих случаях:

– для имитации всевозможных вариантов поведения САУ и состояний, которые могут возникнуть в процессе ее функционирования;

– для выработки оптимальных решений и задач экспертного прогнозирования поведения САУ в случаях обнаружения как типичных для информационного конфликта ситуаций, так и чрезвычайных или нетривиальных ситуаций;

– для обнаружения нежизнеспособных состояний САУ при формировании вариантов поведения в нештатных ситуациях.

Необходимо отметить, что переход к использованию систем автоматического управления предоставляет дополнительные возможности при реализации целевых функций управления по сравнению с автоматизированными системами управления:

– повышается надежность системы управления за счет сохранения устойчивости в результате применения алгоритмических методов технологий искусственного интеллекта, обусловленных их адаптивными способностями;

– осуществляется защита от «человеческой ошибки» за счет обоснованного выбора последовательности действий в случаях конфликтных ситуаций (например, выбор на основе методик экспертного оценивания);

– уменьшается время реагирования на все возможные случаи инфокоммуникационных воздействий противника.

Литература

1. Фрадков А.Л. Кибернетическая физика: принципы и примеры. – СПб.: Наука, 2003. – 208 с.
2. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Мухин Н.П., Нахмансон Г.С. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. – М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.
3. Малышева И.Н. Способ адаптивного управления по ПИД-закону и система для его реализации: пат. 2510956 Рос.Федерации. / А.Н. Асосков, И.Н. Малышева, В.Н. Орлянский, Ю.А. Плахотнюк (RU); заявитель и правообладатель ОАО «Концерн «Созвездие». № 2012124617/08; заявл. 14.06.2012, опубл. 10.04.2014, Бюл. № 10.
4. Малышева И.Н. К вопросу обеспечения устойчивости функционирования системы управления радиоприемным комплексом в условиях информационного конфликта. / А.Н. Асосков, И.Н. Малышева // Тезисы научно-технической конференции «Кибернетика и высокие технологии XXI века», Воронеж, 14-16 мая 2013 г. Т.1. С.140–146.
5. Малышева И.Н. К вопросу применения принципов ситуационного управления в радиотехнических системах. / А.Н. Асосков, И.Н. Малышева, Ю.А. Плахотнюк // Теория и техника радиосвязи. 2012. №3. С.5–10.

Сведения об авторах

Ирина Николаевна Малышева, к.т.н., руководитель проекта, АО «Концерн «Созвездие», email: irina_mal07@mail.ru

Юрий Леонтьевич Козирацкий, д.т.н., проф., доцент кафедры «Радиоэлектронной борьбы (и технического обеспечения частей РЭБ)», ФГКВОУ ВПО «Военный учебно-научный центр ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Сергей Анатольевич Панов, к.т.н., с.н.с., доцент кафедры «Радиоэлектронной борьбы (и технического обеспечения частей РЭБ)», ФГКВОУ ВПО «Военный учебно-научный центр ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Юрий Алексеевич Плахотнюк, начальник сектора, АО «Концерн «Созвездие»

УДК 621.396.96

АЛГОРИТМ НАСТРОЙКИ ПАРАМЕТРОВ $\alpha-\beta$ - ФИЛЬТРА НА ОСНОВЕ НЕЧЕТКОЙ ЭКСПЕРТНОЙ СИСТЕМЫ

Ануфриев К.В., Елисеев А.В., Погорелов Р.А.

Решена задача линейной фильтрации параметров вектора состояния объекта, совершающего маневр. Обнаружение маневра выполняется с использованием мажоритарного критерия. Для адаптации фильтра использована нечеткая экспертная система. Разработана структурная схема адаптивного фильтра. Показана эффективность фильтра на тестовом примере

TUNING ALGORITHM PARAMETERS $\alpha-\beta$ - FILTER BASED ON FUZZY EXPERT SYSTEM

Anufriev, K.V. ,Eliseev, A.V., Pogorelov R.A.

Solved the problem of linear filtering of the state vector of an object performing the maneuver. The detection maneuver is performed using the majoritarian criterion. For adaptation of the filter used fuzzy expert system. Structural diagram of the adaptive filter. The efficiency of the filter in the example

Введение

При организации воздушного движения самолетов гражданской авиации органами управления широко используется траекторная информация, поступающая от радиотехнических средств наблюдения. К средствам наблюдения, предназначенным для контроля параметров положения и движения воздушных судов, относятся радиолокационные системы (РЛС) различного назначения, аппаратура автоматического зависимого наблюдения, мультилатерационные системы. Одним из важнейших параметров, характеризующих качество РЛС, является погрешность оценки параметров траектории воздушного судна, особенно в условиях его маневрирования. Данная погрешность зависит от многих факторов, в том числе и от используемых методов и алгоритмов вторичной обработки радиолокационных измерений. В системе вторичной обработки широко используются алгоритмы динамической фильтрации с обнаружением маневра [1-3]. Данные алгоритмы содержат три основных модуля: модуль обнаружения маневра; модуль настройки параметров фильтра; модуль фильтра [1–3]. Существующее многообразие алгоритмов динамической фильтрации обусловлено особенностями реализации перечисленных модулей. Так, например, в работе [2] предложен алгоритм настройки фильтра Калмана путем изменения значения элементов матрицы интенсивностей формирующих шумов. Однако особенностью данного алгоритма является итерационность подстройки, приводящая к возникновению динамической погрешности фильтрации в переходном периоде.

Цель работы – снижение динамической ошибки $\alpha-\beta$-фильтрации параметров траектории маневрирующего летательного аппарата.

Решаемая *задача*: разработка алгоритма настройки параметров $\alpha-\beta$ - фильтра.

Математическая постановка задачи

Пусть параметры траектории маневрирующего летательного аппарата на интервале времени $[t_0, T]$ описываются разностным уравнением [1]

$$\mathbf{X}(t_{j+1}) = \mathbf{X}(j+1) = \begin{cases} \mathbf{\Phi}(j+1,j)\mathbf{X}(j) + \mathbf{\Gamma}(j+1,j)\mathbf{N}_x(j), & t_j < t_{\text{НМ}}, \\ \mathbf{\Phi}(j+1,j)\mathbf{X}(j) + \mathbf{\Gamma}(j+1,j)\big(\mathbf{A}_x(j) + \mathbf{N}_x(j)\big), & t_{\text{НМ}} \le t_j < t_{\text{КМ}}, \\ \mathbf{\Phi}(j+1,j)\mathbf{X}(j) + \mathbf{\Gamma}(j+1,j)\mathbf{N}_x(j), & t_j \ge t_{\text{КМ}}, \end{cases} \quad (1)$$

а уравнение наблюдения имеет вид

$$\mathbf{Z}(j) = \mathbf{H}(j)\mathbf{X}(j) + \mathbf{N}_z(j),\ j = 0,1,2,\ldots, \quad (2)$$

где $\mathbf{X}(j)$ – вектор параметров процесса; $\mathbf{Z}(j)$ – вектор измерений; $\mathbf{\Phi}(j+1,j)$, $\mathbf{\Gamma}(j+1,j)$, $\mathbf{H}(j)$ – известные функциональные матрицы; $t_{\text{НМ}}$, $t_{\text{КМ}}$ – время начала и конца маневра, соответственно; $\mathbf{A}_x(j)$ – вектор интенсивностей изменения процесса (маневра), элементы которого неизвестны; $\mathbf{N}_x(j)$, $\mathbf{N}_z(j)$ – случайные шумы объекта (1). Требуется: по результатам текущих наблюдений $\mathbf{Z}(j)$ получить оптимальную в среднеквадратическом смысле оценку $\hat{\mathbf{X}}(j)$ фильтрации вектора состояния (1) в условиях априорной неопределенности относительно значений элементов матрицы $\mathbf{A}_x(j)$.

Решение задачи

Для повышения оперативности формирования оценки $\hat{\mathbf{X}}(j)$ вектора параметров и снижения требований к объему памяти и производительности цифрового вычислительного комплекса подсистемы вторичной обработки траекторных измерений в качестве фильтра сопровождения будем рассматривать $\alpha-\beta$-фильтр [1]:

$$\hat{\mathbf{X}}(j+1) = \hat{\mathbf{X}}(j+1|j) + \mathbf{K}(j+1)\big[\,\mathbf{Z}(j+1) - \mathbf{H}(j+1)\hat{\mathbf{X}}(j+1|j)\,\big], \quad (3)$$

$$\hat{\mathbf{X}}(j+1|j) = \mathbf{\Phi}(j+1,j)\hat{\mathbf{X}}(j), \quad (4)$$

где $\mathbf{K}(j) = diag\big[\mathbf{K}_{Xi}(j), i=\overline{1,q}\big]$, $\mathbf{K}_{Xi}(j) = \left[\alpha_i(j), {\beta_i(j)}/{\Delta T}\right]^T$, $\Delta T = t_j - t_{j-1}$ – интервал времени между измерениями $\mathbf{Z}(j)$, $j=1,2,3,\ldots$, $\alpha_i(j)$, $\beta_i(j)$ – элементы матрицы коэффициентов усиления $\mathbf{K}_{Xi}(j)$, q – размерность вектора состояния $\hat{\mathbf{X}}(j)$.

В общем случае, при фильтрации вектора состояния неманеврирующего объекта коэффициенты $\alpha_i(j)$, $\beta_i(j)$ изменяются по следующему закону [1]:

$$\alpha_i(j) = \frac{2(2j-1)}{j(j+1)},\ \beta_i(j) = {\alpha_i^2(j)}\Big/{\big(2-\alpha_i(j)\big)}. \quad (5)$$

Таким образом, для адаптации $\alpha-\beta$-фильтра необходимо последовательное решение двух основных задач: обнаружение начала или окончания маневра и управление значениями элементов коэффициента усиления $\mathbf{K}(j)$.

Рассмотрим последовательно возможные варианты решения указанных задач.

Задача обнаружения маневра. Для решения данной задачи в состав адаптивного $\alpha-\beta$-фильтра необходимо ввести обнаружитель маневра (ОМ) [1, 2], который должен формировать признак маневра $\text{ПМ}(t_j) = \text{ПМ}(j) \in \{0,1\}$, принимающий значение «1» в случае обнаружения начала маневра (продолжения маневра), или значение «0» – в случае окончания маневра (отсутствия маневра). Будем считать, что качество работы ОМ характеризуется вероятностью правильного обнаружения P_D и вероятностью ложной тревоги P_F.

В общем случае критерий обнаружения маневра будет имеет вид

$$K_{\text{ОМ}} \equiv \begin{cases} \text{"Есть маневр"}\left(\text{ПМ}=1\right), \text{ если } \hat{S}\left(j\right) > S_0, \\ \text{"Нет маневра"}\left(\text{ПМ}=0\right), \text{ если } \hat{S}\left(j\right) \le S_0, \end{cases} \tag{6}$$

где $\hat{S}\left(j\right)$ – некоторая решающая статистика, определяемая по заранее определенному алгоритму, S_0 – пороговое значение статистики, определяемое из условия обеспечения требуемого значения P_D при допустимом значении P_F.

Из выражения (6) следует, что для уменьшения P_F необходимо увеличивать порог S_0, что, в свою очередь, приведет к снижению вероятности правильного обнаружения маневра P_D.

По этой причине для снижения P_F без изменения значения порога S_0 используем мажоритарный принцип «два из трех» работы обнаружителя маневра на основе трех различных частных критериев обнаружения. Рассмотрим частные критерии обнаружения маневра.

Частный критерий №1 (ЧК1). В качестве решающей статистики для ЧК1 в формуле (6) используется значение вида [1]

$$\hat{S}\left(j\right) = \varphi\hat{S}\left(j-1\right) + \left(1-\varphi\right)S\left(j\right),$$

где $\varphi \in \left[0,1\right[$ – постоянное число, имеющее смысл коэффициента фильтрации.

Квадратичная форма $S\left(j\right)$ определяется выражением [1]

$$S\left(j\right) = \boldsymbol{\varepsilon}^T\left(j\right)\boldsymbol{\Psi}^{-1}\left(j\right)\boldsymbol{\varepsilon}\left(j\right), \tag{7}$$

где

$$\boldsymbol{\varepsilon}\left(j\right) = \mathbf{Z}\left(j\right) - \mathbf{H}\left(j\right)\hat{\mathbf{X}}\left(j\,|\,j-1\right), \tag{8}$$

$$\boldsymbol{\Psi}\left(j\right) = \mathbf{H}\left(j\right)\mathbf{P}\left(j\,|\,j-1\right)\mathbf{H}^T\left(j\right) + \mathbf{R}\left(j\right), \tag{9}$$

$$\mathbf{P}\left(j\,|\,j-1\right) = diag\left[\,\sigma_{\hat{x}_i(j|j-1)}, i=\overline{1,q}\,\right],$$

$$\sigma^2_{\hat{x}_i(j|j-1)} = \frac{2\alpha_i^2\left(j\right) + \alpha_i\left(j\right)\beta_i\left(j\right) + 2\beta_i\left(j\right)}{\alpha_i\left(j\right)\left(4 - 2\alpha_i\left(j\right) - \beta_i\left(j\right)\right)}\sigma^2_{x_i}.$$

Значение S_0 для ЧК1 определяется из предположения, что статистика $S\left(j\right)$ имеет χ^2- распределение с p степенями свободы [1]

$$\chi^2\left(S\left(j\right)\right) = \frac{1}{2^{p/2}\Gamma\left(p/2\right)}S^{p/2-1}\left(j\right)\exp\left(-\frac{S\left(j\right)}{2}\right),$$

где $\Gamma\left(\cdot\right)$ – гамма функция, p – размерность вектора наблюдения $\mathbf{Z}\left(j\right)$.

В [1] показано, что если маневр обнаружен согласно ЧК1 в момент j дискретного времени, то принимается гипотеза о начале маневра в момент $j-k-1$, где k – эффективная память фильтра экспоненциального сглаживания

$$k = \left(1-\varphi\right)^{-1}. \tag{10}$$

Частный критерий №2 (ЧК2). В качестве решающей статистики используется обновляющий процесс (невязка) $\boldsymbol{\varepsilon}\left(j\right)$ вида (10), а в качестве порога S_0 величина [1]

$$S_{0l}\left(j\right) = c\sqrt{\Psi_{ll}\left(j\right)}, \tag{11}$$

где $\Psi_{ll}(j), l=\overline{1,p}$ – диагональные элементы матрицы (11), c – положительная константа, значение которой определяется вероятностью $P_{\text{Д}}$ того, что $\varepsilon_l(j)$ будет находиться в интервале $\left[-S_{0l}(j), S_{0l}(j)\right]$, например, при $P_{\text{Д}}=0.9973$ имеем $c=3$.

С учетом выражений (6) и (11) факту обнаружения маневра на основе ЧК2 соответствует условие

$$\left|\varepsilon_l(j)\right| > S_{0l}(j). \tag{12}$$

Частный критерий №3 (ЧК3). Введем по аналогии с работой [2] два дополнительных показателя невязки: показатель модуля среднего арифметического значения невязки $\left|\bar{\varepsilon}(j)\right|$, показатель среднего арифметического модуля значения невязки $\overline{\left|\varepsilon(j)\right|}$ (при этом для простоты изложения без потери общности примем, что невязка является скалярной):

$$\left|\bar{\varepsilon}(j)\right| = \frac{\left|\sum_{i=0}^{n-1}\varepsilon(j-i)\right|}{n}; \qquad \overline{\left|\varepsilon(j)\right|} = \frac{\sum_{i=0}^{n-1}\left|\varepsilon(j-i)\right|}{n}, \tag{13}$$

где n- количество подряд следующих измерений, используемых для обнаружения маневра.

Факту обнаружения маневра на основе ЧК3 соответствует условие

$$\left|\bar{\varepsilon}(j)\right| = \overline{\left|\varepsilon(j)\right|}. \tag{14}$$

Введем итоговый мажоритарный критерий (ИМК) $K_{\text{ИМК}}$. Обозначим через $\text{ПМ}_k(j)\in\{0,1\}$ результат применения k–го, $k=\overline{1,3}$ частного критерия обнаружения маневра, тогда итоговый мажоритарный признак маневра типа «два их трех» будет иметь вид

$$\text{ПМ}_\Sigma(j) = \left(\overline{\text{ПМ}}_1(j)\wedge\text{ПМ}_2(j)\wedge\text{ПМ}_3(j)\right)\vee\left(\text{ПМ}_1(j)\wedge\overline{\text{ПМ}}_2(j)\wedge\text{ПМ}_3(j)\right)\vee$$
$$\vee\left(\text{ПМ}_1(j)\wedge\text{ПМ}_2(j)\wedge\overline{\text{ПМ}}_3(j)\right)\vee\left(\text{ПМ}_1(j)\wedge\text{ПМ}_2(j)\wedge\text{ПМ}_3(j)\right),$$

где $\wedge$, $\vee$ – соответственно символы логических операций умножения и сложения, $\overline{\text{ПМ}}_i(j)$ – величина, инверсная $\text{ПМ}_i(j)$.

В общем случае ИМК типа «два их трех» будет иметь вид

$$K_{\text{ИМК}} \equiv \begin{cases} \text{"Есть маневр", если } \text{ПМ}_\Sigma(j)=1, \\ \text{"Нет маневра", если } \text{ПМ}_\Sigma(j)=0. \end{cases} \tag{15}$$

Итоговая вероятность ложной тревоги $P_{F\Sigma}$ при обнаружении маневра на основе критерия (15) для случая равенства вероятностей ложной тревоги частных критериев, то есть $P_{F1}=P_{F2}=P_{F3}=P_F$, может быть найдена следующим образом

$$P_{F\Sigma} = \sum_{m=2}^{3} C_3^m \left(1-P_F\right)^{3-m} {P_F}^m,$$

где

$C_3^m = \dfrac{3!}{m!(3-m)!}$ – число сочетаний «из трех по m», $P_{Fk}, k=\overline{1,3}$ – вероятность ложной тревоги для k–го частного критерия.

В случае, когда вероятности ложной тревоги $P_{Fk}, k \in \{1,2,3\}$ для каждого частного критерия различны, справедлива формула

$$P_{F\Sigma} = \bar{P}_{F1}P_{F2}P_{F3} + P_{F1}\bar{P}_{F2}P_{F3} + P_{F1}P_{F2}\bar{P}_{F3} + P_{F1}P_{F2}P_{F3}, \qquad (16)$$

где $\bar{P}_{Fk} = 1 - P_{Fk}$, $k = \overline{1,3}$ – вероятность правильного необнаружения маневра.

Задача управления значениями элементов коэффициента усиления $\mathbf{K}(j)$. Применим для адаптации $\alpha-\beta$-фильтра к изменению модели движения объекта оперативно советующую экспертную систему (ОСЭС), основанную на применении нечеткого логического вывода [4, 6]. Будем считать, что процесс функционирования фильтра можно представить в виде кортежа некоторых проблемных ситуаций (ПрС) [3]. Любая ПрС описывается ситуационным вектором $\mathbf{sv} = \left[sv_k, k = \overline{1,K} \right]^T$, каждая координата которого sv_k является лингвистической переменной с заданным множеством термов $\left\{ SV_k^l, l = \overline{1,m_k} \right\}$. Полагаем, что для некоторых конкретных реализаций ситуационного вектора $\mathbf{sv}^*$ имеются прецеденты успешного решения текущей ПрС, характеризующиеся некоторым прецедентным вектором $\mathbf{pv} = \left\{ pv_m, m = \overline{1,m_{PV}} \right\}$, каждая координата которого pv_m является лингвистической переменной с заданным множеством термов $\left\{ PV_m^p, p = \overline{1,n_m} \right\}$. Пусть некоторая ПрС, возникающая при динамической фильтрации измерений, описывается ситуационным вектором $\mathbf{sv} = \left[sv_k, k = \overline{1,2} \right]^T$ с элементами: sv_2 – «значение модуля относительной ошибки $\left|\varepsilon_{\text{отн}}(j)\right|$», при этом $\left|\varepsilon_{\text{отн}}(j)\right|$ определяется формулой

$$\left|\varepsilon_{\text{отн}}(j)\right| = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} \left|\varepsilon(j-i)\right|}{n\sigma_{\text{доп}}}, \quad \text{где} \quad \left|\varepsilon(j)\right| = \left|\mathbf{Z}(j) - \mathbf{H}(j)\hat{\mathbf{X}}(j \mid j-1)\right|, \quad \sigma_{\text{доп}} - \text{ некоторое}$$

допустимое значение среднеквадратического отклонения ошибки $\varepsilon(j)$.

Пусть указанные переменные описываются следующими терм-множествами:

$$\mathbf{SV}_1 = \left\{ \begin{array}{l} \text{"допустимая ошибка (ДО)",} \\ \text{"недопустимая динамическая ошибка (знакопостоянная) (НДО)"} \end{array} \right\} = \left\{ SV_1^l, l = \overline{1,2} \right\};$$

$$\mathbf{SV}_2 = \left\{ \begin{array}{l} \text{"очень малая ошибка (ОМО)", "малая ошибка (МО)",} \\ \text{"средняя ошибка (СРО)", "большая ошибка (БО)",} \\ \text{"очень большая ошибка (ОБО)"} \end{array} \right\} = \left\{ SV_2^l, l = \overline{1,5} \right\}.$$

Полагаем, что лингвистическая переменная sv_1 задана на унифицированном универсальном множестве $E = \{0,1\}$, лингвистическая переменная sv_2 – на универсуме $E = \left[0, \left|\varepsilon_{\text{отн.max}}\right| \right]$, а их термы описываются функциями принадлежности $\mu_{SV_k} \in \left\{ \mu_{SV_k^l}, l = \overline{1,m_k} \right\}$. Пусть термы лингвистической переменной sv_1 описываются функциями принадлежности типа синглетон:

$$SV_1^1 : \mu_{SV_1^1} = \delta\left(x, \bar{x}_1^1\right) = \begin{cases} 1, \text{если } x = \bar{x}_1^1 = 0 - \text{ситуация: допустимая ошибка (ДО);} \\ 0, \text{если } x \neq \bar{x}_1^1; \end{cases}$$

$$SV_1^2: \mu_{SV_1^2} = \delta\left(x, \bar{x}_1^2\right) = \begin{cases} 1, \text{если } x = \bar{x}_1^2 = 1 - \text{ситуация: недопустимая} \\ \text{динамическая ошибка (НДО);} \\ 0, \text{если } x \neq \bar{x}_1^2. \end{cases}$$

Термы лингвистической переменной sv_2 описываются следующими функциями принадлежности [7]:

$$\text{термы } SV_2^1,\ SV_2^5:\ \mu_{SV_2^l}\left(|\varepsilon_{\text{отн}}|\right) = 1 - \frac{1}{1 + \exp\left(-a_{2l}\left(|\varepsilon_{\text{отн}}| - c_{2l}\right)\right)},\ l \in \{1,5\}, \tag{17}$$

$$\text{термы } SV_2^2, SV_2^3, SV_2^4:\ \mu_{SV_2^l}\left(|\varepsilon_{\text{отн}}|\right) = \exp\left(\frac{-\left(|\varepsilon_{\text{отн}}| - c_{2l}\right)^2}{a_{2l}}\right),\ l \in \{2,3,4\}, \tag{18}$$

где $a_{2l}, c_{2l},\ l = \overline{1,5}$ – параметры функций принадлежности. Учитывая, что управляемым параметром $\alpha - \beta$-фильтра, как было сказано ранее, является матрица коэффициентов усиления $\mathbf{K}(j)$, а в частном скалярном случае – коэффициенты $\alpha(j)$, $\beta(j)$, введем в рассмотрение прецедентный вектор $\mathbf{PV} = \left\{pv_m, m = \overline{1, m_{PV}}\right\} = \{pv_1\}$, состоящий из одной переменной pv_1 – «значение коэффициента $\alpha(j)$». При этом будем полагать, что вид прецедентного вектора определяется значением элемента ситуационного вектора sv_1 – «тип ошибки фильтрации».

Так, когда $sv_1 = \text{"допустимая ошибка (ДО)"}$, значение $\alpha(j)$ определяется на основе следующего прецедента

$$pv_1:\ \alpha(j) = \begin{cases} 0.743 - 0.043j, \text{при } j \leq 8, \\ 0.4 \text{ при } j > 8. \end{cases} \tag{19}$$

В случае, когда $sv_1 = \text{"недопустимая динамическая ошибка (знакопостоянная) (НДО)"}$, прецедентный вектор содержит лингвистическую переменную pv_1, заданную, как следует из (5), на универсуме $E = [0,1]$, а её термы описываются функциями принадлежности $\mu_{PV_1} \in \left\{\mu_{PV_1^p}, p = \overline{1, n_m}\right\}$.

Пусть лингвистическая переменная pv_1 характеризуется следующим терм-множеством:

$$\mathbf{PV}_1 = \left\{ \begin{array}{l} \text{"очень малое значение } \alpha(j) \text{(ОМЗ}\alpha\text{) ", "малое значение } \alpha(j) \text{(МЗ}\alpha\text{) ",} \\ \text{"среднее значение } \alpha(j) \text{(СРЗ}\alpha\text{) ", "большое значение } \alpha(j) \text{(БЗ}\alpha\text{) ",} \\ \text{"очень большое значение } \alpha(j) \text{(ОБЗ}\alpha\text{) "} \end{array} \right\} = \left\{PV_1^p, p = \overline{1,5}\right\}$$

.

Зададим термы множества $\mathbf{PV}_1$ функциями принадлежности аналогично (17), (18).

Система правил, описывающих механизм решения текущей ПрС, возникающей в процессе функционирования $\alpha - \beta$-фильтра, представлена в таблице 1, каждая строка которой соответствует продукционному правилу логического вывода, которое, например, для строки с номером 2 имеет вид:

$$r = 2:\ \text{если } \left(sv_1 = \text{НДО}\left(\mu_{SV_1^2}\right)\right) \text{и} \left(sv_2 = \text{ОМО}\left(\mu_{SV_2^1}\right)\right), \text{то } \left(pv_1 = \text{ОМЗ}\alpha\left(\mu_{PV_1^1}\right)\right).$$

Таблица 1. Система правил для выбора прецедента в ОСЭС

Номер правила (r)	Элементы ситуационного вектора (входные лингвистические переменные)		Имеющийся прецедент решения ПрС (выходная лингвистическая переменная)
	sv_1	sv_2	pv_1
1	ДО$\left(\mu_{SV_1^1}\right)$	–	$\alpha(j)=\begin{cases}0.743-0.043j, \text{при } j\le 8,\\ 0.4 \text{ при } j>8.\end{cases}$
2	НДО$\left(\mu_{SV_1^2}\right)$	ОМО$\left(\mu_{SV_2^1}\right)$	ОМЗ$\alpha\left(\mu_{PV_1^1}\right)$
3	НДО$\left(\mu_{SV_1^2}\right)$	МО$\left(\mu_{SV_2^2}\right)$	МЗ$\alpha\left(\mu_{PV_1^2}\right)$
4	НДО$\left(\mu_{SV_1^2}\right)$	СРО$\left(\mu_{SV_2^3}\right)$	СРЗ$\alpha\left(\mu_{PV_1^3}\right)$
5	НДО$\left(\mu_{SV_1^2}\right)$	БО$\left(\mu_{SV_2^4}\right)$	БЗ$\alpha\left(\mu_{PV_1^4}\right)$
6	НДО$\left(\mu_{SV_1^2}\right)$	ОБО$\left(\mu_{SV_2^5}\right)$	ОБЗ$\alpha\left(\mu_{PV_1^5}\right)$

Используя «минимаксное» правило Мамдани-Заде [3] выражение для расчета итоговой функции принадлежности $\mu_{pv_{1\Sigma}}$ выходной лингвистической переменной pv_1 будет иметь вид:

$$\mu_{pv_{1\Sigma}}\left(sv_1^*, sv_2^*\right)=\max_r \min_{pv_1}\left(\min_k\left(\mu^*_{SV_k}(r)\right), \mu_{PV_1}(r)\right),$$

где $\mu_{SV_k}(r)\in\left\{\mu_{SV_k^l}, l=\overline{1,m_k}\right\}$, $\mu_{PV_1}(r)\in\left\{\mu_{PV_1^p}, p=\overline{1,n_m}\right\}$ – функции принадлежности соответственно лингвистических переменных sv_k и pv_1, входящая в состав продукционного правила с номером r, sv_1^*, sv_2^* – четкие значения входных переменных, $\mu^*_{SV_k}(r)=\mu_{SV_k}(r)\left(sv_k^*\right)$. Для нахождения четкого значения pv_1^* выходной переменной используем метод «центра тяжести» [3].

Предложенный математический алгоритм адаптивного фильтра может быть реализован в виде устройства, структурная схема которого показана на рисунке 1.

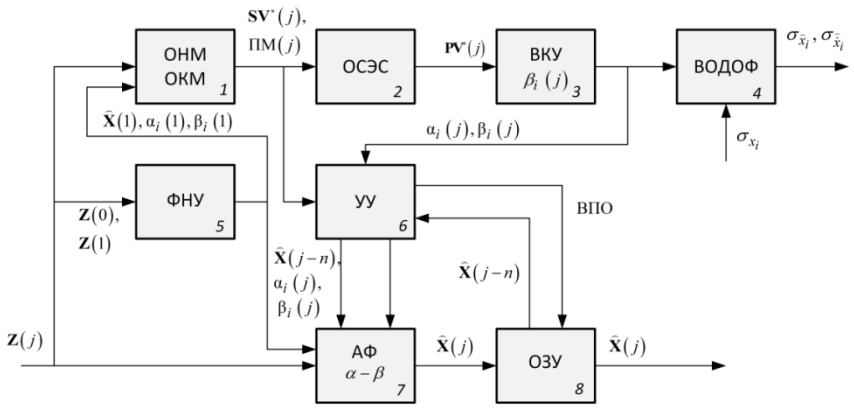


Рис. 1. Структура адаптивного $\alpha-\beta$-фильтра

Устройство содержит: обнаружитель начала маневра и окончания маневра (ОНМ, ОКМ), оперативно советующую экспертную систему (ОСЭС), вычислитель

коэффициента усиления (ВКУ), вычислитель оценки дисперсии ошибки фильтрации (ВОДОФ), формирователь начальных условий (ФНУ), устройство управления (УУ), алгоритм $\alpha-\beta$-фильтра (АФ $\alpha-\beta$), оперативное запоминающее устройство (ОЗУ).

Для оценки эффективности разработанного алгоритма было проведено математическое моделирование. Использовалась следующая модель движения летательного аппарата:

$$\mathbf{X}(j+1)=\begin{cases}\mathbf{\Phi}\,\mathbf{X}(j)+\mathbf{\Gamma}\,n_x(j),\ (0\le j<100)\vee(200\le j<400)\vee(500\le j\le 600),\\ \mathbf{\Phi}\,\mathbf{X}(j)+\mathbf{\Gamma}\,(1.5g+n_x(j)),\ 100\le j<200,\\ \mathbf{\Phi}\,\mathbf{X}(j)+\mathbf{\Gamma}\,(-4g+n_x(j)),\ 400\le j<500,\end{cases}$$

$$\mathbf{\Phi}=\begin{bmatrix}1 & \tau\\ 0 & 1\end{bmatrix},\ \mathbf{\Gamma}=\begin{bmatrix}\frac{\tau^2}{2}\\ \tau\end{bmatrix},\ \tau=t_{j+1}-t_j=1\text{c},\ j=\overline{0,600}.$$

В результате моделирования установлено, что применение разработанного алгоритма адаптации позволило снизить динамическую ошибку фильтрации на 35% по сравнению с классическим $\alpha-\beta$-фильтром.

Выводы

1. Предложенный в статье алгоритм настройки параметров $\alpha-\beta$-фильтра позволяет снизить динамическую ошибку фильтрации (в условиях проведенного математического моделирования на 35%) и тем самым потенциально уменьшить вероятность расходимости фильтра.

2. Следует отметить, что предложенный алгоритм применим, когда измерения содержат только случайные погрешности, в случае, когда измерения (2) содержат неисключенные мультиструктурные помехи, для формирования начальных условий фильтрации следует использовать алгоритмы [6], а для получения оценки процесса (1) – алгоритмы, рассмотренные в работах [7-11].

Литература

1. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1993.

2. Родкин М.М. Адаптивный метод настройки фильтра Калмана // VI Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». ИРЭ им Котельникова РАН. 19–22 ноября 2012. С. 125–128

3. Елисеев А.В., Калашников Р.М., Тюрин Д.А. Алгоритм обработки измерений и адаптации математического обеспечения информационно-измерительной системы в условиях изменения модели информационного процесса // Успехи современной радиоэлектроники. 2013. №8. С. 9-17.

4. Гостев В.И. Проектирование нечетких логических регуляторов для систем автоматического управления. – СПб.: БХВ-Петербург, 2011.

5. Елисеев А.В., Калашников Р.М., Тюрин Д.А. Алгоритм дискретной фильтрации в условиях динамических помех наблюдения // Автоматизация и современные технологии. 2014. №5. С. 26–34.

6. Елисеев А.В. Оценивание вектора состояния объекта на основе фильтра с нечеткой логикой // Авиакосмическое приборостроение. 2006. №4. С. 30–38.

7. Булычев Ю.Г., Елисеев А.В. Алгоритм обработки измерений при кусочно-непрерывной помехе // Известия Российской академии наук. Теория и системы управления. 2007. № 2. С. 57-64.

8. Булычев Ю.Г., Елисеев А.В. Модифицированный метод наименьших квадратов в обобщенно-инвариантной постановке // Проблемы управления и информатики. 2006. № 6. С. 71-83.

9. Булычев Ю.Г., Елисеев А.В. // Обработка измерений в условиях мультиструктурных помех // Автометрия. 2007. Т. 43. № 5. С. 26-38.

10. Елисеев А.В. Алгоритм линейной фильтрации, устойчивый к сингулярным ошибкам // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 2005. Т. 48. № 10. С. 20-29.

11. Булычев Ю.Г., Елисеев А.В. Алгоритм обработки измерений при кусочно-непрерывной помехе. Известия Российской академии наук. Теория и системы управления. 2007. № 2. С. 57-64.

Сведения об авторах

Ануфриев Кирилл Вячеславович 1992 г.р.
Инженер
Окончил специалитет Таганрогского технологического института ЮФУ по специальности «Радиоэлектронные системы» в 2014 г.
Окончил магистратуру Таганрогского технологического института ЮФУ по специальности «Инфокоммуникационные системы и технологии» в 2016 г.
Область научных интересов: радиолокация и радионавигация, интеллектуальные информационно-измерительные системы.
ФНПЦ ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи».
e-mail: ankir_82@mail.ru.

Елисеев Александр Вячеславович, 1965 г.р.,
доктор технических наук, доцент.
Окончил Ростовское высшее военное командно-инженерное училище ракетных войск им. Главного маршала артиллерии Неделина М.И. в 1987 г.
Область научных интересов: радиолокация и радионавигация, интеллектуальные информационно-измерительные системы.
Защита диссертации кандидата технических наук – 1998г.
Защита диссертации доктора технических наук – 2011г.
ФНПЦ ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи».
e-mail: eliseev_av65@mail.ru.

Погорелов Роман Александрович, 1985 г.р.,
Инженер 1 категории
Окончил Таганрогский технологический институт ЮФУ по специальности «Вычислительные машины, комплексы, системы и сети» в 2007 г.
Область научных интересов: радиолокация и радионавигация, интеллектуальные информационно-измерительные системы.
ФНПЦ ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи».
email: roman.a.pogorelov@yandex.ru

УДК 004.7: 621.39

АНАЛИЗ СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ОЖИДАНИЯ ЗАЯВКИ В ОЧЕРЕДИ НА ОСНОВЕ ИНТЕРВАЛЬНОГО ПОДХОДА

Буранова М.А., Карташевский В.Г.

Рассмотрен метод определения среднего времени ожидания заявки в очереди в случае, когда параметры обрабатываемого трафика известны неточно. Метод основан на интервальном подходе, при котором неопределенность знания относительно параметров трафика характеризуется равной вероятностью любого значения параметра из заданного интервала его изменения. Анализ приведен для случая, когда неизвестным является параметр гамма-распределения, характеризующего случайные интервалы времени между поступлениями заявок на вход узла сети.

AN ANALYSIS OF THE AVERAGE WAIT TIME OF AN APPLICATION IN A QUEUE BASED ON INTERVAL APPROACH

Buranova M.A., Kartashevskiy V.G.

A method for determining the average wait time of an application in a queue is considered in the case when the parameters of the processed traffic are known inaccurately. The method is based on the interval approach, in which the uncertainty of knowledge relative to traffic parameters is characterized by the equal probability of any parameter value from a given interval of its change. The analysis is given for the case when the unknown parameter belongs to the gamma distribution, which characterizes the random time intervals between the receipts of requests for the input of the node of the network.

Будем предполагать, что параметры трафика, поступающего на вход узла обработки известны неточно. Узел обработки будем рассматривать как устройство массового обслуживания общего вида, моделируя его работу системой G/D/1, считая постоянной длительность обслуживания каждой заявки, что характерно для сетей с реализацией протоколов криптографической защиты сообщений.

Известно [1], что трафик современных сетей, особенно на уровне доступа, обладает самоподобными свойствами, что характеризуется ярко выраженными корреляционными связями временных параметров трафика и распределениями с «тяжелыми» хвостами для мгновенных значений параметров. Если такие временные параметры как интервалы времени между заявками на обслуживание и интервалы времени обслуживания заявок независимы, то анализ работы узла сети можно провести методами классической теории массового обслуживания, определяя среднее время ожидания заявки в очереди из решения интегрального уравнения Линдли [2]. Необходимая информация для решения интегрального уравнения Линдли – это одномерные плотности вероятностей интервалов времени между заявками и интервалов времени обслуживания заявок. Для рассматриваемой системы G/D/1 предполагается, что для некоторого параметра плотности вероятностей интервалов времени между заявками известен лишь интервал его изменения.

Одним из методов, позволяющих учесть неопределенность знания относительно параметров распределений, является интервальный подход [4, 5], при котором предполагается, что все значения параметра из возможного интервала равновероятны.

Рассмотрим систему G/D/1, которую обозначим как Г/D/1, имея в виду, что Г означает гамма-распределение. При этом запишем соответствующие распределения в виде:

$$f_{\Gamma}(x) = x^{z-1} e^{-\frac{x}{\theta}} \frac{1}{\theta^z \Gamma(z)}, \quad x \geq 0, \qquad (1)$$

$$f_D(x) = \delta(x - x_0), \quad x_0 > 0. \qquad (2)$$

Здесь $\Gamma(\cdot)$- гамма-функция, $z > 0, \theta > 0$ – параметры распределения, $\delta(\cdot)$- дельта-функция, которая характеризует плотность вероятностей постоянного времени обслуживания x_0. В дальнейшем, не теряя общности, считаем $\theta = 2$.

В силу того, что среднее и дисперсия гамма распределения определяются как $m = z\theta$ и $\sigma^2 = z\theta^2$, для коэффициента вариации можно записать

$$c = \frac{\sigma}{m} = \frac{1}{\sqrt{z}}, \qquad (3)$$

из чего следует, что значение $c > 1$, характеризующее наличие «тяжелого» хвоста у распределения, может быть реализовано только при $z < 1$.

Будем полагать, что значение z известно неточно в некоторых границах $[a, b]$, например, $a = 0{,}2$ и $b = 0{,}8$. Наибольшая неопределенность знания относительно значения z будет характеризоваться равномерной плотностью вероятности $f(z) = \frac{1}{b-a}$. Поэтому безусловная (независящая от конкретного значения z) плотность вероятности для гамма-распределения $f_{\Gamma^*}(x)$ будет иметь вид

$$f_{\Gamma^*}(x) = \int_a^b f_{\Gamma}(x) f(z) dz = \frac{1}{2(b-a)} \int_a^b \left(\frac{x}{2}\right)^{z-1} e^{-\frac{x}{2}} \frac{1}{\Gamma(z)} dz. \qquad (4)$$

Учитывая, что на интервале $0 < z < 1$ $\frac{1}{\Gamma(z)} \approx z$ и интегрируя по частям с использованием стандартного интеграла $\int t^x dx = \frac{t^x}{\ln t}$, имеем:

$$f_{\Gamma^*}(x) = \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^{-1} e^{-\frac{x}{2}}}{2(b-a)} \left[\frac{1}{\ln \frac{x}{2}} \left(b\left(\frac{x}{2}\right)^b - a\left(\frac{x}{2}\right)^a \right) - \frac{1}{\left(\ln \frac{x}{2}\right)^2} \left(\left(\frac{x}{2}\right)^b - \left(\frac{x}{2}\right)^a \right) \right]. \qquad (5)$$

График $f_{\Gamma^*}(x)$ для значений $a = 0{,}2$ и $b = 0{,}8$ приведен на рис.1

Исследование системы Г/D/1 связано с решением уравнения Линдли спектральным методом, для реализации которого требуется найти преобразование Лапласа плотностей $f_{\Gamma^*}(x)$ и $f_D(x)$, обозначаемых соответственно $A(s)$ и $B(s)$, где s - комплексная переменная. Следующим шагом необходимо найти некоторые функции $\Psi_+(s)$ и $\Psi_-(s)$, удовлетворяющие соотношению

$$\frac{\Psi_+(s)}{\Psi_-(s)} = A(-s)B(s) - 1 \qquad (6)$$

и условиям:

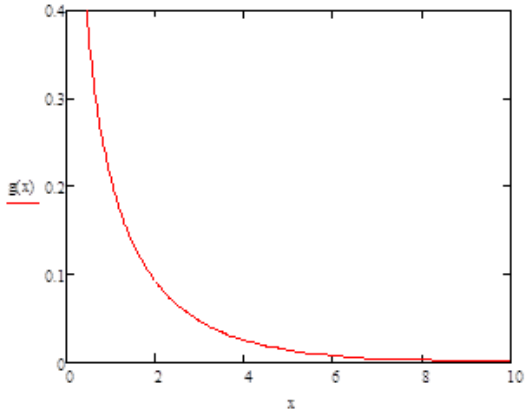


Рис. 1 Распределение $g(x) = f_{\Gamma^*}(x)$

1) функция $\Psi_+(s)$ является аналитической без нулей в области $\mathrm{Re}(s) > 0$, где $\lim\limits_{|s|\to\infty} \dfrac{\Psi_+(s)}{s} = 1$;

2) функция $\Psi_-(s)$ является аналитической без нулей в области $\mathrm{Re}(s) < D$ при некотором $D > 0$, и $\lim\limits_{|s|\to\infty} \dfrac{\Psi_-(s)}{s} = -1$.

Найти функции $\Psi_+(s)$ и $\Psi_-(s)$, удовлетворяющие данным условиям, достаточно несложно, если отношение (6) можно представить дробно-рациональной функцией. Одна из возможностей реализации такого представления возникает в случае, когда плотности, характеризующие систему G/G/1, представляются аппроксимирующими рядами затухающих экспонент. Примеры процедур, позволяющих получить такие аппроксимации, приведены в работах [6, 7, 8].

Здесь воспользуемся непосредственным вычислением $A(s)$ и $B(s)$. Для вычисления $A(s) = \int\limits_0^\infty f_{\Gamma^*}(x) e^{-sx} dx$ воспользуемся интегральным представлением плотности согласно (4) и изменим порядок вычисления интегралов

$$A(s) = \frac{1}{2(b-a)} \int\limits_a^b \int\limits_0^\infty \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^{z-1} e^{-\frac{x}{2}} e^{-sx}}{\Gamma(z)} dx dz . \qquad (7)$$

С использованием стандартного интеграла [10]

$$\int\limits_0^\infty t^{\nu-1} e^{-\mu t} dt = \frac{1}{\mu^\nu} \Gamma(\nu), \quad \mathrm{Re}\,\mu > 0, \mathrm{Re}\,\nu > 0,$$

из (7) можно получить

$$A(s) = 1 - \frac{b+a}{2} \ln(1+2s) . \qquad (8)$$

Так как $B(s) = e^{-sx_0}$, то выражение (6) можно переписать в виде

$$\frac{\Psi_+(s)}{\Psi_-(s)} = \left[1 - \frac{b+a}{2} \ln(1-2s)\right] e^{-sx_0} - 1. \qquad (9)$$

Из (9) следует, что, во-первых, уравнение в правой части нелинейное, и во–вторых, выделить функции $\Psi_+(s)$ и $\Psi_-(s)$, удовлетворяющие вышеприведенным условиям, из уравнения (9) практически невозможно. Для приближенного решения можно линеаризовать уравнение (9), разлагая в ряд экспоненту и логарифм,

присутствующие в уравнении. Возможность такого разложения допускалась в [3], однако ошибка оценивания среднего времени ожидания заявки в очереди при этом не может быть определена.

Ограничившись тремя членами ряда для экспоненты и двумя членами для логарифма, можно записать

$$e^{sx_0} \approx 1 + sx_0 + \frac{(sx_0)^2}{2} + \cdots,$$

$$\ln t \approx 2\left[\frac{t-1}{t+1} + \frac{(t-1)^3}{3(t+1)^3} + \cdots\right], \text{ где } t = 1 - 2s. \qquad (10)$$

Теперь, подставляя выражения (10) в (9), получаем

$$\frac{\Psi_+(s)}{\Psi_-(s)} = \frac{3x_0s^2(1-s)^3 + 6x_0s(1-s)^3 - 4ks^3 - 12ks(1-s)^2}{6(s-1)^3\left(1 + sx_0 + \frac{(sx_0)^2}{2}\right)}, \qquad (11)$$

где $k = \frac{a+b}{2}$.

Выражение (11) позволяет однозначно разделить функции $\Psi_+(s)$ и $\Psi_-(s)$ в соответствии с обозначенными выше условиями.

Функция $\Psi_+(s)$ играет ключевую роль в определении среднего времени ожидания заявки в очереди, т.к. через неё выражается преобразование Лапласа $f(s)$ плотности вероятностей (характеристической функции) искомого времени ожидания. В [2] показано, что $f(s)$ определяется в виде

$$f(s) = \frac{s}{\Psi_+(s)} \lim_{s \to 0} \frac{\Psi_+(s)}{s}. \qquad (12)$$

При известной $f(s)$ среднее время ожидания заявки в очереди может быть определено согласно формуле

$$T_{cp} = \left.\frac{df(s)}{ds}\right|_{s=0}.$$

Расчеты показывают, что для рассматриваемого примера при выбранных параметрах $a = 0{,}2$; $b = 0{,}8$; $x_0 = 200$ (время, соответствующее обработке заявки, размером 200 байт) среднее время ожидания заявки в очереди составляет $T_{cp} = 2{,}67$ (условных единиц времени).

Итак, задача анализа характеристик сетевого узла, моделируемого системой массового обслуживания общего вида, при неопределенности знания о конкретных значениях вероятностно-временных параметров узла может быть решена на основе интервального подхода. При использовании безусловного распределения интервалов времени между заявками, преобразование Лапласа которого не выражается дробно-рациональными функциями, для преодоления вычислительных сложностей и повышения точности оценивания целесообразно, при решении уравнения Линдли спектральным методом, использовать аппроксимацию безусловной плотности рядами затухающих экспонент.

Литература

1. Шелухин О.И., Тенякшев А.М., Осин А.В. Фрактальные процессы в телекоммуникациях / Под ред. О.И. Шелухина. - М.: Радиотехника, 2003, 480с.

2. Клейнрок Л. Теория массового обслуживания /Пер. с англ. под ред. В.И. Неймана. - М.: Машиностроение, 1979, 432с.
3. Клейнрок Л. Вычислительные системы с очередями / Пер. с англ. под ред. Б.С. Цыбакова. – М.: Мир, 1979, 600с.
4. Гончаренко В.А. Анализ реактивности узла вычислительной сети в условиях интервальной неопределенности // Изв. Вузов. Приборостроение, 2008, т.51, №7, с. 34-39
5. Кузнецов В.П. Интервальные статистические модели. - М.: Радио и связь, 1991, 352с.
6. Грешилов А.А. Некорректные задачи цифровой обработки информации и сигналов. - М.: Радио и связь, 1984. -160с.
7. Блатов И. А., Карташевский В. Г., Киреева Н. В., Чупахина Л. Р. Метод аппроксимации произвольной плотности распределения суммами экспонент // Вестник ВГУ. – 2013. – № 2. – С. 53-57.
8. Блатов И. А., Карташевский В. Г., Киреева Н. В., Чупахина Л. Р. Решение уравнения Линдли спектральным методом для систем массового обслуживания общего вида // Электросвязь, № 11, 2014, с. 48-50
9. Справочник по специальным функциям / Под редакцией М. Абрамовица и И. Стиган / Пер. с англ. под ред. В.А. Диткина и Л.Н. Кармазиной. М.: Наука, 1979, 832с.
10. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. - М.: Наука, 1971,1108с.

Сведения об авторах

Буранова Марина Анатольевна – 1974 года рождения, к.т.н., доцент кафедры Мультисервисных сетей и информационной безопасности Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, в 1998 году окончила Самарский государственный технический университет. Диссертацию защитила в 2013г. Область научных интересов – анализ и моделирование сетевых технологий, опубликовала 80 научных и учебно-методических работ.
E-mail: mburanova@yandex.ru

Карташевский Вячеслав Григорьевич – 1946 года рождения, д.т.н., профессор, зав. кафедрой Мультисервисных сетей и информационной безопасности Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики. Окончил Куйбышевский авиационный институт им. акад. С.П. Королева в 1970г. Год защиты диссертации – 1995. Область научных интересов - высокоэффективные системы передачи дискретных сообщений в каналах с памятью и телекоммуникационные технологии. Опубликовал более 250 научных и учебно-методических работ.
E-mail: kartash@psati.ru

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ЗАЩИЩЕННОСТИ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ

М.А. Коцыняк, Д.А. Иванов, О.С. Лаута, А.П. Нечепуренко

Аннотация: в статье предлагается методика, позволяющая на основании профильных моделей процесса преодоления компьютерными атаками средств защиты и метода топологического преобразования стохастических сетей определить вероятность предотвращения средствами защиты воздействие компьютерных атак на элементы ИТКС, а также вероятность и среднее время их преодоления.

METHODS OF ASSESSING THE PROTECTION OF INFORMATION AND TELECOMMUNICATION NETWORKS IN THE INFORMATION COUNTER

M.A. Kociniak, D.A. Ivanov, O.S. Lauta, A.P. Necepurenko

In the article proposes a methodology based on profile models of the process of coping with computer attacks remedies and the method of topological transformations of stochastic networks to determine the probability of prevention by protection effects of computer attacks on elements of information and telecommunication systems, as well as the probability and average time to overcome them

Требуемая защищенность информационных и программных ресурсов в настоящее время обеспечивается реализацией достаточного количества средств защиты, предотвращения их преодоления нарушителем, выбором относительно стойких к вскрытию средств и алгоритмов защиты информации и рациональной сменой параметров защиты для каждой из преград.

Процесс преодоления системы защиты будем моделировать как последовательность преодоления средств защиты нарушителем. Средство защиты считается преодоленным, если время, затраченное на ее преодоление, оказывается меньше времени между соседними изменениями параметров средства защиты, тогда вероятность предотвращения несанкционированного доступа к информации определим так

$$P_{\text{защ сз}} = \prod_{m=1}^{\text{к}} P_{\text{преод}_m} \qquad (1)$$

где: k – количество средств защиты, которые необходимо преодолеть нарушителю, чтобы получить доступ к ресурсам;

$P_{\text{преод}_m}$ – вероятность преодоления нарушителем m-ого средства защиты.

Для экспоненциальной аппроксимации распределений исходных характеристик и при их независимости

$$P_{\text{преод}_m} = \frac{\bar{t}_{fm}}{\bar{t}_{fm} + \bar{t}_{um}} \qquad (2)$$

где: $\bar{t}_{fm}$ – среднее время между соседними изменениями параметров m-ого средства системы защиты;

$\bar{t}_{um}$ – среднее время преодоления *m*-ого средства системы защиты [1].

Таким образом, с целью определения эффективности системы защиты первоначально необходимо определить среднее время между соседними изменениями параметров *m*-ого средства системы защиты и среднее время ($\bar{t}_{um}$) преодоления каждого средства системы защиты, т.е. ВВХ.

Для этого предлагается использовать профильные модели средств защиты и метод топологического преобразования стохастических сетей.

В качестве примера рассмотрим профильную модель обхода КА вида «Вредоносные коды» антивирусной системы. Первоначально построим профильные модели всех способов реализации КА вида «Вредоносные коды». В качестве примера рассмотрим профильную модель КА «*Ransomware*».

1. Профильная модель КА вида «Вредоносные коды» при реализации способом «*Ransomware*», воздействующая на ПЭВМ (сервер), с установленной на них антивирусной системой:

получение на порт ПЭВМ (сервера) пакета сообщения, зараженной вредоносным кодом «*Ransomware*» за среднее время $\bar{t}_{\text{получ}}$ с функцией распределения *W(t);*

дефрагментация сетевой картой ПЭВМ (сервера) указанного пакета за среднее время $\bar{t}_{\text{дефр}}$ с функцией распределения *M(t);*

запуск сканера антивирусной системы и проверка антивирусной системой в оперативной памяти ПЭВМ (сервера) указанного пакета за среднее время $\bar{t}_{\text{пров}}$ с функцией распределения *L(t);*

с вероятностью P_{I} преодоление антивирусной системы вредоносным кодом «*Ransomware*» за среднее время $\bar{t}_{\text{скан}}$ с функцией распределения *B(t);*

заражение ПЭВМ за среднее время $\bar{t}_{\text{зар}}$ с функцией распределения *O(t).*

Если пакет заблокирован, то с вероятностью (1-P_{I}) противник повторно направляет запрос за среднее время $\bar{t}_{\text{блок}}$с функцией распределения *Z(t).*

Требуется определить интегральную функцию распределения вероятности $F(t)$ и среднее время $\bar{T}$ преодоления антивирусной системы.

Математическая модель: Описанный выше процесс представим в виде стохастической сети (рис. 1)

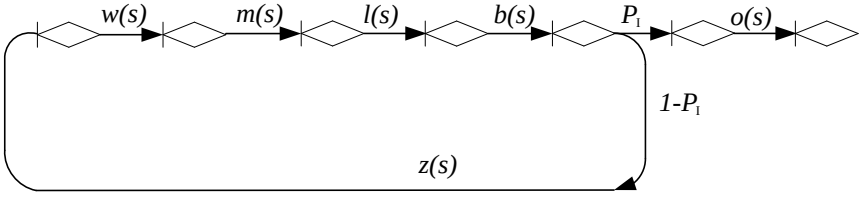


Рисунок 1 – Стохастическая сеть КА вида «Вредоносные коды» при реализации способом «*Ransomware*»

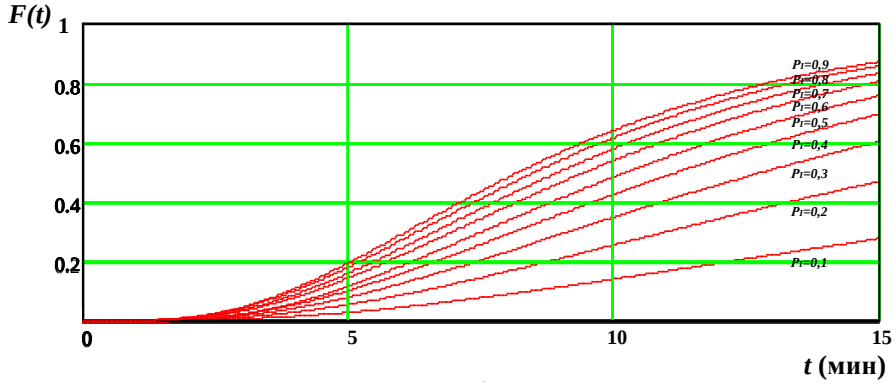
Используя правила преобразования профильных моделей по правилам ТПСС [2], получены расчетные выражения для интегральной функции распределения вероятности и среднего времени реализации КА

$$F(t)=\sum_{k=1}^{6}\frac{w\cdot m\cdot l\cdot b\cdot P_{\text{I}}\cdot o\cdot(z+s_k)}{\varphi'(s_k)}\cdot\frac{1-\exp[s_k t]}{-s_k}, \tag{3}$$

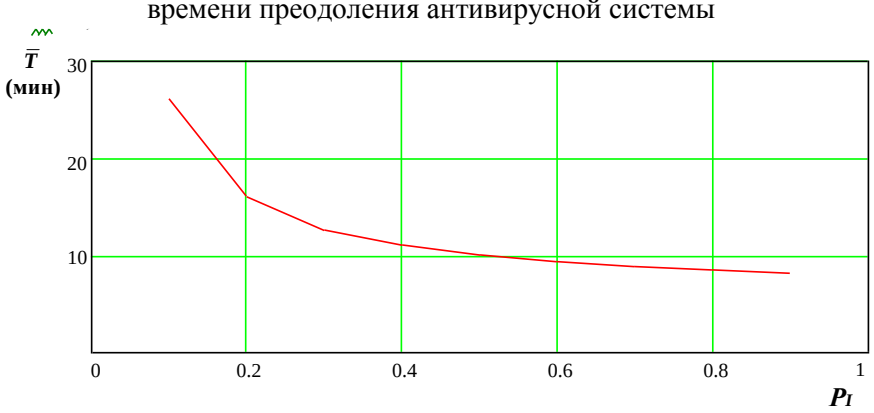
$$\bar{T}=\sum_{k=1}^{6}\frac{w\cdot m\cdot l\cdot b\cdot P_{\text{I}}\cdot o\cdot(z+s_k)}{\varphi'(s_k)}\cdot\frac{1}{(-s_k)^2}. \tag{4}$$

Результаты расчетов ВВХ представлены на рисунке 2. В качестве исходных данных используются следующие значения:

$\bar{t}_{\text{получ}}$= 8 мин, $\bar{t}_{\text{дефр}}$= 8 мин, $\bar{t}_{\text{пров}}$= 8 мин, $\bar{t}_{\text{скан}}$= 8 мин, $\bar{t}_{\text{блок}}$= 8 мин, $\bar{t}_{\text{повт}}$= 1 мин, P_I= 0,1…0,9.



а) зависимость интегральной функции распределения вероятности от времени преодоления антивирусной системы



б) зависимость среднего времени от вероятности преодоления антивирусной системы

Рисунок 2 – Вероятностно-временные характеристики преодоления КА вида «Вредоносные коды» при реализации способом «*Ransomware*»

На втором этапе разрабатывается профильная модель работы ПЭВМ, с установленной на него антивирусной системой при реализации КА вида «Вредоносные коды» при комплексном воздействии КА.

2. Профильная модель при комплексном воздействии КА вида «Вредоносные коды» всеми способами:

с вероятностью P_{I} осуществляется преодоления антивирусной системы вредоносным кодом «*Ransomware*» за среднее время $\bar{t}_{RAM}$ с функцией распределения *B(t).*

с вероятностью P_{II} осуществляется преодоление антивирусной системы вредоносным кодом «Троянский конь» за среднее время $\bar{t}_{TK}$ с функцией распределения *N(t).*

с вероятностью P_{III} осуществляется преодоление антивирусной системы вредоносным кодом *«Spyware»* за среднее время $\bar{t}_{SP}$ с функцией распределения *C(t).*

с вероятностью P_{IV} осуществляется преодоление антивирусной системы вредоносным кодом *«Knobe»* за среднее время $\bar{t}_{KN}$ с функцией распределения *P(t)*;

с вероятностью P_{V} осуществляется преодоление антивирусной системы вредоносным кодом «Атака нулевого дня» за среднее время $\bar{t}_{\text{АНД}}$ с функцией распределения *M(t)*.

При этом, с обратной вероятностью компьютерная атака вида «Вредоносные коды» прекращает воздействие на каждом этапе если вероятность преодоления на этом этапе

больше 0,8 или изменены значения параметров антивирусной системы за среднее время $\bar{t}_{\text{повт}}$ с функцией распределения *Z(t).*

Требуется определить интегральную функцию распределения вероятности $F(t)$ и среднее время $\bar{T}$ преодоления антивирусной системы.

Математическая модель: Описанный выше процесс представим в виде стохастической сети (рис. 3)

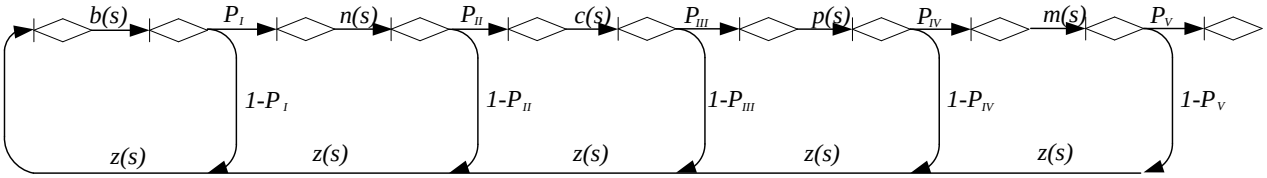


Рисунок 3 – Стохастическая сеть воздействия КА
вида «Вредоносные коды»

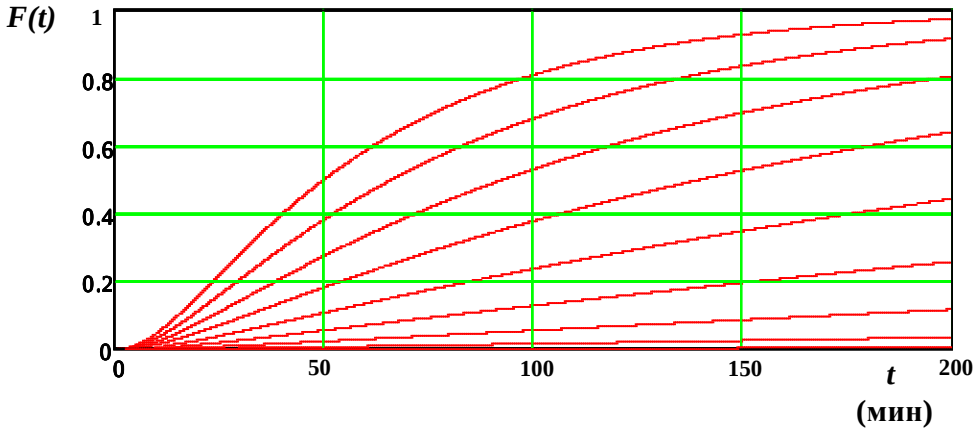
Используя правила преобразования профильных моделей по правилам ТПСС [2], получены расчетные выражения для интегральной функции распределения вероятности и среднего времени реализации КА

$$F(t)=\sum_{k=1}^{9}\frac{b\cdot P_{\text{I}}\cdot n\cdot P_{\text{II}}\cdot c\cdot P_{\text{III}}\cdot p\cdot P_{\text{IV}}\cdot m\cdot P_{\text{V}}\cdot(z+s_k)^5}{\varphi'(s_k)}\cdot\frac{1-\exp[s_k t]}{-s_k}, \tag{5}$$

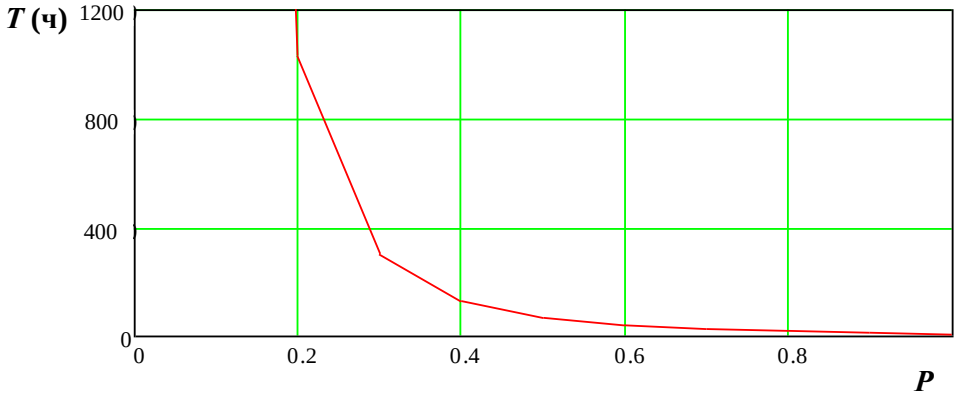
$$\bar{T}=\sum_{k=1}^{9}\frac{b\cdot P_{\text{I}}\cdot n\cdot P_{\text{II}}\cdot c\cdot P_{\text{III}}\cdot p\cdot P_{\text{IV}}\cdot m\cdot P_{\text{V}}\cdot(z+s_k)^5}{\varphi'(s_k)}\cdot\frac{1}{(-s_k)^2}. \tag{6}$$

Результаты расчетов ВВХ представлены на рисунке 4. В качестве исходных данных используются следующие значения:

$\bar{t}_{RAM}$= 8 мин, $\bar{t}_{TK}$= 8 мин, $\bar{t}_{SP}$= 8 мин, $\bar{t}_{KN}$= 8 мин, $\bar{t}_{\text{АНД}}$= 8 мин, $\bar{t}_{\text{повт}}$= 1 мин,
P_I= 0,1…0,9; P_{II}= 0,1…0,9; P_{III}= 0,1…0,9; P_{IV}= 0,1…0,9; P_V= 0,1…0,9.



а) зависимость интегральной функции распределения вероятности от времени преодоления антивирусной системы



б) зависимость среднего времени от вероятности преодоления антивирусной системы

Рисунок 4 – Вероятностно-временные характеристики преодоления КА вида «Вредоносные коды»

Порядок определения среднего времени преодоления остальных средств защиты аналогичен предыдущему, поэтому приведем только результаты расчета (таблица 1).

Таблица 1 - Среднее время преодоления *m*-ого средства системы защиты

Средства защиты / Виды КА	Межсетевой экран (мин)	Крипто-маршрутизатор (мин)	Средства разграничения доступа (мин)	Антивирусная система (мин)	Система обнаружения вторжений (мин)
1.1 Анализ сетевого трафика	-	1000	-	-	-
1.2 Сканирование сети и её уязвимостей.	500	500	6	6	6
1.3 Сканирование протоколов передачи данных сети.	500	500	6	6	6
2.1 Локальное проникновение в ИТКС ВН	16	16	16	300	200
2.2 Удалённое проникновение в ИТКС ВН	16	16	16	200	300
3.1 Взлом паролей.	500	1000	100	25	25
3.2 Ввод ложной информации.	500	1000	100	25	25
3.3 Проникновение в спец. базы данных и размещение ложной информации.	500	1000	100	25	25
3.4 Разрушение информации и программного обеспечения	500	1000	100	25	25
4.1 Локальный отказ в обслуживании.	50	50	6	6	6
4.2 Удалённый	50	50	50	50	50

отказ в обслуживании.					
4.3 «Спам».	50	50	50	50	50
4.4 Логическое отключение абонентов	50	50	50	50	50
5.1 Логическая подмена сервера.	5	500	5	5	5
5.2 Перенаправление пакетов данных	5	500	5	5	5

Среднее время между соседними изменениями параметров *m*-ого средства системы защиты определены приказами МО РФ, приказами командиров частей, а также руководящими документами по эксплуатации средств защиты. Сводные данные приведены в таблице 2.

Результаты расчета вероятности предотвращения воздействия КА *m*-ым средством защиты (выражение 1) приведены в таблице 3.

Таблица 2 - Среднее время между соседними изменениями параметров *m*-ого средства системы защиты

№ п/п	Средства защиты	Параметры средства защиты	Частота смены значения параметра средства защиты
1.	Межсетевой экран	Смена параметров фильтрации	15 дней
2.	Криптомаршрутизаторы	Смена ключевых документов	6 месяцев
3.	Паролирование	Смена паролей	15 дней
4.	Антивирусная система	Обновление сигнатур КА	1 день
5.	Система обнаружения вторжений	Обновление сигнатур КА	1 день

Таблица 3 - Вероятность предотвращения воздействия КА *m*-ым средством защиты

Средства защиты / Виды КА	Межсетевой экран	Крипто-маршрутизатор	Средства разграничения доступа	Антивирусная система	Система обнаружения вторжений
1.1	-	0,04	-	-	-
1.2	0,03	0,015	0,001	0,001	0,001
1.3	0,03	0,015	0,0мс01	0,001	0,001
2.1	0,001	0,001	0,001	0,18	0,13
2.2	0,001	0,001	0,001	0,13	0,18
3.1	0,03	0,004	0,005	0,02	0,02
3.2	0,03	0,004	0,005	0,02	0,02
3.3	0,03	0,004	0,005	0,02	0,02
3.4	0,03	0,004	0,005	0,02	0,02
4.1	0,005	0,001	0,001	0,003	0,003
4.2	0,005	0,001	0,001	0,003	0,003
4.3	0,005	0,001	0,001	0,003	0,003
4.4	0,005	0,001	0,001	0,003	0,003
5.1	0,001	0,03	0,001	0,004	0,004
5.2	0,001	0,03	0,001	0,004	0,004

Полученные результаты показывают, что используемые в ИТКС средства защиты малоэффективны при противодействии КА. Это связано с тем, что время нейтрализации средств защиты намного меньше времени изменения параметров защиты используемых средств защиты.

Литература

1. ГОСТ РВ 51987-2002 «Информационная технология. Комплекс стандартов на автоматизированные системы. Типовые требования и показатели качества функционирования информационных систем» - ИПК Издательство стандартов, 2001. – 53 с.

2. Привалов А.А. Метод топологического преобразования стохастических сетей и его использование для анализа систем связи ВМФ. – СПб: ВМА, 2000. – 240 с..

3. Коцыняк М. А., Карганов В.В., Нечепуренко А.П., Лаута О.С. Методика обоснования мер противодействия фото (телевизионной) разведке высокоточного оружия. Материалы конференций ГНИИ «Нацразвитие» сборник избранных статей. 2016. С. 13-20.

4. Коцыняк М. А., Карганов В.В., Нечепуренко А.П., Лаута О.С. Методика обоснования мер противодействия инфракрасной разведке высокоточного оружия. Высшая школа. 2016. № 8. С. 125-127.

Сведения об авторах

М.А. Коцыняк, 1943 г.р., образование Военная академия связи – 1970 г., адьюнктура Военной академии связи – 1976 г., доктор технических наук, профессор;

Д.А. Иванов, 1990 г.р., окончил КВВУ в 2012 году, направление научных исследований – безопасность инфокоммуникационных систем, место работы - Военная академия связи имени маршала Советского союза С.М. Буденного, электронный адрес – prosto_deniss@mail.ru;

О.С. Лаута, 1983 г.р., окончил Военный университет связи – 2005 г., адьюнктура Военной академии связи – 2015 г., кандидат технических наук;

А.П. Нечепуренко 1982, окончил КВВУ(ВИ) в 2006 г. направление научных исследований – комплексная защита объектов информатизации, место работы - Военная академия связи имени маршала Советского союза С.М. Буденного, электронный адрес – Texas_m720ex@mail.ru.

МОДЕЛЬ ТАРГЕТИРОВАННОЙ КИБЕРНЕТИЧЕСКОЙ АТАКИ

М.А. Коцыняк, Д.А. Иванов, О.С. Лаута, А.П. Нечепуренко

Аннотация: В статье рассматриваются вероятностно-временные характеристики, определение которых позволяет оценить степень опасности таргетированной кибернетической атаки, выбрать и реализовать меры защиты.

MODEL OF TARGETED CYDER ATTACKS

M.A. Kociniak, D.A. Ivanov, O.S. Lauta, A.P. Necepurenko

In the article the probabilistic temporal characteristics defined to evaluate the degree of danger of targeted cyber attacks to choose and implement protective measures.

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. Высокая сложность их обнаружения и колоссальный урон от их действий, которой не гарантированно может быть обнаружен спустя длительный срок.

Отличием от других атак является:

- Адресность;
- Скрытность;
- Продолжительность;
- Использование разнородных инструментов и методов;
- Изменчивость вектора атаки, ее инструментария по мере развития;
- Наличие центра управления атакой – преступно группы, в составе которой есть и профессиональные IT-эксперты;
- Результативность.

Таргетированная кибернетическая атака на элемент ИТКС реализуется в виде проведения комплекса мероприятий по изучению информационной системы и программного обеспечения. На основе этого выявляются слабые места в структуре ИТКС. Разрабатывается техника скрытого внедрения и обхода стандартных средств защиты информации. Осуществляет закрепление внутри инфраструктуры, распространяется и выполняет вредоносное действие.

Результатом воздействия ТКА является хищение информации и шпионаж, изменение данных, манипуляция и шантаж, уничтожение данных.

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 таргетированной кибернетической атаки необходимы модели. С этой целью предлагается использовать профильные модели ТКА и метод топологического преобразования стохастических сетей (ТПСС)[1].

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.

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 ТКА.

Модель разрабатывается для условий, когда противник реализует атаку в первый раз. Информационно телекоммуникационная сеть, содержит *n* элементы. Для выявления потенциально слабых мест осуществляется *сбор информации* за среднее время $\overline{t_{\text{сбор}}}$ и функцией распределения времени O(t), с помощью следующих приемов:

социальная инженерия – за среднее время $\overline{t_{\text{с.и.}}}$ с функцией распределения времени Q(t), осуществляется сбор информации с путем перехвата телефонных переговоров, электронных писем и т.п. Если недостаточно данных для реализации поставленных задач, то с вероятностью ($1\text{-}P_{\text{сбор}}$) социальная инженерия запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t);

инсайд за 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: топологию сети, используемые средства защиты т.п., например, путем подкупа недавно уволенных сотрудников. Если недостаточно данных для реализации данного приема, то с вероятностью ($1\text{-}P_{\text{сбор}}$) инсайд запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t);

несанкционированный доступ к *открытым источникам информации* за среднее время $\overline{t_{\text{ист}}}$ с функцией распределения времени R(t). Противник использует недобросовестное отношение к бумажным носителям информации, например, утилизация без правильного уничтожения, которые могут содержать сведения для служебного пользования. Полученные данные можно комбинировать с другими техниками социальной инженерии. Если недостаточно данных для реализации данного приема, то с вероятностью ($1\text{-}P_{\text{сбор}}$) он запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t).

Затем противник *разрабатывает набор инструментов воздействия* за среднее время $\overline{t_{\text{инст}}}$ с функцией распределения времени A(t), где определяется:

1. *Набор новых инструментов* за среднее время $\overline{t_{\text{нов}}}$ с функцией распределения времени X(t), если недостаточно данных, то с вероятностью ($1\text{-}P_{\text{инст}}$) создание набора инструментов запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t).

2. Выбор из готовых инструментов (видов воздействия) за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени Y(t), которые состоят из трех компонентов:

командный центр (command and control Center) обеспечивающие передачу команд подконтрольным, вредоносным модулям за среднее время $\overline{t_{\text{ком}}}$ с функцией распределения времени Y1(t);

выбор вариантов проникновения (закрепление внутри зараженной машины, скрытой автозагрузки, инициирования процессов после перезагрузки машины) 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 несколько функциональных допмодулей (клавиатурный шпион, запись экрана, удаленный доступ, модуль распространения внутри инфраструктуры, шифрование, очистка следов активности, самоуничтожение, чтение локальной почты, поиск информации на диске).

Опираясь на собранную информацию, противник приступает к *созданию стенда воздействия ТКА* за среднее время $\overline{t_{\text{стенд}}}$ с функцией распределения времени U(t), применяя идентичные версии эксплуатируемого ПО. Отрабатываются следующие этапы:

выбор способов воздействия скрытого внедрения за среднее время $\overline{t_{\text{внед}}}$ с функцией распределения времени U1(t), если не удалось реализовать данную технику, то с вероятностью $(1\text{-}P_{\text{стенд}})$ она запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t).

обход стандартных средств защиты информации за среднее время $\overline{t_{\text{обход}}}$ с функцией распределения времени U2(t), если данный этап не реализовался, то с вероятностью $(1\text{-}P_{\text{стенд}})$ он запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени P(t).

Для реализации целевой атаки противник *разрабатывает стратегию воздействия* за среднее время $\overline{t_{\text{страт}}}$ с функцией распределения времени A1(t). Учитывая весь план действий, на всех стадиях атаки стратегия должна включать:

описания этапа атаки: проникновение, развитие, достижение цели;

метод социальной инженерии, используемые уязвимости, обход стандартных средств безопасности;

этапы развития атаки с учетом возможных внешних ситуаций;

закрепление внутри, повышение привилегий, контроль над ключевыми ресурсами;

извлечение данных, удаление следов, деструктивные действия.

Если недостаточно данных для реализации атаки, то с вероятностью $(1\text{-}P_{\text{страт}})$ разработка стратегии запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(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, запутывание кода на уровне алгоритма при помощи специальных компиляторов для усложнения его анализа антивирусов за среднее время $\overline{t_{\text{обфус}}}$ с функцией распределения времени D(t), если недостаточно данных для реализации данного приема, то с вероятностью $(1\text{-}P_{\text{обход}})$ он запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t).

шифрования сокрытия части кода от детектирующих механизмов за среднее время $\overline{t_{\text{шиф}}}$ с функцией распределения времени G(t), если недостаточно данных для реализации данного приема, то с вероятностью $(1\text{-}P_{\text{обход}})$ он запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t);

инжектирование процесса динамическое внедрение собственного кода в чужой процесс, позволяет обойти различные системы контроля безопасности, в том числе контроля приложений за среднее время $\overline{t_{\text{инж}}}$ с функцией распределения времени R(t), если недостаточно данных для реализации данного приема, то с вероятностью $(1\text{-}P_{\text{обход}})$ он запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t);

Mimikatz извлечение аунтификационных данных в систему пользователя в открытом виде за среднее время $\overline{t_{mim}}$ с функцией распределения времени Z(t), если недостаточно данных для реализации данного приема, то с вероятностью $(1\text{-}P_{\text{обход}})$ он запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t).

Далее противник приводит изменение штатной логики работы ПО, используя *эксплуатационную уязвимость* 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 имеющие стандартно классифицированное описание и готовые исправления в обновлениях разработчика за среднее время $\overline{t_{\text{изв}}}$ с функцией распределения времени C(t), если недостаточно данных для реализации известных уязвимостей, то с вероятностью ($1\text{-}P_{\text{эксп}}$) они запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t);

неизвестных, или уязвимостей нулевого дня не устраненные и еще не обнаруженные разработчиками и исследователями угрозы за среднее время $\overline{t_{\text{неизв}}}$ с функцией распределения времени D1(t), если недостаточно данных для реализации неизвестных уязвимостей, то с вероятностью ($1\text{-}P_{\text{эксп}}$) они запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(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) если недостаточно данных для реализации данного этапа, то с вероятностью ($1\text{-}P_{\text{комб}}$) он запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t);

механизмы эксплуатации уязвимостей нулевого дня за среднее время $\overline{t_{\text{экс}}}$ с функцией распределения времени M(t), если недостаточно данных для реализации данного этапа, то с вероятностью ($1\text{-}P_{\text{комб}}$) он запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t);

вредоносное программное обеспечение специально созданную под конкретную цель за среднее время $\overline{t_{\text{вред}}}$ с функцией распределения времени O1(t), если недостаточно данных для реализации данного этапа, то с вероятностью ($1\text{-}P_{\text{комб}}$) он запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t).

Далее противник завершает выполнять тест на соответствие операционной среде и уклонения от обнаружения, принимает решение по *инвентаризации сети* за среднее время $\overline{t_{\text{инв}}}$ с функцией распределения времени Q1(t). Если активизация основных функциональных модулей не происходит, то с вероятностью ($1\text{-}P_{\text{инв}}$) инвентаризация сети запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{под}}}$ с функцией распределения времени l(t).

После противник осуществляет *закрепление внутри инфраструктуры* за среднее время $\overline{t_{\text{закр}}}$ с функцией распределения времени W1(t), направленное на организацию доступа в инфраструктуру. Закрепление осуществляется по следующим этапом:

Duqu 2.0 за среднее время $\overline{t_{duqu}}$ с функцией распределения времени R2(t), осуществляет определенно заражаемого модуля при включенном компьютере и выгружает при выключении, тем самым не оставляет следов на жестких дисках зараженных машин, но при этом сохраняет свое присутствие внутри. Если недостаточно данных для реализации данного этапа, то с вероятностью ($1\text{-}P_{\text{закр}}$) он запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t);

Carbanak за среднее время $\overline{t_{carb}}$ с функцией распределения времени W2(t), путем автозапуска используется специально созданный сервис со схожим системным именем, отличающийся одной точкой. Если недостаточно данных для реализации данного этапа, то с вероятностью ($1\text{-}P_{\text{закр}}$) он запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t)

После противник осуществляет *распространение* вредоносного модуля за среднее время $\overline{t_{\text{расп}}}$ с функцией распределения времени A2(t). Если данный этап не получается, то с вероятностью ($1\text{-}P_{\text{расп}}$) распространение запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t).

Далее производит *поиск ключевой информации и метод достижения цели*, которую поставил перед собой противник за среднее время $\overline{t_{\text{поиск}}}$ с функцией распределения времени C1(t), на примере шпионаж и долгосрочный сбор разрозненных данных. Если недостаточно данных для реализации данного этапа, то с вероятностью (1-$P_{\text{поиск}}$) поиск ключевой информации и метод достижения цели запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t).

После противник выполняет *вредоносное действие* за среднее время $\overline{t_{\text{вред}}}$ с функцией распределения времени I1(t), такие атаки как:

хищение ключевой информации за среднее время $\overline{t_{\text{хищ}}}$ с функцией распределения времени D2(t), если действия в полном объеме не выполнено, то с вероятностью (1-$P_{\text{эксп}}$) оно запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t);

получение информации, содержащей конфиденциальные данные за среднее время $\overline{t_{\text{получ}}}$ с функцией распределения времени G1(t), если действия в полном объеме не выполнено, то с вероятностью (1-$P_{\text{эксп}}$) оно запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t);

изменение данных за среднее время $\overline{t_{\text{измен}}}$ с функцией распределения времени J1(t), например, изменение на ложную передаваемую информацию), если действия в полном объеме не выполнено, то с вероятностью (1-$P_{\text{эксп}}$) оно запускается повторно за среднее время $\overline{t_{\text{пов}}}$ с функцией распределения времени l(t).

После первой успешной реализации, для уменьшения времени ТКА, нарушитель оставляет файл возврата за среднее время $\overline{t_{\text{возвр}}}$ с функцией распределения времени B2(t), для дальнейшей реализации атак с этапа выполнения вредоносного действия.

На всех этапах осуществляется контроль по сокрытию следов. Если присутствие опознано, на любом из этапов, вручную очищаются журналы событий. Как правило, большая часть активности протекает под административным доступом, не вызывая подозрения.

Математическая модель

Описанный выше процесс ТКА представим в виде стохастической сети (рис.1)

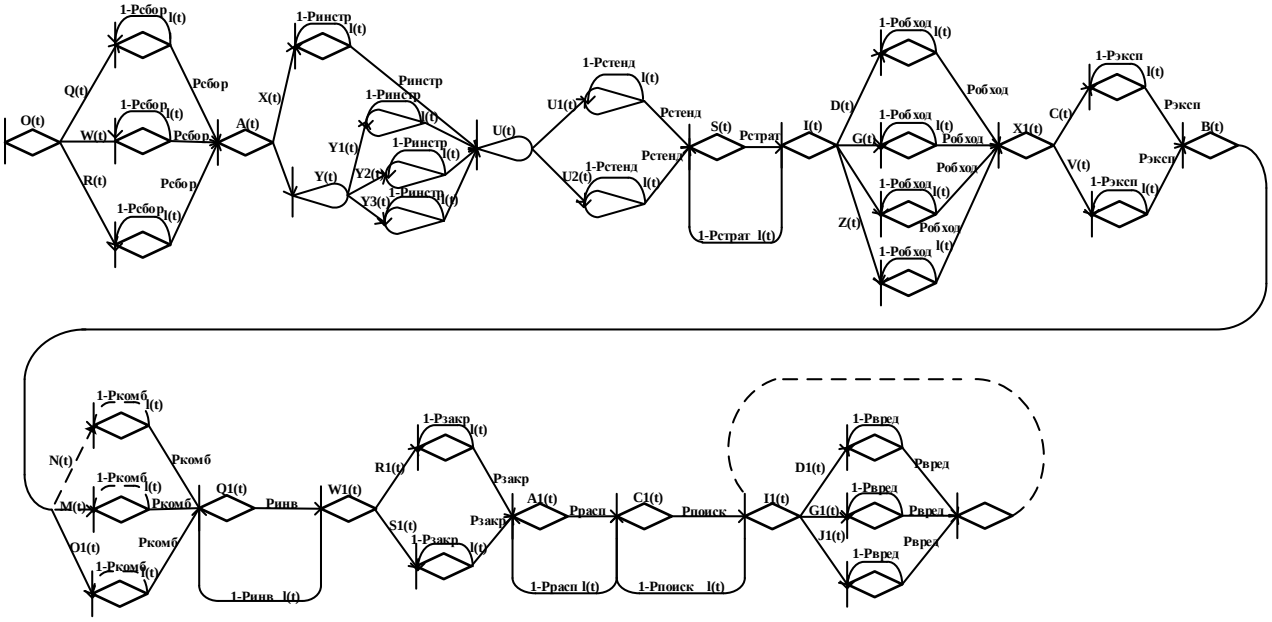


Рисунок 1 Стохастическая сеть ТКА

В результате представления анализируемого процесса в виде стохастической сети (рис.1) получилось сложная стохастическая сеть. Для определения ВВХ необходимо разбить её на простые сети. Каждая простая стохастическая сеть будет соответствовать каждому этапу ТКА.

В качестве примера рассмотрим порядок определения первого этапа ТКА сбор информации (рис.2).

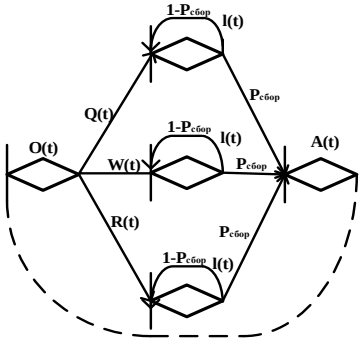
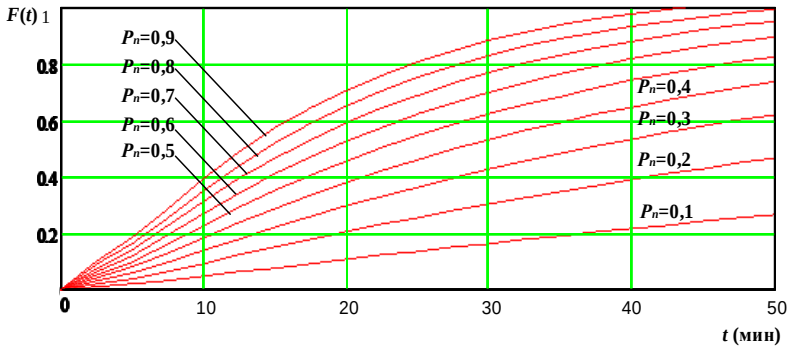


Рисунок 2 – Стохастическая сеть первого этапа ТКА

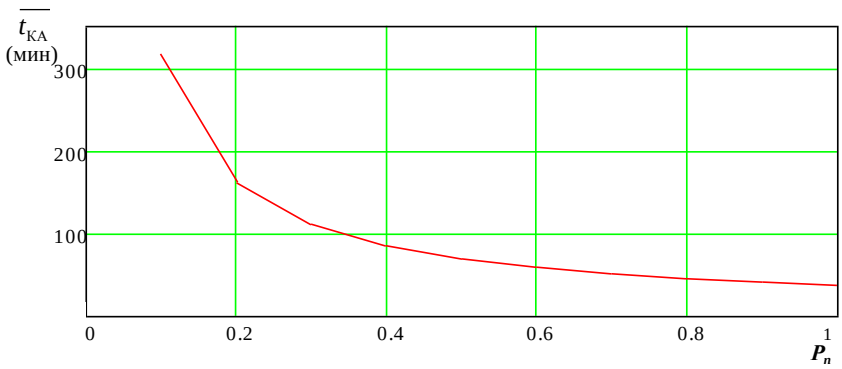
Порядок определения ВВХ подробно описан в [2], поэтому приведем только расчетные выражения и результаты расчета

$$F(t)=\left[\sum_{k=0}^{2}\left[\frac{q\cdot P\cdot f\cdot(1+s1_k)}{3(s1_k)^2+2A1\cdot(s1)+B1}\cdot\frac{(1-e^{s1_k t})}{(-s1_k)}\right]+\sum_{k=0}^{2}\left[\frac{wP\cdot f\cdot(1+s2_k)}{3(s2_k)^2+2A2\cdot(s2_k)+B2}\cdot\frac{(1-e^{s2t})}{(-s2_k)}\right]\right.$$
$$\left.+\sum_{k=0}^{2}\left[\frac{r\cdot P\cdot f\cdot(1+s3_k)}{3(s3)^2+2A3\cdot(s3_k)+B3}\cdot\frac{(1-e^{s3_k t})}{(-s3_k)}\right]\right]-\sum_{k=0}^{2}\left[\frac{q\cdot P\cdot f\cdot(1+s1_k)}{3(s1_k)^2+2A1\cdot(s1)+B1}\cdot\frac{(1-e^{s1_k t})}{(-s1_k)}\right]$$
$$\cdot\sum_{k=0}^{2}\left[\frac{wP\cdot f\cdot(1+s2_k)}{3(s2_k)^2+2A2\cdot(s2_k)+B2}\cdot\frac{(1-e^{s2t})}{(-s2_k)}\right]\cdot\sum_{k=0}^{2}\left[\frac{r\cdot P\cdot f\cdot(1+s3_k)}{3(s3)^2+2A3\cdot(s3_k)+B3}\cdot\frac{(1-e^{s3_k t})}{(-s3_k)}\right]$$

$$t(\text{ТКА})=\left[\sum_{k=0}^{2}\left[\frac{q\cdot P\cdot f\cdot(1+s1_k)}{\varphi(s1_k)}\cdot\frac{1}{(-s1_k)}\right]+\sum_{k=0}^{2}\left[\frac{wP\cdot f\cdot(1+s2_k)}{\varphi(s2_k)}\cdot\frac{1}{(-s2_k)}\right]+\sum_{k=0}^{2}\left[\frac{r\cdot P\cdot f\cdot(1+s3_k)}{\varphi(s3_k)}\cdot\frac{1}{(-s3_k)}\right]\right]$$
$$-\sum_{k=0}^{2}\left[\frac{q\cdot P\cdot f\cdot(1+s1_k)}{\varphi(s1_k)}\cdot\frac{1}{(-s1_k)}\right]\cdot\sum_{k=0}^{2}\left[\frac{wP\cdot f\cdot(1+s2_k)}{\varphi(s2_k)}\cdot\frac{1}{(-s2_k)}\right]$$
$$\cdot\sum_{k=0}^{2}\left[\frac{r\cdot P\cdot f\cdot(1+s3_k)}{\varphi(s3_k)}\cdot\frac{1}{(-s3_k)}\right]$$



а) зависимость интегральной функции распределения вероятности от времени реализации сбора информации ТКА



б) зависимость среднего времени реализации сбора информации ТКА
от вероятности перехвата информации

Рисунок 3 – Вероятностно-временные характеристики ТКА

По аналогии определяется ВВХ остальных этапов реализации ТКА.

После определения ВВХ каждого этапа, необходимо определить ВВХ всей ТКА. Для этого первоочередным необходимо разработать профильную модель.

Профильная модель ТКА:

с вероятностью P_{I} осуществляется *подготовительный* этап за среднее время $t_{\text{подг}}$ с функцией распределения $O(t)$

с вероятностью P_{II} осуществляется этап *проникновения* за среднее время $t_{\text{проник}}$ с функцией распределения $A(t)$.

с вероятностью P_{III} осуществляется этап *распространения* за среднее время $t_{\text{расп}}$ с функцией распределения $U(t)$.

с вероятностью P_{IV} осуществляется этап *достижения цели* за среднее время $t_{\text{д.ц.}}$ с функцией распределения $A1(t)$.

С обратной вероятностью сбора информации ТКА прекращает воздействие на каждом этапе если вероятность преодоления на этом этапе больше 0,8 или изменены значения параметров антивирусной системы за среднее время $\overline{t}_{\text{повт}}$ с функцией распределения $l(t)$.

Требуется определить интегральную функцию распределения вероятности $F(t)$ и среднее время $\overline{T}$ преодоления антивирусной системы.

Математическая модель. Описанный выше процесс представим в виде стохастической сети (рис. 4)

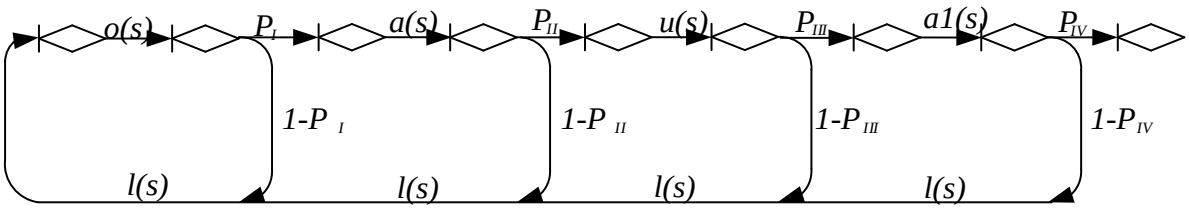


Рисунок 4– Стохастическая сеть воздействия ТКА

Используя правила преобразования профильных моделей по правилам ТПСС, получены расчетные выражения для интегральной функции распределения вероятности и среднего времени реализации ТКА

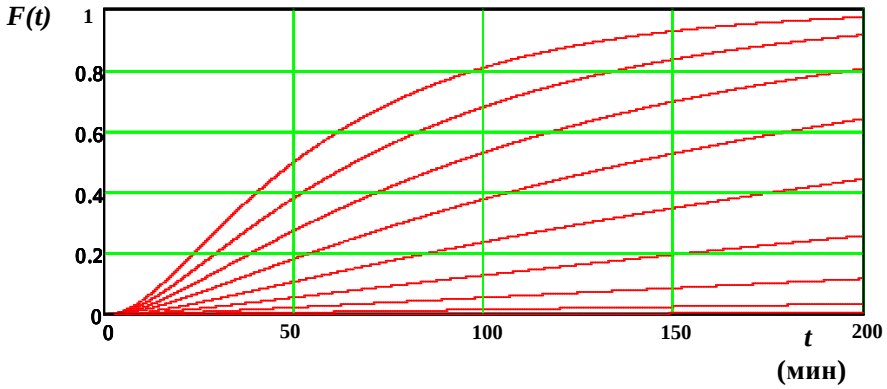
$$F = \sum_{k-l}^{5} \frac{o \cdot \text{PI} \cdot a \cdot \text{PII} \cdot \text{u} \cdot \text{PIII} \cdot \text{a1} \cdot \text{PIX}(\text{l} + s_k)^4}{\varphi'(s_k)} \cdot \frac{1 - exp[s_k t]}{-s_k}$$

$$\bar{T} = \sum_{k-l}^{7} \frac{\cdot PI \cdot a \cdot PII \cdot u \cdot PIII \cdot a1 \cdot PIX(1 + s_k)^4}{\varphi'(s_k)} \cdot \frac{1}{(-s_k)^2}$$

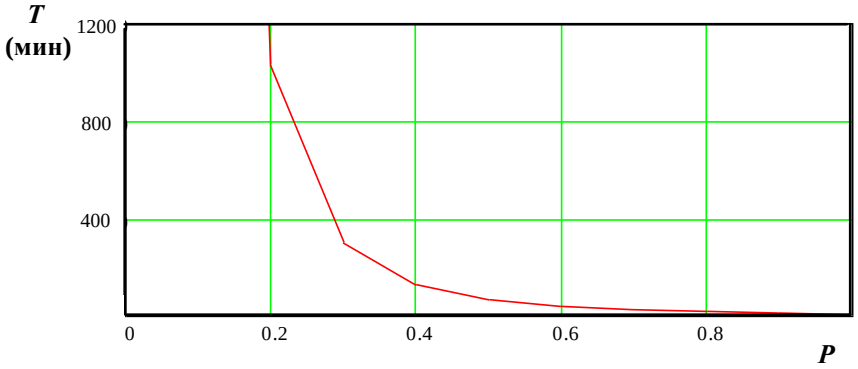
Результаты расчетов ВВХ представлены на рисунке 5 В качестве исходных данных используются следующие значения: –

$\overline{t_{под}}$ =30 мин; $\overline{t_{проник}}$ = 48 мин; $\overline{t_{расп}}$ =8 мин; $\overline{t_{д.ц.}}$ =25 мин; $\overline{t_{пов}}$ =1 мин;

$P_I = 0{,}1 \ldots 0{,}9$; $P_{II} = 0{,}1 \ldots 0{,}9$; $P_{III} = 0{,}1 \ldots 0{,}9$; $P_{IX} = 0{,}1 \ldots 0{,}9$



а) зависимость интегральной функции распределения вероятности от времени реализации ТКА



б) зависимость среднего времени реализации ТКА

Рисунок 5 – Вероятностно-временные характеристики реализации ТКА

На основании анализа требований к системе защиты, её структуре, основных функций, принципов действий, разработана методика оценки устойчивости ИТКС в условиях информационного противоборства, позволяющая обосновать оптимальную структуру ИТКС при комплексном воздействии таргетированных кибернетических атак и формировать исходные данные для принятия мер защите.

Представление ТКА в виде профильной модели и использование метода ТПСС позволяет определить ВВХ ТКА, что, в свою очередь, позволило обосновать исходные данные для разработанной методики. Предполагаемая методика оценки устойчивости ИТКС позволяет оценивать устойчивость ИТКС в условиях информационного противоборства (в мирное время и в период непосредственной угрозы начала агрессии) при воздействии ТКА на ИТКС. Результаты оценки позволят обосновать требования к топологии ИТКС.

Литература

1. Привалов А.А. Метод топологического преобразования стохастических сетей и его использование для анализа систем связи ВМФ. – СПб: ВМА, 2000. – 240 с..

2. Коцыняк М.А., Кулешов И.А., Кудрявцев А.М., Лаута О.С. Киберустойчивость информационно-телекоммуникационной сети. – СПБ: Бостон-спектр, 2015. – 150 с..

Сведения об авторах

М.А. Коцыняк, 1943 г.р., образование Военная академия связи – 1970 г., адьюнктура Военной академии связи – 1976 г., доктор технических наук, профессор

Д.А. Иванов, 1990 г.р., окончил КВВУ в 2012 году, направление научных исследований – безопасность инфокоммуникационных систем, место работы - Военная академия связи имени маршала Советского союза С.М. Буденного, электронный адрес – prosto_deniss@mail.ru;

О.С. Лаута, 1983 г.р., окончил Военный университет связи – 2005 г., адьюнктура Военной академии связи – 2015 г., кандидат технических наук

А.П. Нечепуренко 1982, окончил КВВУ(ВИ) в 2006 г. направление научных исследований – комплексная защита объектов информатизации, место работы - Военная академия связи имени маршала Советского союза С.М. Буденного, электронный адрес – Texas_m720ex@mail.ru;

УДК 519.7:621.39

К ВОПРОСУ О РЕШЕНИИ ОПТИМИЗАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ В ТЕОРИИ ЭВОЛЮЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ ГРАДИЕНТНЫМ МЕТОДОМ НЕЛИНЕЙНОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ

М.В. Артемов, Н.Г. Ролдугин, Н.Н. Толстых

Рассматривается алгоритм решения задачи синтеза методами нелинейного программирования в рамках формализованного модельного представления процесса конфликтного взаимодействия элементов автоматизированной телекоммуникационной системы на основе анализа их состояния

M.V. Artemov, N.G. Roldugin, N.N. Tolstyh

An algorithm for solving a synthesis problem using nonlinear programming methods is considered in the framework of a formalized model representation of the process of conflict interaction of elements of an automated telecommunication system on the basis of an analysis of their state

Введение

Все действия, которые совершает автоматизированная система управления (АСУ) могут быть отображены к виду информационного потока данных, проходящего внутри этой системы. Информационные потоки, состоящие из битов и байтов информации, как правило, протекают от надсистемы управления по каналам передачи данных (шины передачи данных или беспроводными каналами связи, например, технология передачи коротковолнового диапазона - WiMax) к объекту управления. Данные потоки доставляют всю необходимую информацию до нужного блока данной системы, реализуя выполнение частной целевой функции надсистемы управления. Различными методами можно отслеживать качество этого потока и контролировать проходящую в нём информацию. Безусловно считать, что процесс адаптивного управления потоками является нелинейным и может быть решён различными оптимизационными методами с граничными (экстремальными) условиями. В данной работе предлагается алгоритм решения оптимизационной задачи для оценки конфликтного взаимодействия элементов через состояния самой системы.

Задача управления сводится к выбору системой необходимой стратегии метода управления. В системах, с признаками синтезированного искусственного интеллекта, надсистема безопасности (она же система управления и корректировки) осуществляет выбор стратегии оптимального решения задачи, с помощью которой корректируются потоки данных, проходящих в каналах связи, что может обеспечивать выполнение множества частных целевых функций данной системы с вероятностью не ниже заданной. Цель работы состоит в рассмотрении алгоритма корректировки работы надсистемы управления градиентным методом теории нелинейного программирования.

Формализованное описание функционирования инфокоммуникационной системы через состояния.

Исход информационного конфликта автоматизированной телекоммуникационной системы управления (АТКСУ) в условиях ограниченного информационного ресурса сторон в существенной степени определяется именно эффективностью управления,

применяемого взаимодействующими (противоборствующими) системами. Поэтому целесообразно выделить типичные особенности процесса конфликтного взаимодействия телекоммуникационных систем в условиях применения сторонами оптимизирующего управления, как при защите своего информационного ресурса, так и при воздействии на информационный ресурс противоборствующей стороны, с целью определения «сильных» и «слабых» сторон используемых стратегий. Это реализуется через цепочки вложенных контуров управления, образуемых на различной совокупности элементов и обладающих различным временным масштабом. Основным показателем эффективности принятой стратегии можно считать реакцию телекоммуникационной системы на входное воздействие, схему синтеза которой в наиболее общем виде можно представить достаточно простой последовательностью [4]:

сигнал →
→ преобразованная форма →
→процессорная обработка →
→первичная форма ответа →
→преобразование к формату выхода →
→сигнал→ ...

Формально эта схема может быть представлена рекуррентным рекурсивным соотношением значения состояния некоторого элемента S_D, фиксирующего k–ое свойство i–го объекта на j–том шаге функционирования, синтезированное на основе [4] и, в отличие от него, включающего всю совокупность участвующих во взаимодействии элементов противоборствующих подсистем или элементов.

$$S_{D,j}(w_{i,j}^k) = S_{D,j}\left\{\sum_{n=0}^{j-1} w_{i,j-n}^k + \sum_{m=1}^{M-1}\left[\Delta w_{i,j-m}^k(S_{D,j-m})\cdot P_{D\,i,j}(S_{D,j-m}) + \Delta w_{i,j-m}^k(D_{i,j})\right]\right\} \quad (1)$$

где w – вектор контролируемых параметров (свойств) объекта; Δw – изменение параметра (свойства); $P_{D\,i}$ – вероятность влияния i-го элемента телекоммуникационной системы управления (или элемента ИВ) на свойства управляемого объекта; D – фактор собственного изменения свойств управляемого объекта в соответствии с решаемой им центральной задачей и реализуемой целевой функцией; M – гистерезис («память») системы управления.

При таком подходе, в отличие от известных представлений, информационный конфликт сводится к конфликтному взаимодействию элементов некоторой телекоммуникационной системы (надсистемы) с двумя или более частично разделёнными по параметрам и выполняемым функциям группами элементов. Все элементы противоборствующих телекоммуникационных систем представляются тогда в виде непрерывного ряда разнородных элементов с различной интенсивностью связей и своим весовым коэффициентом управления в отношении каждого другого элемента. Это могут быть, например, связи между приёмопередающими устройствами, связи между интерфейсными модулями и устройствами информационного обмена и другими аналогичными, стратификация которых проведена в [3]. При этом несложно показать, что повышение числа рассматриваемых при анализе системы управления элементов

приводит к нивелированию абсолютного значения весовых коэффициентов рассматриваемых элементов. Это позволяет по принципу стратового разграничения элементов объединить их в группы по уровням управления, аналогично [1]. Ниже рассмотрен достаточно общий подход к решению экстремальной задачи состояния системы с применением метода градиентного спуска.

Формулировка задачи. Методические рекомендации к решению.

Зададим целевую функцию состояния системы $F(\overline{X})$ с многопараметрическим вектором состояния (вектор параметров проектируемого объекта) $\overline{X}$,

$$\overline{X} \in [x_1, x_2 ..., x_n], \ \overline{X} \in E^n \qquad (2)$$

где E^n выпуклое замкнутое множество, с линейными и нелинейными граничными условиями (m, p –целые числа):

$$h_i(\overline{X}) = 0, \ где \ i = 1...m \qquad (3)$$

$$g_j(\overline{X}) > 0, \ где \ j = m+1...p \qquad (4)$$

Задача заключается в том, чтобы найти вектор $\overline{X_0}$ доставляющий минимум или максимум целевой функции $F(\overline{X_0})$ при m линейных и (или) нелинейных граничных соотношениях в виде равенств или неравенств.

$$F(\overline{X_0}) \to \min \qquad (5)$$

$$F(\overline{X_0}) \to \max \qquad (6)$$

Алгоритм решения

В качестве алгоритма решения используем метод градиентного спуска. Данный метод заключается в том, что начиная с некоторой точки $X^{(k)}$ осуществляется последовательный переход к некоторым другим точкам до тех пор, пока не будет найдено приемлемое решение исходной задачи. При нахождении решения задачи градиентными методами итерационный процесс продолжается до тех пор, пока градиент функции $f(x_1, x_2, ..., x_n)$ в очередной точке $X^{(k+1)}$ не станет равным нулю или же пока не выполнится неравенство, где $\varepsilon > 0$ (точность полученного решения). Для выпуклой функции необходимым и достаточным условием оптимальности точки $\overline{x_0}$ является равенство нулю градиента функции в этой точке, т. е. $grad(f(\overline{x_0})) = 0$.

Шаг1 В допустимой области взять произвольную точку $\overline{x_0}$ и с помощью градиента (антиградиента) определить направление, в котором $f(\overline{x})$ возрастает (убывает) с наибольшей скоростью

Шаг 2 Сделав небольшой "шаг" в найденном направлении, перейти в новую точку $\overline{x_1}$. Потом снова определить наилучшее направление для перехода в очередную точку $\overline{x_2}$ и т.д. Величина "шага" из точки $\overline{x_0}$ по направлению градиента $grad(f(\overline{x_0}))$ определяется значением параметра λ в уравнении прямой $\overline{x} = \overline{x_0} + grad(f(\overline{x_0}))\lambda$, проходящей через $\overline{x_0}$ параллельно градиенту. Значение λ найдём из необходимого признака экстремума:

$$\frac{d}{d\lambda}(grad(f)) = grad(f(\overline{x_1}))grad(f(\overline{x_0})) \qquad (7)$$

По сути, можно построить последовательность точек $\overline{x_0}, \overline{x_1}, \overline{x_2}, \ldots$ так, чтобы она сходилась к точке экстремума $\overline{x_0}^*$, т. е. для точек последовательности выполнялись условия $f(\overline{x_1}) < f(\overline{x_2}) < \ldots < f(\overline{x_m})$ или $f(\overline{x_1}) > f(\overline{x_2}) > \ldots > f(\overline{x_m})$.

После реализации бесконечного числа шагов можно получить достаточно точное решение задачи, но в некоторых задачах число шагов ограничено. Критериями оптимальности могут быть, например, время синхронизации и другие параметры, характеризующие работу инфокоммуникационной системы.

В рассмотренном методе решения задачи, определяющим параметром качества выбора наиболее оптимальной стратегии корректировки параметров, системой управления, является выбор условий оптимизации или экстремальных условий по методу спуска. После чего система запоминает эту методику выбора (гистерезис) и осуществляет дальнейшее сравнение (корректировка) с предыдущей потоковой последовательностью битов информации поступавшей в нашу подсистему безопасности с выбором дальнейшей стратегии управления из имеющихся вариантов. Практическая значимость данного подхода необходима для оценки и реализации программного обеспечения, выполняющего данный алгоритм в рамках топологии той алгебраической структуры, которая является ограничивающим «полем». Другими словами, целевая функция программы, реализующая алгоритм градиентного спуска, может являться наиболее оптимальным способом вычисления и управления параметрами аппаратуры, учитывая предысторию моделирования (или базис исходных параметров) при адаптивном управлении.

Заключение

Таким образом, в данной статье предложен достаточно общий алгоритм решения оптимизационной задачи градиентным методом в режиме реального времени, который решается методами нелинейного программирования. Предложенный метод позволяют решать задачи широкого класса, а полученные результаты могут быть использованы при проектировании телекоммуникационных систем связи и радиолокации.

Литература

1. Павлов В.А., Перфилов М.А., Пятунин А.Н., Сидоров Ю.В., Трофимов В.В., Толстых Н.Н. Метод оценки эффективности функционирования информационной системы в условиях информационного конфликта. – Информация и безопасность. Воронеж: ВГТУ, 2005, вып.2, с. 53-60.

2. Лефевр В.А. О самоорганизующихся и саморефлексивных системах и их исследовании. – Проблемы исследования систем и структур. М. 1965. с.61-68.

3. Лефевр В.А. Конфликтующие структуры. – М: Высшая школа, 1993. – 190 с.

4. Сидоров Ю.В., Павлов В.А., Перфилов М.А., Пятунин А.Н., Трофимов В.В., Толстых Н.Н. Метод оценки эффективности функционирования информационной системы в условиях информационного конфликта. – Информация и безопасность. Воронеж: ВГТУ, 2005, вып.2, с. 53-60.

МЕТОД УЧЕТА УЛУЧШЕНИЯ ОТДЕЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СЛОЖНЫХ СПЕЦИАЛЬНЫХ СИСТЕМ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ВООРУЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ТЕОРЕМЫ НЕЗАВИСИМОСТИ ИНФЛЮЕНТ

Павловский М.В.
ВУНЦ ВВС «ВВА» (г. Воронеж)

На основании доказательства вновь сформулированной теоремы независимости инфлюент сложных специальных систем радиоэлектронного вооружения от не явных характеристик включенных в ее состав образцов техники радиоэлектронной борьбы предложен метод координации этих систем, осуществляемой последовательным снижением уровня анализируемых подсистем.

ACCOUNTING METHOD OF IMPROVING INDIVIDUAL CHARACTERISTICS OF COMPLEX SYSTEMS ELECTRONIC WARFARE SYSTEMS ON THE BASIS OF THE THEOREM OF INDEPENDENCE OF INFLUENT

Pavlovsky M. V.
VUNTS VVS "VVA" (s. Voronezh)

On the basis of evidence again of the theorem of independence of influent complex special systems electronic equipment from the explicit characteristics of included equipment radioelectron-term struggle of the proposed method of coordination of these systems, and implemented after-coherent decrease in the level of the analyzed subsystems.

Правила программного планирования систем любого вооружения, осуществляемого на длительности программного планирования, по данным [1, 2] предполагают разбиение всего Программного периода на две пятилетки, причем первая из них планируется каждый год отдельно, а вторая – целиком за весь интервал планирования. При этом предполагается, что эффективность сложных специальных систем радиоэлектронного вооружения (СССРВ) растет каждый год планового периода, но оценка эффективности осуществляется по состоянию на последний год Программного периода, когда заканчивается действие утвержденной программы развития СССРВ. Для решения проблем обоснования СССРВ при условии решения задач радиоэлектронной борьбы с требуемым уровнем эффективности и при заданных ограничениях в [3] сформулированы основные обратные задачи аппарата инфлюентного анализа. В последующих работах (например, [4 – 6]) была осуществлена доработка классического аппарата инфлюентного анализа [7] к вопросам координации СССРВ на длительности программного периода. При этом под координацией СССРВ, в соответствии с [8] понимается сфера деятельности вышестоящей управляющей системы, в ходе которой она пытается добиться согласованного функционирования и взаимодействия нижестоящих систем управления в интересах повышения ее эффективности.

Простая логика рассуждений показывает, что возможно последовательное снижение уровня анализируемых СССРВ в интересах расчета возможностей их координации. При этом если рассматриваем СССРВ стратегического уровня, то в качестве координируемых элементов систем рассматриваем подсистемы оперативного звена. Если анализируем СССРВ оперативного звена, то объектом приложения усилий по координации будут подсистемы тактического звена. Такое рассуждение должно быть справедливо до отдельных образцов техники радиоэлектронной борьбы, в которых процесс координации определяет улучшение отдельных устройств и блоков в составе подсистем этих образцов или отдельных тактико-технических характеристик (ТТХ). Во всех слу-

чаях координация, осуществленная на нижестоящих уровнях рассмотрения СССРВ, определяет анализ изменения эффективности этих систем, а не изменения каких-то составляющих нижестоящих систем вооружения. При этом необходимо учесть, что изменяя (улучшая) ТТХ образца из состава СССРВ по группе общих технических требований (ОТТ) по надежности, по конструктивности и ремонтопригодности, по эргономике и технической эстетике эффект от применения всей системы возникает не в отдельной дуэльной ситуации, а только при анализе применения всей СССРВ в конфликтном взаимодействии с информационно-управляющей системой противника соответствующего звена управления на длительности некоторого временного интервала.

С одной стороны это не противоречит аксиоме №6 классического инфлюентного анализа [7]. Действительно, аксиома 6 (аксиома независимости от несвязанных факторов) гласит, что инфлюенты влияния факторов «x_i» на результирующий показатель эффективности «y» $A^{y}_{x_i}$ (i= 1,2, …, n) не зависят от несвязанных факторов z=(z_1, z_2, …, z_m). Это означает, что если в заданной аналитической форме зависимости результирующего показателя эффективности «y» от факторов «x_i» y=f(X), где X={x_1, x_2, …, x_i}, нет в явной форме факторов Z={z_1, z_2, …, z_m} (хотя в другой форме «y» может зависеть от «z_i»), то $A^{y}_{x_i}$ не зависит от значений факторов Z. Но в записях (1) – (5) в [3], описывающих постановку задачи на применение инфлюентного анализа в интересах координации СССРВ, нет прямого упоминания улучшаемых ТТХ образцов техники, значит, согласно записям (1) – (5), повышение эффективности не может быть достигнуто за счет улучшения отдельных характеристик отдельных образцов техники СССРВ. Однако данное замечание противоречит логике последовательного снижения уровня приложения усилий по координации.

Целью статьи является обоснование метода координации СССРВ, осуществляемой последовательным снижением уровня анализируемых подсистем или уровня приложения усилий по координации.

Если рассматривать СССРВ как совокупность ТТХ составляющих ее образцов, то можно заметить, что все группы ТТХ являются «жестко» регламентированными соответствующими ГОСТами, и только ТТХ по группам «По назначению», «По надежности», «По ремонтопригодности и конструктивности» и «По эргономике и технической эстетике»[1], учитываемое в [10], позволяет улучшать характеристики через увеличение соответствующих показателей. Следовательно, первым направлением приложения усилий по координации (**первым аспектом координации СССРВ**) является ее улучшение именно по указанным группам ТТХ.

Вторым аспектом координации СССРВ, влияющим на процесс ее синтеза, является наличие целей функционирования. Они определяют основное назначение этой системы и алгоритмы ее применения. Образцы техники, составляющие СССРВ, с точки зрения их подсистем можно рассматривать как сложные системы, которые будут элементарными «кирпичиками» при анализе сопряженных пар и так далее: «сопряженные пары в составе взводов», «взвода в составе рот», «роты и звенья в составе батальонов и эскадрилий», «батальоны и эскадрильи в составе СССРВ», «в целом СССРВ».

Третья особенность координации СССРВ состоит в том, что в динамике применения образцов из состава СССРВ неизбежно постоянное и скачкообразное измене-

[1] В дальнейшем изложении, в интересах экономии места группы ТТХ определяются только по первому слову

ние состояния элементов и подсистем в составе противоборствующих систем: то они в состоянии разработок, то серийного производства или капитального (или текущего, или среднего) ремонта, то опытной или штатной эксплуатации. Но в любом случае координации СССРВ проводимая на на одном этапе невольно затронет координацию на другом этапе.

Проведенный анализ позволил выделить три основных особенности и аспекта координации рациональных СССРВ. При этом целевая направленность может с течением времени меняться. Аналогичные рассмотрения научно-технической и производственной готовности решений и уровней разработок приводят к необходимости учета функциональной зависимости от времени и второго (например, невозможно модернизировать образец до бесконечности долго, надо, в конце концов, и создавать заново) и третьего (например, для оценки эффективности СССРВ необходимо разработать новую методику расчета на этапе эксплуатации, а не решить новую проблему на этапе проведения НИР) аспектов. С учетом сказанного, представленные аспекты необходимо рассматривать не как постоянные величины, а как функции времени. Это позволяет связь основных особенностей и аспектов координации СССРВ представить в виде многогранника **Q**(t), изображенного на рисунке 1, объем которого изменяется во времени, так как изменяются условия координации. Указанный многогранник определяет одновременное рассмотрение целей перспективных СССРВ [Z(t)], возможностей ее реализации по мере готовности [G(t)] и уровней координируемых ТТХ [U(t)].

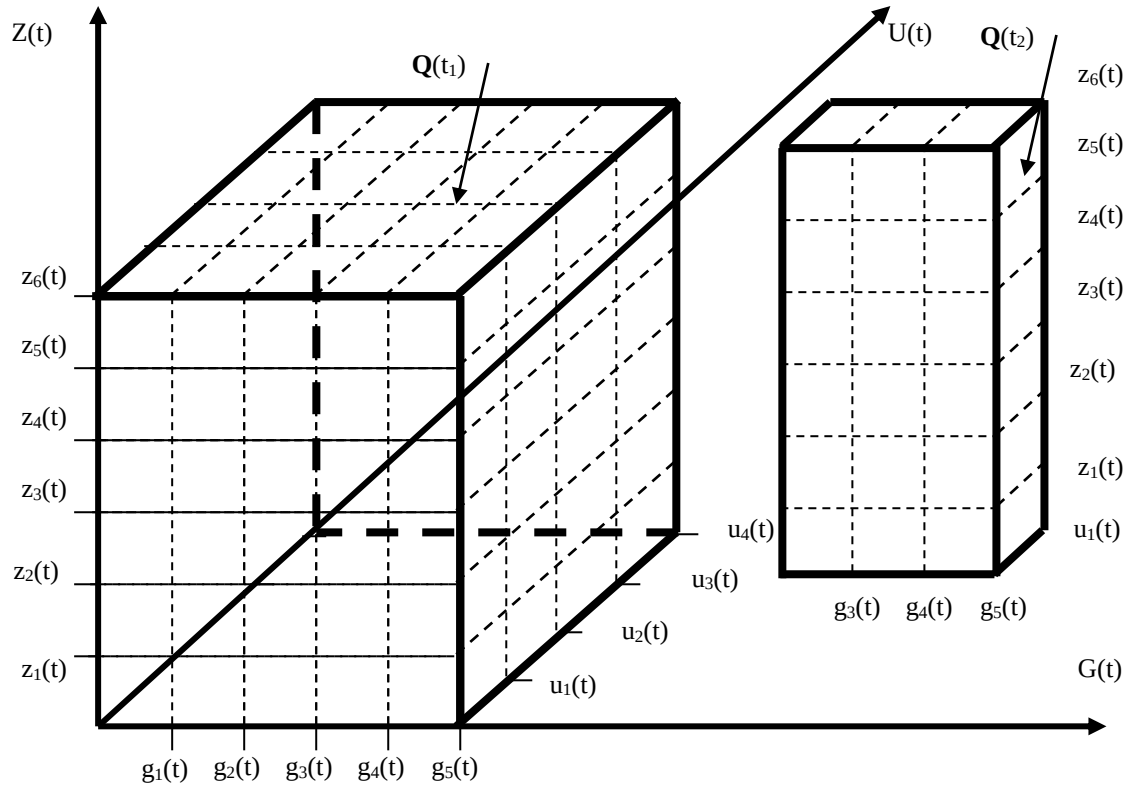


Рисунок 1 – Связь основных особенностей и аспектов координации СССРВ (пространство состояний координации)

На рисунке 1 оси координат имеют смысл. **Ось OZ(t)** – аспект анализа работ в интересах координации СССРВ и ее составляющих частей. Он имеет 6 градаций: $z_1(t)$ – «отдельные образцы техники», $z_2(t)$ – «сопряженные пары», $z_3(t)$ – «взвода в составе рот», $z_4(t)$ – «роты и звенья в составе батальонов и эскадрилий», $z_5(t)$ – «батальоны и эскадрильи в составе СССРВ», $z_6(t)$ – «в целом СССРВ». **Ось OG(t)** – аспект анализа работ в интересах координации СССРВ на этапах жизненного цикла. Имеет 5 градаций: $g_1(t)$ - «НИР», $g_2(t)$ - «ОКР», $g_3(t)$ - «серийное производство», $g_4(t)$- «эксплуатация», $g_5(t)$- «капитальный ремонт». **Ось OU(t)** – аспект анализа работ в интересах координации СССРВ по уровню улучшаемых групп ТТХ. Имеет 4 градаций: $u_1(t)$ - «ТТХ по группе по назначению», $u_2(t)$ - «ТТХ по группе по надежности», $u_3(t)$ - «ТТХ по группе по ремонтопригодности», $u_4(t)$ - «ТТХ по группе по эргономике».

На рисунке 1 представлены два различных элемента, имеющих форму параллелепипеда: $\mathbf{Q}(t_1)$ в заданном пространстве состояний СССРВ (момент времени t_1) или $\mathbf{Q}(t_2)$ в ограниченном (момент времени t_2). Первый параллелепипед определяет весь объем работ по координации СССРВ, включая все ее составляющие части и подразделения, по всем уровням разработок и на всех этапах жизненного цикла. Второй параллелепипед – только мероприятия по координации всех составляющих СССРВ, но только на этапах жизненного цикла $g_3(t)$, $g_4(t)$, $g_5(t)$ и только для аспекта $u_1(t)$.Указанные параллелепипеды показывают, что сочетания элементов по осям **OZ(t)**, **OG(t)**, **OU(t)** позволяют получить различные виды работ по координации (созданию или модернизации) рациональных СССРВ. Это позволяет выделять и анализировать любую конкретную работу по их созданию, то есть осуществлять последовательное снижение уровня анализируемых аспектов анализа работ в интересах координации СССРВ и ее составляющих частей.

Классический инфлюентный анализ является аксиоматической теорией, проверенной на практике, поэтому ее уточнение или совершенствование, согласно [9], возможно только путем формулировки и соответствующего доказательства теоретических положений. Так как в классическом инфлюентном анализе отсутствуют аксиомы, позволяющие снижать уровни рассмотрения аспектов координации, то необходимо сформулировать **новую теорему независимости инфлюент СССРВ от не явных ТТХ образцов техники, входящих в эту систему**:

Изменение эффективности любой СССРВ напрямую не зависят от изменений ТТХ образцов техники, входящих в эти системы, но зависит от эффективности самих образцов техники, учитываемой в аналогичных условиях, эффективность каждого из которых зависит от реализованных в нем ТТХ.

Данная теорема, в отличие от аксиомы №6 традиционного инфлюентного анализа [7], определяет изменение интегрального показателя эффективности всей СССРВ при изменении ТТХ любого составляющего ее образца техники, но при этом позволяет говорить о пренебрежимо малом влиянии улучшения отдельно взятой ТТХ. Влияние данной ТТХ за счет нового системного свойства (возникающего согласно доказанной основной теореме инфлюентного анализа СССРВ [5]) может быть многократно увеличено. Эта теорема определяет необходимость проведения оценок интегрального показателя эффективности всей СССРВ особенно при включении в ее состав нескольких экземпляров улучшенного образца техники.

Доказательство теоремы. Первое. При улучшении ТТХ по группе ОТТ по назначению одного единственного типа образцов техники каждая улучшаемая ТТХ приводит к возрастанию интегрального показателя эффективности этого образца. Данное возрастание может быть незначительным, ощутимым только в каких-то долях про-

центов, но за счет возникновения нового системного свойства суммарное влияние образцов техники данного типа может многократно возрасти. Если же учесть опосредованное влияние каждой улучшаемой ТТХ по группе ОТТ по назначению на любую другую из той же группы (например, повышение чувствительности приемника разведки приводит не только к увеличению качества разведки, но и к снижению вероятности пропуска цели подавления при осуществлении скважного подавления, то есть к возрастанию вероятности создания прицельной преднамеренной помехи), то можно утверждать, что данное возрастание может стать ощутимым уже у отдельно взятого образца техники.

Второе. При улучшении ТТХ образца техники, входящего в состав СССРВ, по группе ОТТ по надежности эффективность образца в отдельно взятой (отдельно рассматриваемой) дуэльной ситуации не изменится, но если учитывать применение этого образца техники на длительности операции всей организационно-технической системы (которая может достигать нескольких суток), то возникает следующий эффект. Более надежный образец техники будет сохранять заявленную эффективность на протяжении большего времени протекания операции (выполнения задачи всей СССРВ), чем менее надежный, что потребует его периодического отключения, что, в свою очередь будет вести к снижению эффективности СССРВ в операции организационно-технической системы при применении менее надежного образца техники. Следовательно, улучшение ТТХ образца техники по данной группе ОТТ обеспечивает повышение эффективности СССРВ на длительности выполнения задачи в операции организационно-технической системы за счет более надежного выполнения образцами техники своих функций по предназначению.

Третье. При улучшении ТТХ образца техники, входящего в состав СССРВ, по группе ОТТ по конструктивности и ремонтопригодности эффективность образца в отдельно взятой (отдельно рассматриваемой) дуэльной ситуации, также как и в предыдущем случае, не изменится. Эффект от улучшения ТТХ образца техники по группе ОТТ по конструктивности и ремонтопригодности проступает на длительности выполнения всей операции организационно-технической системы, в которой используется СССРВ. При этом, более ремонтопригодный образец техники после выхода его из строя будет быстрее восстановлен (за счет меньшего времени ремонта) и сможет занять свое место в строю СССРВ и поддержать требуемый уровень эффективности. Аналогичное рассуждение может быть проведено для ТТХ по конструктивности: образец техники, выполненный по блочно-модульному принципу, после выхода его из строя будет быстрее восстановлен (за счет простой замены вышедшего из строя блока на новый или отремонтированный) и сможет занять свое место в строю СССРВ и поддержать требуемый уровень эффективности. Следовательно, улучшение ТТХ образца техники по данной группе ОТТ обеспечивает повышение эффективности СССРВ на длительности выполнения задачи РЭБ в операции организационно-технической системы за счет более быстрого восполнения ресурса при входе из строя тех или иных образцов техники.

Необходимо отметить, что рассмотрение улучшения ТТХ образца техники по группам ОТТ по надежности или по конструктивности и ремонтопригодности обеспечивает более эффективную работу СССРВ без осуществления дублирования этих образцов или применения каких-то дополнительных альтернативных вариантов.

Четвертое. При улучшении ТТХ образца техники, входящего в состав СССРВ, по группе ОТТ по эргономике и технической эстетике эффективность образца в отдельно взятой (отдельно рассматриваемой) дуэльной ситуации, также как и в предыдущем случае, не изменится. Эффект от улучшения ТТХ образца техники по группе ОТТ

по эргономике проступает на длительности выполнения всей операции организационно-технической системы, в которой используется СССРВ. Но при этом эффект от улучшения проступает не в технической составляющей СССРВ, а в возможности более длительного выполнения боевым расчетом образцов техники своих функциональных обязанностей. Личный состав выполняет свои обязанности лучше и дольше, следовательно, улучшение ТТХ образца техники по данной группе ОТТ обеспечивает повышение эффективности СССРВ на длительности выполнения задачи в операции организационно-технической системы за счет более качественного использования возможностей образцов техники по их предназначению.

Необходимо отметить, что рассмотрение улучшения ТТХ образца техники по группе ОТТ по эргономике обеспечивает более эффективную работу всей СССРВ без осуществления более частой смены лиц боевого расчета, который может выполнять свои функции более качественно.

После рассмотрения улучшения ТТХ по отдельным группам ОТТ, предъявляемым к образцам техники из состава СССРВ, осуществляется переход к анализу улучшения составляющих этой СССРВ, которых, согласно данным рисунка 1 имеется 6 градаций: «отдельные образцы техники», «сопряженные пары в составе взводов», «взвода в составе рот», «роты и звенья в составе батальонов и эскадрилий», «батальоны и эскадрильи в составе СССРВ», «СССРВв целом». Особенностью данного анализа является учет нового системного свойства, проявляющегося в каждой из рассматриваемых градаций, возникающего согласно доказанной теореме [5], а также начало рассмотрения с градации «сопряженные пары в составе взводов».

Пятое. Прирост эффективности применения сопряженной пары в составе взводов (или звеньев) вычисляется по формуле (1), но при этом n=2.

$$\Delta \mathrm{E}_{СССРВ}\left(\mathrm{E} \geq \mathrm{E}_{треб} \left| \Theta \right.\right) = \mathrm{E}\left(t_1\right) - \mathrm{E}\left(t_0\right) = k_{сист} \sum_{n=1}^{N} 2 \times \sum_{i=1}^{I_n} A_{x_{n_i}}^{\mathrm{E}(t)} . \qquad (1)$$

Простой анализ формулы (1) показывает, что вне зависимости от улучшаемых групп ОТТ образцов техники из состава СССРВ за счет даже малейшего значения $k_{сист}$, большего единицы, наблюдается рост эффективности применения сопряженной пары не менее чем в два раза. Аналогичные результаты могут быть получены для «взводов в составе рот», «рот и звеньев в составе батальонов и эскадрилий», «батальонов и эскадрилий в составе СССРВ» и «СССРВ в целом». Следовательно, теорема независимости инфлюент СССРВ от не явных ТТХ образцов техники доказана и позволяет предложить метод координации СССРВ, в основе которого лежит метод последовательного снижения уровня анализируемых образцов техники.

На первом шаге метода определяется уровень эффективности перспективной СССРВ. Априори будем считать, что полученная эффективность ниже требуемого уровня, что определяет необходимость ее координации. При этом с помощью полученных функциональных зависимостей эффективности СССРВ от состава, структур и ОТТ к подразделениям и частям в составе этих СССРВ (в [11] приведен алгоритм аппроксимации специальными функциями насыщения и S-образными кривыми) определяются частные инфлюенты влияния улучшения этих подразделений и частей.

На втором шаге метода строится ранжированный ряд инфлюент влияния улучшения подразделений и частей в составе СССРВ на эффективность ее применения. Для инфлюенты и подразделений и частей, имеющих максимальное влияние на эффективность СССРВ, определяются функциональные зависимости эффективности подраз-

делений и частей в составе СССРВ от состава, структур и ОТТ к подразделениям в составе этой части и частные инфлюенты.

На третьем шаге метода строится ранжированный ряд инфлюент влияния улучшения подразделений в составе частей СССРВ на эффективность применения этой части. Для инфлюенты и подразделения, имеющих максимальное влияние на эффективность части СССРВ бригады, определяются функциональные зависимости эффективности подразделения в составе части СССРВ от состава, структур и ОТТ к элементам в составе подразделения этой части и частные инфлюенты. Третий шаг повторяется с последовательным снижением уровня рассмотрения до тех пор, пока не произойдет рассмотрение отдельных образцов техники и не будут найдены устройства и ТТХ из состава образца, оказывающие максимальное влияние на эффективность применения образца техники.

На четвертом шаге метода определяется уровень эффективности СССРВс новыми ТТХ образца техники. Если требуемая эффективность СССРВ будет выше требуемого значения, то объект приложения усилий по координации этой СССРВ найден. В противном случае третий шаг метода повторяются, но для второй по степени влияния ТТХ или устройства из состава образца техники.

На пятом шаге метода определяется уровень эффективности СССРВ с новыми ТТХ двух образцов техники, ставших объектами координации. Если требуемая эффективность СССРВ будет выше требуемого значения, то объект приложения усилий по координации всей СССРВ найден. В противном случае третий шаг метода повторяется, но для более высокого уровня рассмотрения образца техники из состава СССРВ.

Четвертый и пятый шаги метода повторяются до тех пор, пока не иссякнет оптимизм исследователя, либо не будет превышен требуемый уровень эффективности СССРВ. **Таким образом,** предложен метод координации СССРВ, в основе которого лежит метод последовательного снижения уровня анализируемых образцов техники, и который основан на использовании новой сформулированной и доказанной теоремы независимости инфлюент СССРВ от не явных ТТХ включенных в ее состав образцов техник.

Литература

1. Солнышков Ю.С. Оптимизация выбора вооружения, - М: «Военное издательство», 1976. – 104 с.
2. Военно-экономический анализ. Под ред. доктора экономических наук профессора Викулова С.В., - М: «Военное издательство», 2001.
3. Павловский М.В. Задачи инфлюентного анализа для обоснования специальных систем радиоэлектронного вооружения // Научно-технический сборник статей по итогам конференции «Радиолокация, навигация, связь - 2012», - Воронеж: «ООО НПФ «Саквоее»», 2012. Т.3 с. 2099 – 2110.
4. Павловский М.В. Метод вычисления инфлюент выделенного влияния образцов специальной техники в составе сложных эргатических систем. // Сборник докладов на XXI международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» RLNC-2015, - Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ», 14-16 апреля, 2015. Т.2 с 1008 – 1014.
5. Павловский М.В. Основная теорема инфлюентного анализа систем вооружения радиоэлектронной борьбы авиационного базирования. // «Вестник Военно-воздушной академии», №2 (21), 2014 г.

6. Павловский М.В. Теорема представимости инфлюент образцов специальной техники в составе сложных эргатических систем. // Сборник докладов на XXI международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» RLNC-2015, - Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ», 14-16 апреля, 2015. Т.2 с 1000 – 1007.
7. Трухаев Р.И. «Инфлюентный анализ и принятие решений (детерминированный анализ)», - М: «Наука», 1984. – 235 с.
8. Месарович М., Мако Д., Такахара И. «Теория иерархических многоуровневых систем», -М.: «Мир», 1973, 633 с.
9. Столл Р.Р. Множества. Логика. Аксиоматические теории. Перевод с английского Ю.А. Гастева и И.Х. Шмаина. Под редакцией Ю.А. Шихановича, - М.: Просвещение , 1968. 231 с., с илл.
10. Луценко А.Д., Павловский М.В. Методика определения стоимости модернизации образцов техники РЭБ. // Научный сборник №2 (131), - 5 ЦНИИИ МО РФ, 2001 г. С. 64 – 71.
11. Никульшин К.В. Алгоритмы аппроксимации функциональных зависимостей эффективности частей РЭБ по методу наименьших квадратов. Работа «Житель» на конкурс Министра Обороны среди курсантов старших курсов, - Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2017. 32 с.

Сведения об авторе

Павловский Максим Викторович – 1970 г.р. Окончил Воронежское ВВИУРЭ в 1992 году. Кандидат технических наук – 2005 г. Доцент по специальности 20.01.12 – 2006 г.
В настоящее время доцент кафедры ВУНЦ ВВС «ВВА».
Область научных интересов: техническое и специальное обоснование специальных систем радиоэктронного вооружения.
E mail: pmv-160570@yandex.ru

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ДЕЛЕНИЯ ПРОЦЕССА КООРДИНАЦИИ НА ЭТАПЫ И ПРАВИЛА ПРИМЕНЕНИЯ ИНФЛЮЕНТНОГО АНАЛИЗА К ПРОБЛЕМЕ КООРДИНАЦИИ СЛОЖНЫХ СПЕЦИАЛЬНЫХ СИСТЕМ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ВООРУЖЕНИЯ

Павловский М.В.
ВУНЦ ВВС «ВВА» (г. Воронеж)

Сформулирована и доказана новая теорема инфлюентного анализа сложных специальных систем радиоэлектронного вооружения – теорема множественности путей развития, которая приводит к многообразию путей координации этой системы, а следовательно, и к очевидному выбору одного пути из множества альтернативных.

THE SOLUTION OF THE PROBLEM OF DIVISION OF COORDINATION PROCESS INTO STAGES AND RULES OF APPLICATION INFLUENCESA ANALYSIS TO THE PROBLEM OF COORDINATING COMPLEX SYSTEMS, SPECIAL ELECTRONIC EQUIPMENT

Pavlovsky M. V.
VUNTS VVS "VVA" (s. Voronezh)

Formulated and proved a new theorem influencesa analysis of complex systems electronic warfare systems – theorem and the multiplicity of development paths, which leads to a diversity of ways to coordinate this system, and hence to the obvious selection of one path out of many alternatives.

Правила программного планирования систем любого вооружения, осуществляемого на длительности программного планирования по данным [1, 2], предполагают разбиение всего Программного периода на две пятилетки, причем первая из них планируется каждый год отдельно, а вторая – целиком за весь интервал планирования. При этом предполагается, что эффективность сложных специальных систем радиоэлектронного вооружения (СССРВ) растет каждый год планового периода, но оценка эффективности осуществляется по состоянию на последний год Программного период, когда заканчивается действие утвержденной программы развития СССРВ. Для решения проблем обоснования СССРВ при условии решения задач радиоэлектронной борьбы с требуемым уровнем эффективности и при заданных ограничениях в [3] сформулированы основные обратные задачи аппарата инфлюентного анализа. В последующих работах (например, [4 – 6]) была осуществлена доработка классического аппарата инфлюентного анализа [7] к вопросам координации СССРВ на длительности программного периода. При этом под координацией СССРВ, в соответствии с [8] понимается сфера деятельности вышестоящей управляющей системы, в ходе которой она пытается добиться согласованного функционирования и взаимодействия нижестоящих систем управления в интересах повышения ее эффективности.

Однако, представленная в [3] обратная задача инфлюентного анализа уровней, темпов и процентов выполнения плана координации, осуществляемого на длительности Программного периода и действия одной программы развития СССРВ, предполагает дробление всего процесса на отдельные этапы и оценку прироста эффективности в конце каждого этапа периода. Это существенно отличает ее от классических задач инфлюентного анализа [7] и не позволяет (вследствие применения основной теоремы ин-

флюентного анализа [5]) использовать крассический аппарат инфлюентного анализа [7]. Следовательно, теория инфлюентного анализа в приложении к процессу координации СССРВ вступает в противоречие с имеющимся математическим аппаратом. Для устранения данного противоречия проведем анализ возможностей дробления программного периода на этапы и определения в эти моменты эффективности улучшаемой СССРВ.

В классическом инфлюентном анализе [7] существует стандартная аксиома аддитивности, существо которой заключается в утверждении, что прирост эффективности системы равен сумме приростов инфлюент составных частей этой системы. С учетом доказанной в [5] теоремы возникновения нового системного свойства, можно утверждать, что при анализе любых СССРВ возможно улучшение как образцов техники, осуществляющих подавление радиоэлектронных систем и средств противоборствующей стороны, так и образцов, обеспечивающих эффективное применение средств подавления. При этом прирост эффективности всей СССРВ может быть различным, что становится особенно ощутимым при применении ранее доказанной теоремы **независимости инфлюент СССРВ от не явных ТТХ образцов техники** [9]. Тогда необходимо отметить, что:

одинакового прироста эффективности СССРВ можно добиться совершенствованием средств подавления и незначительным улучшением средств управления в противовес незначительного улучшения средств подавления и создания новых средств управления и радиоэлектронного информационного обеспечения;

выбор того или иного пути улучшения СССРВ может быть в условиях цейтнота и ведения военных действий, когда вопрос идет о жизни государства, решен в пользу большего прироста эффективности, а в условиях мирного времени, когда основным показателем военной экономики является целесообразность того или иного решения, выбор постепенного прироста эффективности может стать более предпочтительным.

В любом случае наблюдается наличие проблемы выбора, которая может быть решена с помощью модели и методики, представленных [10]. Но наличие проблемы выбора означает наличие двух и более альтернативных путей развития анализируемой СССРВ, что является одним из основных условий проведения оценок военно-экономической целесообразности (ВЭЦ). Данные альтернативные пути развития СССРВ могут возникать по различным причинам, что позволяет сформулировать новую теорему инфлюентного анализа СССРВ – **теорему множественности путей развития**:

Если интегральный показатель эффективности всей СССРВ представим в виде суммы нескольких показателей, а его приращение оценивается формулой

$$\Delta\breve{E} = f_3^0\left[f_1(S_0,E_0,N_0)|\ f_2(H_0,W_0,D_0,R_0)\right] - f_3^1\left[f_1(S_1,E_1,N_1)|\ f_2(H_1,W_1,D_1,R_1)\right],$$

то ***всегда*** *существует несколько альтернативных путей развития данной СССРВ, из которых существует возможность выбрать наиболее эффективный или целесообразный путь развития этой системы.*

Данная теорема не требует специального доказательства, так как получена путем логического рассуждения и применения ранее доказанных теорем. При этом новая теорема, в отличие от аксиомы №14 традиционного ИА [7], не констатирует факт аддитивности инфлюент, а приводит к многообразию путей совершенствования СССРВ, а следовательно, и к очевидному выбору одного пути из множества альтернативных.

На основании данной теоремы и стандартной аксиомы №16 инфлюентного анализа (см. [7])[1] может быть сформулировано **основное правило координации на основе математического аппарата инфлюентного анализа любых СССРВ (по уровню управления, по видам носителей, по оперативной подчиненности)**:

> Если значения интегрального показателя эффективности двух различных систем, полученных совершенствованием одной исходной СССРВ по различным путям $L1_{P_0 \to P_1}$ и $L2_{P_0 \to P_1}$, одинаковы с приемлемой степенью точности и вероятности возниконовения военных действий и их исхода $Ё_1=\mathbf{f_3^1(P_1|}\Theta_1|L1_{P_0 \to P_1}\mathbf{)}=Ё_1=\mathbf{f_3^1(P_1|}\Theta_1|L2_{P_0 \to P_1}\mathbf{)}$, то необходимые приращения интегрального показателя эффективности так же одинаковы ($\Delta Ё_1\mathbf{(P_1|}\Theta_1|L1_{P_0 \to P_1}\mathbf{)}=\Delta Ё_1\mathbf{(P_1|}\Theta_1|L2_{P_0 \to P_1}\mathbf{)}$), что позволяет из двух альтернатив выбирать более целесообразный (с военно-экономической точки зрения) путь развития (или совершенствования) СССРВ.

При этом необходимо отметить, что выбор для реализации того или иного пути развития или совершенствования СССРВ может быть осуществлен либо с использованием оценок ВЭЦ (если нет специальных ограничений по длительности реализации и эффективности применения СССРВ в условиях мирного времени), либо с использованием представленной в [10] методологии в условиях военного времени и отсутствия финансовых ограничений.

Данное правило позволяет

при задании требуемых уровней эффективности СССРВ, обеспечивающих выполнение стратегических и оперативных операций, тактических действий и боев, решение боевых и военных задач, рассчитывать необходимый прирост как в целом за всю СССРВ, так и по ее элементам, то есть определять необходимое значение $\Delta Ё_1\mathbf{(P_1|}\Theta_1|L1_{P_0 \to P_1}\mathbf{)}$, или $\Delta Ё_1\mathbf{(P_1|}\Theta_1|L2_{P_0 \to P_1}\mathbf{)}$, или $\Delta Ё_1\mathbf{(P_1|}\Theta_1|Li_{P_0 \to P_1}\mathbf{)}$;

при обосновании состава информационно-управляющей системы противостоящей группировки войск противника на перспективный момент времени, то есть значения Θ_1;

при обосновании состава, структуры и общих технических требований (ОТТ) к СССРВ в составе наших войск на перспективный момент времени, то есть значения $\mathbf{P_1}$;

при обосновании путей перевода СССРВ из состояния $\mathbf{P_0}$ в $\mathbf{P_1}$, то есть многопараметрического вектора $Li_{P_0 \to P_1}$;

учитывать вероятностное развитие как своих войск, так и войск противника, неопределенность макро- и микроэкономических параметров развития Министерства обороны и отраслей промышленности, обеспечивающих разработку, производство, поставку и эксплуатацию нового вооружения, военной и специальной техники (в том числе и образцов техники из состава СССРВ) с учетом интервальных оценок на прогнозируемый период.

Данное правило не требует специального доказательства, так как предложено на основании доказанной теоремы путем логического рассуждения и применения ранее доказанных теорем и классических аксиом традиционного инфлюентного анализа [7]. Достоинством данного правила является указание на обязательное нахождение различных путей координации. Это позволяет на математическом уровне уйти от задачи синтеза новых СССРВ в интересах развития идеологии координации этих систем.

[1] Данная аксиома утверждает, что если результирующий показатель представим двумя идентичными способами, причем функциональные зависимости для вычисления каждой инфлюенты одинаковы, то одинаковы и приросты результирующего показателя

Практика программного планирования, а также ранее упоминавшееся правило анализа сложных систем, гласящее о неравенстве ее эффективности суперпозиции эффективностей составляющих элементов [11], позволило сформулировать и доказать основную теорему инфлюентного анализа СССРВ [5]. Однако, как было указано при доказательстве, значение $k_{сис}$ имеет интервальное значение, что позволяет говорить о различном влиянии образцов техники и их организационно-штатных структур (ОШС) в составе СССРВ на значение интегрального показателя эффективности улучшаемой СССРВ. Кроме того, в классическом инфлюентном анализе [7] приводятся данные о существовании и зависимости интегрального показателя эффективности от косвенных инфлюент, резко отличающихся от инфлюент выделенного влияния отсутствием возможности их аналитического задания с помощью функций. Для их численного нахождения в классическом инфлюентном анализе [7] сформулированы аксиомы №19 и №20. Особенностью применения данных аксиом в задачах программного планирования развития образцов техники из состава СССРВ является невозможность на этапе предварительного анализа определить, какая ТТХ в составе образца техники, комплекс или система в составе ОШС данной СССРВ будет иметь вид инфлюенты выделенного влияния, а какая – только косвенной инфлюенты. Для облегчения нахождения инфлюент влияния ТТХ в составе образца техники, комплекса или системы в составе ОШС данной СССРВ, на основании стандартных аксиом №19 (косвенной характеризации) и №20 (незаданности) инфлюентного анализа [7] может быть сформулировано **правило анализа образцов техники**, рассматриваемых в составе СССРВ различного уровня подчинения и рассмотрения, совершенствование которых необходимо в интересах совершенствования всей СССРВ.

> Если известны инфлюенты выделенного влияния на интегральный показатель эффективности СССРВ отдельного образца техники и выделенного влияния отдельной характеристики этого образца на его вклад в интегральный показатель эффективности всей СССРВ, то косвенная инфлюента влияния улучшаемой ТТХ образца техники на интегральный показатель эффективности всей системы вычисляется по формуле:
>
> $$A^{E}_{x_{i-j}} = A^{E_j}_{x_j} \frac{\Delta x_{i-j}}{\Delta E_j},$$
>
> причем $A^{E}_{x_{i-j}}$ - является инфлюентой выделенного влияния j-ой ТТХ i-го образца техники в составе рассматриваемой СССРВ, $A^{E_j}_{x_j}$ - инфлюентой выделенного влияния тогоже образца техники на интегральный показатель эффективности всей СССРВ, $\frac{\Delta x_{i-j}}{\Delta E_j}$ - отношение приращения j-ой ТТХ i-го образца техники в составе рассматриваемой СССРВ к приращению интегрального показателя эффективности всей СССРВ за счет совершенствования рассматриваемого образца.

При этом необходимо отметить, что выбор для расчета косвенной инфлюенты влияния улучшаемой ТТХ образца техники на интегральный показатель эффективности может быть осуществлен из всего перечня образцов в составе СССРВ, то есть для любого образца техники: автоматизированная или неавтоматизированная станция помех, пункт управления или командный пункт с различной степенью автоматизации, автоматизированное средство обнаружения и разведки, автоматическая станция помех радиовзрывателям, малогабаритная техника помех и так далее.

Данное правило позволяет учесть в интересах координации влияние даже самых малых приращений отдельных образцов техники, то есть повышает чувствительность

применения аппарата инфлюентного анализа для всего процесса координации СССРВ. Данное правило также не требует специального доказательства, так как предложено на основании доказанной теоремы путем логического рассуждения и применения классических аксиом традиционного инфлюентного анализа [7]. Достоинством данного правила является указание на возможности нахождения численного значения косвенных инфлюент, определение которых невозможно другими математическими методами. Это позволяет на уровне рассмотрения отдельных образцов техники предлагать работы в интересах повышения технического уровня образцов в интересах развития идеологии координации целых систем.

Аксиомы №21 (расщепление) и №22 (расщепление инфлюенты выделенного влияния) классического инфлюентного анализа [7] позволяют осуществлять расщепление инфлюент совместного (или обобщенного) влияния в целях нахождения инфлюент выделенного влияния. При этом, особенностью инфлюентного анализа СССРВ будет являться учет влияния в виде добавок $\partial A_{x_i}^{E}$ только автоматизированных командных пунктов и автоматизированных пунктов управления на интегральный показатель эффективности применения в составе ОШС СССРВ отдельных автоматизированных станций помех (как с наземными системами управления, так и самолетными, космическими и авиационными системами управления), автоматических станций помех радиовзрывателям, автоматизированных средств обнаружения и разведки, но только не в обратном направлении. Такое ограничение автоматически вытекает из того факта, что объединение в систему различных образцов не может привести к снижению эффективности, что доказано теоремой о возникновении нового системного свойства [5].

Таким образом, сформулирована и доказана новая теорема инфлюентного анализа СССРВ – **теорема множественности путей развития**, которая приводит к многообразию путей координации этих систем, а следовательно, и к очевидному выбору одного пути из множества альтернативных. На основании данной теоремы и стандартной аксиомы №16 инфлюентного анализа (см. [7]) сформулировано основное **правило координации** на основе математического аппарата инфлюентного анализа любых СССРВ (по уровню управления, по видам носителей, по оперативной подчиненности), которое позволяет учитывать вероятностное развитие как своих войск, так и войск противника, неопределенность макро- и микроэкономических параметров развития Министерства обороны и отраслей промышленности, обеспечивающих разработку, производство, поставку и эксплуатацию нового вооружения, военной и специальной техники с учетом интервальных оценок на прогнозируемый период. Последующее рассмотрение позволило сформулировать **правило анализа образцов техники**, рассматриваемых в составе СССРВ различного уровня подчинения и рассмотрения, совершенствование которых необходимо в интересах совершенствования всей СССРВ. Данное правило позволяет учесть в интересах координации влияние даже самых малых приращений отдельных образцов техники, то есть повышает чувствительность применения аппарата инфлюентного анализа для всего процесса координации СССРВ.

Литература

1. Солнышков Ю.С. Оптимизация выбора вооружения, - М: «Военное издательство», 1976. – 104 с.
2. Военно-экономический анализ. Под ред. доктора экономических наук профессора Викулова С.В., - М: «Военное издательство», 2001.
3. Павловский М.В. Задачи инфлюентного анализа для обоснования специальных систем радиоэлектронного вооружения // Научно-технический сборник статей по итогам

конференции «Радиолокация, навигация, связь - 2012», - Воронеж: «ООО НПФ «Саквоее»», 2012. Т.3 с. 2099 – 2110.
4. Павловский М.В. Метод вычисления инфлюент выделенного влияния образцов специальной техники в составе сложных эргатических систем. // Сборник докладов на XXI международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» RLNC-2015, - Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ», 14-16 апреля, 2015. Т.2 с 1008 – 1014.
5. Павловский М.В. Основная теорема инфлюентного анализа систем вооружения радиоэлектронной борьбы авиационного базирования. // «Вестник Военно-воздушной академии», №2 (21), 2014 г.
6. Павловский М.В. Теорема представимости инфлюент образцов специальной техники в составе сложных эргатических систем. // Сборник докладов на XXI международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» RLNC-2015, - Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ», 14-16 апреля, 2015. Т.2 с 1000 – 1007.
7. Трухаев Р.И. «Инфлюентный анализ и принятие решений (детерминированный анализ)», - М: «Наука», 1984. – 235 с.
8. Месарович М., Мако Д., Такахара И. «Теория иерархических многоуровневых систем», -М.: «Мир», 1973, 633 с.
9. Павловский М.В. Метод учета улучшения отдельных характеристик сложных специальных систем радиоэлектронного вооружения на основе теоремы независимости инфлюент. Настоящий сборник.
10. Павловский М.В., Гаршина В.В. Игровая модель выбора варианта специальной сложной системы, участвующей в радиоэлектронном конфликте. // Вестник Воронежского государственного университета. Серия «Системный анализ и информационные технологии». // №2, 2013, С. 66 – 70.
11. Дружинин В.В., Конторов Д.С. Основы военной системотехники, - М.: МО СССР, войска ПВО, 1983, 415 с.

Сведения об авторе

Павловский Максим Викторович – 1970 г.р. Окончил Воронежское ВВИУРЭ в 1992 году. Кандидат технических наук – 2005 г. Доцент по специальности 20.01.12 – 2006 г.
В настоящее время доцент кафедры ВУНЦ ВВС «ВВА».
Область научных интересов: техническое и специальное обоснование специальных систем радиоэктронного вооружения.
E mail: pmv-160570@yandex.ru

УСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОГО РАДИО В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО КОНФЛИКТА

Иванкин М.П., Толстых Н.Н., Ролдугин Н.Г.

Предлагаются способы оценки устойчивости систем программно-определяемого радио в условиях реализации информационных воздействий с учетом априорной неопределенности типа и метода их проведения.

STABILITY OF SOFTWARE-DEFINED RADIO SYSTEMS IN THE CONTEXT OF INFORMATION CONFLICT

Ivankin M.P., Tolstykh N.N., Roldugin N.G.

Methods for evaluating the stability of software-defined radio systems in the context of implementing information impacts are proposed, taking into account the a priori uncertainty of the type and method of their implementation.

При формализованном представлении функционирования системы программно-определяемого радио (ПОР) в условиях информационных воздействий представляется весьма актуальным решение задачи оценки ее устойчивости (сигнальной, семантической и прагматической) с учетом априорной неопределенности типа и метода проведения информационного воздействия. Такая задача обычно решается раздельно для сигнального и семантического (информационного) уровней с учетом естественных или организованных помех и информационных воздействий [1]. Однако устойчивость систем ПОР должна определяться только с учетом совместного влияния на все их компоненты и, естественно, друг на друга, как сигналов, так и заложенной в них семантики.

Для моделирования таких объектов необходимо решить задачи, связанные с формализованным описанием и анализом причинно-следственных связей в сложных системах, где одновременно протекают несколько процессов. Самым распространенным в настоящее время аппаратом, описывающим структуру и взаимодействие параллельных систем и процессов являются сети Петри-Маркова [2].

На основе построенных моделей представляется возможным перейти к оценке информационной устойчивости систем ПОР, в частности, протоколов взаимодействия. Такая задача может быть решена только для всей совокупности уровней взаимодействия и расположенных на них компонентов системы, которые участвуют в реализации основной целевой функции.

Структура сети представляется ориентированным двудольным графом. Множество V вершин графа разбивается на два подмножества T и P, $V = T \cup P$, $T \cap P = \varnothing$. Дугами могут связываться вершины из множеств P и T. Динамика развития процессов отражается в вершинах P метками. Распределение меток по вершинам P называют маркированием сети. Каждое маркирование соответствует определенному состоянию сети.

Сеть Петри определяется набором $N = \{P, T, J, O, M_0\}$, где

$P = \{p_i\}$, $i = 1,2,...,n$ - множество позиций;

$T = \{t_j\}$, $j = 1,2,...,m$ - множество переходов;

$J : T \times P \to \{0,1\}$ - входная функция;

$O : P \times T \to \{0,1\}$ - выходная функция;

$M_0 : P \to Z_0$ - начальное маркирование (состояние) сети;

Z_0 - множество положительных целых чисел.

Линейная часть сети Петри-Маркова представляет собой набор состояний, соединенных переходами [3] и не изменяющимися в течении времени жизни системы ПОР. Каждое такое состояние может-быть описано дифференциальным уравнением. Линейную часть сети Петри-Маркова следует описать через системы линейных неоднородных дифференциальных уравнений, или, исключив промежуточные переменные, через уравнение n-го порядка:

$$a_0 \frac{d^n O_A(Z)}{dt^n} + a_0 \frac{d^{n-1} O_A(Z)}{dt^{n-1}} + ... + a_n O_A(Z) = b_0 \frac{d^n I_A(Z)}{dt^n} + ... + b_m I_A(Z),$$

где $\mathrm{I}_A(Z)$ и $\mathrm{O}_A(Z)$ – входная и выходная функции переходов между состояниями функционирующий сети Петри-Маркова; $a_i, i = \overline{1,n}$ и $b_j, j = \overline{1,m}$ – некоторые постоянные, определяемые параметрами компонентов линейной части.

На основе данных функций представляется возможным записать передаточную функцию [3], представляющую собой отношение выходной величины к входной при нулевых начальных условиях:

$$\Phi_{linear} = \frac{O_A(Z)}{I_A(Z)} = \frac{L\{o(t)\}}{L\{i(t)\}},$$

где $L\{o(t)\}$ и $L\{i(t)\}$ – изображения по Лапласу, которые выражаются через:

$$L\{f(t)\} = \int_0^\infty e^{-pt}\{f(t)\}dt.$$

Целесообразно на основе передаточных функций дать оценку состояний сети Петри-Маркова функционирующей системы ПОР при динамическом изменении конфигурации системы. Данная оценка позволит получить динамические характеристики системы при реализации частных целевых функций конфликтных компонентов системы ПОР на сигнальном, семантическом и прагматическом уровнях представления информационного конфликта.

Реализация частных целевых функции в конфликте направлена на выполнение процессов конфликтного компонента системы ПОР (ее программного и/или аппаратного компонента) в процессе ее совместного функционирования с другими системами в едином информационном пространстве. Результатом конфликта является нарушение нормального функционирования конфликтующих компонентов или одного из них, то есть выраженных в неправильной реализации целевой функции системы.

Принимая тот факт, что при динамическом изменении конфигурации системы ПОР линейные состояния становятся нелинейными, получим нелинейную функцию, зависящую от $I_A(Z)$ и ее производной $\dot{I}_A(Z)$ от одной переменной:

$$O_A(Z) = \Phi_{nonlinear}(I_A(Z), \dot{I}_A(Z)).$$

Для состояний, нелинейная характеристика которых зависит от нескольких переменных, действующих на входе сопряженных с ними переходов получим:

$$O_A(Z) = \Phi_{nonlinear}(I_A^1(Z), \dot{I}_A^1(Z), I_A^2(Z), \dot{I}_A^2(Z), ..., I_A^n(Z), \dot{I}_A^n(Z)),$$

или если параметры состояния зависят от времени, то получим нестационарную характеристику:

$$O_A(Z) = \Phi_{nonlinear}(I_A^1(Z), \dot{I}_A^1(Z), I_A^2(Z), \dot{I}_A^2(Z), ..., I_A^n(Z), \dot{I}_A^n(Z), t).$$

Тогда линейная часть системы при ненулевых начальных условиях может-быть выражена через:

$$a_0 \frac{d^n O_A(Z)}{dt^n} + a_0 \frac{d^{n-1} O_A(Z)}{dt^{n-1}} + ... + a_n O_A(Z) = b_0 \frac{d^n I_A(Z)}{dt^n} + ... + b_m I_A(Z),$$

нелинейный компонент:

$$O_A(Z) = \Phi_{nonlinear}(I_A(Z), \dot{I}_A(Z)),$$

а конфликтный компонент:

$$O_A(Z) = f(t) - I_A(Z),$$

где $f(t)$ - частная целевая функция конфликтного компонента на сигнальном, семантическом или прагматическом уровнях.

Такая целевая функция может-быть исчезающей [4], когда:

$$\lim_{t \to \infty} f(t) = 0,$$

$$\int_0^{\infty} f(t)dt \le \infty,$$

или ограниченной:

$$|f(t)| \le M_l,$$

где M_l - параметр, характеризующий уровень представления информационного конфликта в системе ПОР.

Для таких систем, согласно [3], можно получить нелинейное интегральное уравнение Вольтера второго рода, характеризующее динамику рассматриваемой системы. Для модели системы ПОР в условиях реализации исчезающих и ограниченных информационных воздействий на сигнальном, семантическом или прагматическом уровнях получим:

$$O_A(Z) = f(t) - \int_o^t h'(t-\lambda)\Phi(o(\lambda), \dot{o}(\lambda))d\lambda,$$

где $h'(t)$ импульсная характеристика линейной части системы:

$$h'(t) = L^{-1}\{\Phi_{linear}\}.$$

Предложенное интегральное уравнение характеризует $O_A(Z)$ как в переходном, так и в установленном режиме работы и может использоваться для оценки системы ПОР с одним нелинейным состоянием в условиях реализации информационных воздействий с учетом априорной неопределенности типа и метода их проведения. Результаты имитационного моделирования при наличии в системе ПОР нелинейных элементов с учетом вероятности битовой ошибки в канале связи представлены на рисунке 4.

Для такой системы целесообразно предъявить требование устойчивой работы при действующих информационных воздействиях. Так, аналогично [5], нелинейная система ПОР устойчива, если при любом $a > 0$, существует такое $\mu(a) > 0$, что для всех внешних воздействий, ограниченных параметром M_l меньше заданного:

$$\sup|f(t)| < \mu(a).$$

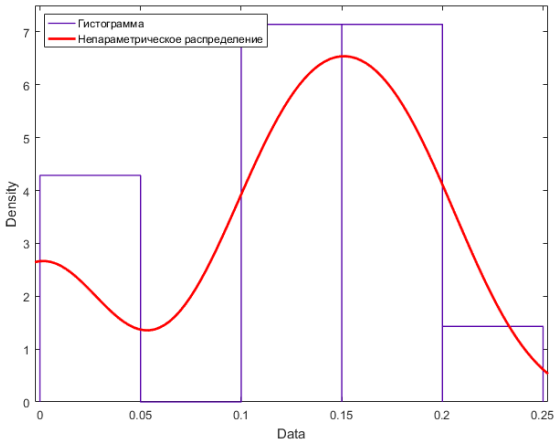


Рисунок 4 – Гистограмма распределения реализации информационных воздействий на сигнальном уровне при наличии в системе ПОР нелинейных компонентов

Таким образом, система ПОР будет устойчива[3], когда при любых достаточно малых по абсолютной величине информационных воздействиях, абсолютная величина отклонения от установленного состояния будет также достаточно малой. Кроме этого, различный характер реализуемых информационных воздействий порождает изменения центральной задачи и целевой функции, которые могут быть следствием реализации конкурентных компонентов в системе ПОР. Всю совокупность последствий информационных воздействий можно условно разделить на два класса. К конфликтам первого рода относятся конфликты, искажающие входной поток данных и включающие в них специфические структуры, но не оказывающие влияние на саму целевую функцию системы. К конфликтам второго рода относятся конфликты, приводящие к изменению вида целевой функции при неизменности входного потока данных, то есть приводящие в итоге к перехвату управления системой.

Следует сделать вывод, что при реализации конфликтов второго рода система ПОР на сигнальном уровне будет устойчива всегда. Для конфликтов первого рода с учетом специфики выбора методов цифровой обработки сигнала и вероятности появления битовой ошибки в канале связи она может-быть рассчитана следующим образом.

Таким образом, на основе предложенной методики представляется возможным оценить устойчивость функционирующей системы программно-определяемого радио в условиях реализации информационных воздействий с учетом априорной неопределенности типа и метода их проведения.

Литература

1. А.Г. Алферов, Н.Н. Толстых, А.М. Белицкий, Ю.А. Степанец Перехват управления инфокоммуникационных систем. Теория и техника радиосвязи, 2014г., №4, с.5-13
2. Питерсон Дж. Теория сетей Петри и моделирование систем / Дж. Питерсон – М.: Мир, 1984. – 264 с.
3. Наумов Б.Н. Теория нелинейных автоматических систем. Частотные методы – М.: Главная редакция физико-математической литературы изд-ва «Наука», 1972, 544 стр.
4. Ляпунов А.М. Общая задача устойчивости движения. Харьков. матем. о-во, 1892. 251 с.
5. Цыпкин Я.З. Об устойчивости в целом нелинейных импульсных автоматических систем. – ДАН СССР, 1962, 145, № 1.

Сведения об авторах

Иванкин Михаил Петрович, 1988 г.р., ВГТУ, 2011 г.
Направление исследования: системы, сети и устройства телекоммуникаций, информационная безопасность.
Место работы: Акционерное общество «Концерн «Созвездие».
Электронный адрес: mivankin@gmail.com
Н.Н. Толстых, д.т.н., профессор, нач. службы АО «Концерн «Созвездие»
Н.Г. Ролдугин, зам. нач. департамента АО «Концерн «Созвездие»

ПРИМЕНЕНИЕ ВСТРАИВАЕМЫХ ЭКЗОЯДЕРНЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ СИСТЕМ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ КАК ОСНОВА АРХИТЕКТУРЫ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНО-БОЕВЫХ КОМПЛЕКСОВ

ДТН, профессор полковник Русин П.В. НИЦ (ОиИТ) ВУНЦ СВ «ОА ВС РФ»
подполковник Пешехонцев В.В. НИЦ (ОиИТ) ВУНЦ СВ «ОА ВС РФ»

В докладе раскрыты вопросы построения рациональной архитектуры программных средств разведывательно-боевых комплексов, рассмотрены основные недостатки использования универсальных операционных систем, обоснованно использование в информационно-управляющих системах разведывательно-боевых комплексов операционных систем реального времени на базе экзоядра, с возможностью записи на постоянное запоминающее устройство.

The report covers the issue of building a rational software architecture of the means of reconnaissance and weapons systems, the basic disadvantages of the use of universal operating systems rightly use in information and control systems, reconnaissance and weapons systems operating systems real-time on the basis of ecoagro, a writable permanent storage device.

1. Основные требования к разведывательно-боевым комплексам и их информационно-управляющим системам

Развитие форм вооруженной борьбы, постоянно заставляет не только развивать средства её ведения, но и совершенствовать способы их применения. Это в равной степени относится и к разведывательно-боевой деятельности (РБД), роль и значение которой не снижается, а постоянно возрастает, равно как и возрастают требования к ней.

Решение разведывательно-боевых задач в современных условиях характеризуется, высокой скоростью изменения обстановки, насыщенностью техническими средствами противодействия выполнению разведывательно-боевых задач, интенсивным информационным обменом и обработкой большого количества данных в ходе ведения РБД, необходимостью управления различными средствами, осуществляющими поиск и поражение объектов, это невозможно без использования целого комплекса современных видов технических средств с усовершенствованными характеристиками. Новые возможности сил и средств разведывательно-боевой деятельности, их количественные и качественные показатели предопределяют их комплексное применение, обеспечивая наиболее полное и успешное решение задач. При этом применяемые технические средства совершенствуются как функционально, так и структурно, от простых разведывательно-сигнализационных средств до сложнейших разведывательно-боевых комплексов (РБК) в перспективе способных действовать автоматически.

Современные разведывательно-боевые комплексы должны одновременно решать несколько взаимосвязанных между собой задач: поиск, наблюдение вскрытие, сопровождение и уничтожения объектов противника. Поэтому РБК приходится решать достаточно сложные информационно-расчётные задачи, которые требуют непрерывного сбора новой и подтверждения имеющейся информации, выдачи исходных данных для целеуказания, управления в реальном режиме времени высокоточным оружием и другими средствами поражения, что невозможно без

эффективной, но в тоже время «не требовательной к ресурсам» информационно-управляющей системы (ИУС) и набора программных средств, являющемся «мозгом» ИУС, реализующим алгоритмы сбора, передачи, обработки, представления информации и формирования управляющего воздействия по разработанному закону управления, и «качество» функционирования этого «мозга» напрямую зависит от качества набора программных средств.

Под набором программных средств мы будем понимать комплекс программных (логических) компонентов, объединённых для выполнения определённых разведывательно-боевых задач. Компонентом является модульная часть программного комплекса, которая инкапсулирует какую-либо функцию необходимую для работы всего комплекса.

Функционально и структурно объединённые программные компоненты комплекса программных средства разведывательно-боевых комплексов образуют квазираспределённую программную архитектуру, в основу которой на настоящее время положены универсальные операционные системы (Windows, Linux) например специальный разведывательно-боевой комплекс (СРБК), обладающие наряду с достоинствами – гибкостью, кроссплатформенностью, доступностью, наличием готовых программных решений в различных областях, также и серьёзными недостатками: они очень большие (объём данных - гигабайты), отсутствуют энергетические ограничения, требовательны к вычислительным ресурсам, много потоковая архитектура – занимает большие объемы оперативной памяти, действия операционной системы не детерминированы по времени, длинные рабочий и служебные циклы, в случае если возникают какие либо проблемы (ошибки, сбой) для их решения необходим специалист, что в условиях автономного функционирования труднодостижимо.

Таким образом необходима архитектура программных средств (АПС), в основу которой должен быть положен принцип соответствия состава и возможностей комплекса программных средств, объему и характеру решаемых разведывательно-боевых задач, исходя из требований реального времени, постоянной готовности (короткий служебный и рабочий циклы), энергоэффективности, минимального объёма служебных (рабочего набора) данных.

Архитектурой, соответствующей таким требованиям является архитектура программных средств, на основе встраиваемых экзоядерных операционных систем реального времени. Для обоснования данного решения были использованы следующие основные положения: концепция расширенной машины, модели: многоуровневой виртуальной машины и многоуровневого компьютера для описания базовой топологии программного обеспечения, принцип рекуррентного анализа и синтеза архитектуры комплексов программных средств.

2. Базовое топологическое пространство комплекса программных средств ИУС РБК

Обосновании архитектуры программных средств невозможно без использования системы концепций, принципов, моделей, позволяющих описать структурную и функциональную организацию комплекса программных средств информационно-управляющей системы РБК.

Концепция расширенной машины позволяет соединить между собой две крайние точки, задачи, решаемые РБК и микропроцессор являющийся центральным звеном ИУС РБК, связав их в единое «топологическое пространство», в котором размещается комплекс программных средств РБК реализующий информационные процессы ведения РБД.

Модели многоуровневой виртуальной машины и многоуровневого создают «скелет» топологического пространства программных средств т.е. набор таких элементов ПО и связей между ними, без которых невозможно реализовать процессы сбора, передачи, обработки, представления разведывательно-боевой информации и позволяют количественно и качественно описать требования к архитектуре комплекса программных средств РБК. Метод рекуррентного обоснования рациональной архитектуры программных средств позволяет сформировать структурную и функциональную организацию архитектуры программных средств РБК.

Модель многоуровневого компьютера состоит из шести слоёв (уровней) каждый из которых решает свою специальную задачу и обеспечивает функционирование вышележащего слоя за счёт экспортируемого интерфейса подробно модель представлена на рисунке 1. [1]

Рис. 1 Модель многоуровневого компьютера (ММК)

Каждый слой не только экспортирует те или иные функции, но и является исполнителем команд вышестоящего уровня, что позволяет представить каждый уровень (слой) как отдельную виртуальную машину (ВМ). Каждая ВМ имеет свой язык, причем программы, написанные на языке виртуальных машин более высокого уровня, интерпретируются или транслируются на язык машины нижнего уровня (рис. 2 Модель многоуровневой виртуальной машины).[1]

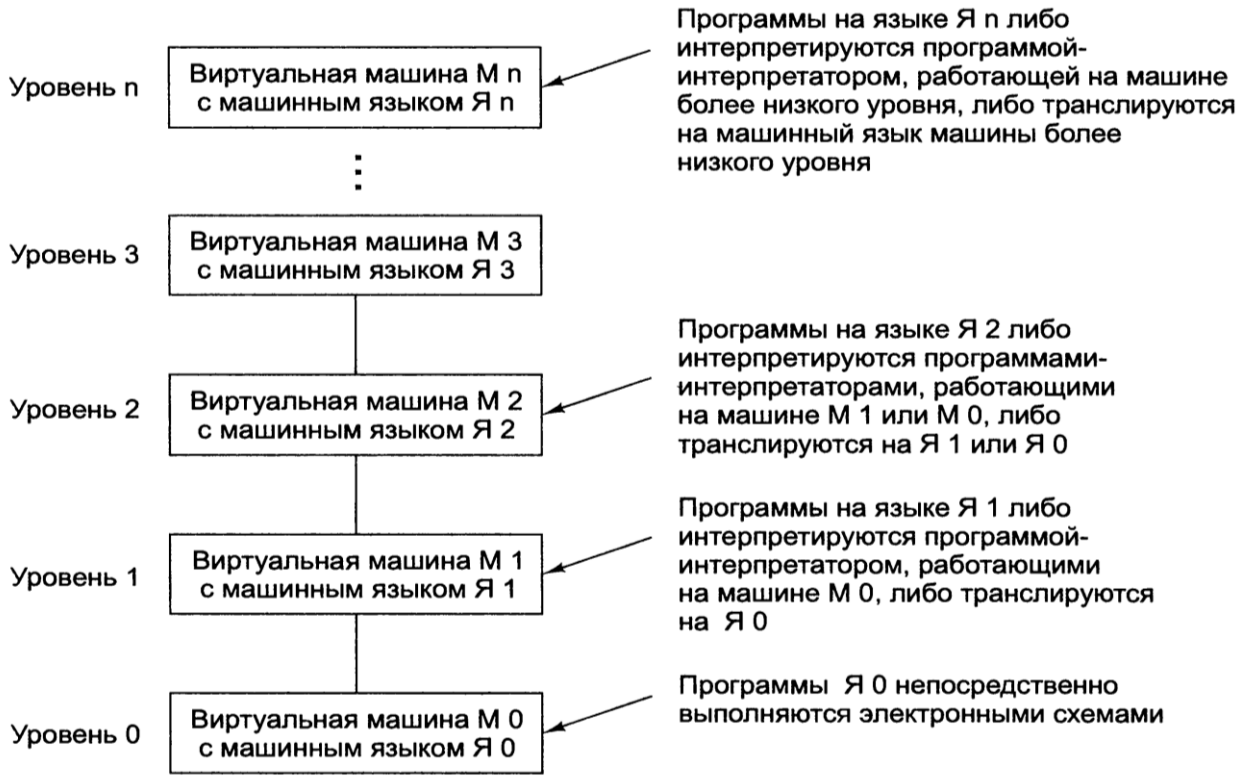


Рис. 2 Модель многоуровневой виртуальной машины

Принцип рекуррентного объяснения, осуществляет причинно-следственную интеграцию, объясняя свойства и поведение системы L-го уровня объясняется свойствами подсистем непосредственно нижележащего – (L-1)-го – уровня и особенностями их взаимосвязи. В работе ограничимся рассмотрением модели многоуровневого компьютера из 5 уровней, исключая уровень ассемблера, который является прикладным к архитектуре микропроцессора.

Базовая топология комплекса программных средств позволяет рационально привязать количество информации, используемой при решении РБЗ и объём данных необходимых для их формализации в ИУС. Информация, последовательно проходя сквозь уровни компьютера преобразуется в алгоритмы, программы, и в набор (архитектуру) команд микропроцессора.

Исходя из требований, разведывательно-боевой деятельности к ИУС РБК: соответствие состава и возможностей комплекса программных средств, объему и характеру решаемых разведывательно-боевых задач, реального времени, постоянной готовности (короткий служебный и рабочий циклы), энергоэффективности (энергосбережения), минимального объёма служебных (рабочего набора) данных и в соответствии с базовой топологией комплекса программных средств уровни архитектуры программных средств ИУС РБК должны обеспечивать выполнение всего двух задач рациональное управление слоем расположенным ниже и обеспечивать функционирование выше лежащего уровня.

Ключевым слоем (уровнем), как показывает анализ топологического пространства программных средств ИУС РБК, является слой операционной системы, который напрямую обеспечивает выполнение задач пользовательского уровня, а на архитектуру микропроцессора, т.е. на уровень архитектуры набора команд и микроархитектуры повлиять очень сложно и дорого.

3. Универсальные операционные системы

Как и следует из названия это класс операционных систем — это системы способные решать «самый широкий круг» задач, поддающихся формализации, типичными представителями этого класса операционных систем являются Microsoft Windows и Linux., ориентированных на выполнение так называемых бизнес-процессов.

Данный тип операционных систем, обладает большими вычислительными ресурсами, многозадачной и многопотоковой архитектурой (в средней на только установленной операционной системе Windows 7 работает не менее 40 процессов, занимающих 300 Мбайт оперативной памяти), развитым графическим интерфейсом, сложной системой безопасности в которой пространство ядра системы и пользовательское пространство разделены и для обращения пользовательского процесса к функции ядра ему необходимо вызвать функцию её олицетворяющую и переключить процессор в режим ядра, что требует дополнительной энергии и времени.

К поведению универсальных операционных не выдвигается требование обеспечения предсказуемости или детерминированности поведения системы в сложных внешних условиях, поэтому они могут «зависнуть» в самый неподходящий момент., для программного обеспечения РБК это неприемлемо.

Также универсальные (традиционные) ОС ориентированы на работу в среде, где неопределённости и погрешности управляемых физических систем (устройств) исключается на аппаратном уровне, в ИУС РБК такой определённости нет так как управление происходит в неопределённой операционной среде.

Кроме того, например, архитектура программных средств Windows обладает двумя слоями Application program interface (API), API пользовательского уровня и Native API уровня ядра, и соответственно процессу пользовательского уровня чтобы вызвать функцию ядра необходимо пройти несколько уровней, что в условиях вытесняющей многозадачности потребует много времени и накладных расходов.

4. Операционные системы реального времени

Существует несколько определений систем реального времени (ОСРВ) (real time operating systems (RTOS)), большинство из которых противоречит друг другу. Мы приведем несколько из них, чтобы продемонстрировать различные взгляды на назначение и основные задачи ОСРВ.[2]

1. Системой реального времени называется система, в которой успешность работы любой программы зависит не только от ее логической правильности, но от времени, за которое она получила результат. Если временные ограничения не удовлетворены, то фиксируется сбой в работе системы.

Таким образом, временные ограничения должны быть *гарантированно* удовлетворены. Это требует от системы быть *предсказуемой,* т.е. вне зависимости от своего текущего состояния и загруженности выдавать нужный результат за требуемое время. При этом желательно, чтобы система обеспечивала как можно больший процент использования имеющихся ресурсов.

Хорошим примером задачи, где требуется ОСРВ, является управление роботом, берущим деталь с ленты конвейера. Деталь движется, и робот имеет лишь маленькое временное окно, когда он может ее взять. Если он опоздает, то деталь уже не будет на нужном участке конвейера, и, следовательно, работа не будет сделана, несмотря на то, что робот находится в правильном месте. Если он позиционируется раньше, то деталь еще не успеет подъехать, и он заблокирует ей путь.

Другим примером может быть самолет, находящийся на автопилоте. Сенсорные серво-датчики должны постоянно передавать в управляющий компьютер результаты измерений. Если результат какого-либо измерения будет пропущен, то это может

привести к недопустимому несоответствию между реальным состоянием систем самолета и информацией о нем в управляющей программе.

Различают "сильное" ("hard") и "слабое" ("soft") требование реального времени. Если запаздывание программы приводит к полному нарушению работы управляемой системы, то говорят о "сильном" реальном времени. Если же это ведет только к потере производительности, то говорят о "слабом" реальном времени. Большинство программного обеспечения ориентировано на "слабое" реальное время, а задача хорошей ОСРВ -обеспечить уровень безопасного функционирования системы, даже если управляющая программа никогда не закончит своей работы.

2. Стандарт POSIX 1003.1 определяет ОСРВ следующим образом: "Реальное время в операционных системах - это способность операционной системы обеспечить требуемый уровень сервиса в заданный промежуток времени".

3. Иногда системами реального времени называют системы постоянной готовности (online системы), или "интерактивные системы с достаточным временем реакции". Обычно это делают по маркетинговым соображениям. Действительно, если интерактивную программу называют работающей в "реальном времени", то это просто означает что она успевает обрабатывать запросы от человека, для которого задержка в сотни миллисекунд даже незаметна.

4. Иногда понятие "система реального времени" отождествляют с "быстрая система". Это не всегда правильно. Время задержки реакции ОСРВ на событие не так уж важно (оно может достигать нескольких секунд). Главное, чтобы это время было *достаточно* для рассматриваемого приложения и *гарантированно*. Очень часто алгоритм с гарантированным временем работы менее эффективен, чем алгоритм, таким свойством не обладающий.

5. Во многих важных сферах приложения ОСРВ вводят свои понятия "реального времени". Например, процесс цифровой обработки сигнала (digital signal processing, DSP) называют идущим в "реальном времени", если анализ (при вводе) и/или генерация (при выводе) данных может быть проведен за то же время, что и анализ и/или генерация тех же данных без цифровой обработки сигнала.

Например, если при обработке аудио данных требуется 2.01 секунд для анализа 2.00 секунд звука, то это не процесс реального времени. Если же требуется 1.99 секунд, то это процесс реального времени.

4.1. Основные характеристики ОСРВ

Четкое *разграничение систем* разработки (средства создания и отладки приложения) и систем исполнения (ОС и компьютер, на котором реализуется конечный продукт) – одно из коренных внешних отличий ОСРВ от систем общего назначения. Средства исполнения – это совокупность инструментов (ядро, драйверы, исполняемые модули), обеспечивающих работу приложения реального времени. Аппаратные средства как неотъемлемая часть АСУ реального времени должны быть адекватны решаемой задаче, и ведущие ОСРВ перекрывают ряд популярных архитектур, чтобы удовлетворять их самые разные требования.

Средства разработки современных ОСРВ поддерживают современные пакеты программирования и так называемые резидентные средства разработки, исполняемые в собственной среде. Они также содержат средства удаленной отладки, средства профилирования (измерение времени выполнения отдельных участков кода), средства эмуляции целевого процессора, специальные средства отладки взаимодействующих задач, а иногда и средства моделирования.

Время реакции системы на прерывание – параметр, оценивающий выполнение цепочки действий от возникновения запроса на прерывание и до выполнения первой

инструкции обработчика. Это время нужно уметь определять в худшей для системы ситуации, т. е. в предположении, что процессор загружен, что в это время могут происходить другие прерывания, что могут выполняться какие-то действия, блокирующие прерывания.

Размер системы исполнения, т.е. объем минимально необходимого для работы приложения набора (ядро, системные модули, драйверы) остается важным параметром, и производители ОСРВ стремятся к тому, чтобы размеры ядра и обслуживающих модулей системы были невелики. *Возможность исполнения из постоянной памяти* позволяет создавать компактные надежные встроенные ОСРВ с ограниченным энергопотреблением, без внешних накопителей.

Система приоритетов и алгоритмы диспетчеризации. В ОС общего назначения используются, как правило, различные модификации алгоритма круговой диспетчеризации, основанные на понятии непрерывного кванта времени, предоставляемого процессу. Планировщик по истечении каждого кванта времени просматривает очередь активных процессов и принимает решение, кому передать управление, основываясь на численных значениях приоритетов, присвоенных процессам. Приоритеты могут быть фиксированными или меняться со временем, это зависит от алгоритмов планирования, но рано или поздно обслуживаются все процессы.

Механизмы межзадачного взаимодействия. Для ОСРВ характерна развитость механизмов обмена данными и синхронизации процессов. К ним относятся семафоры, мьютексы (взаимное исключение), события, сигналы, средства работы с разделяемой памятью, каналы данных, очереди сообщений. Их аналоги существуют в ОС общего назначения, но в ОСРВ время исполнения системных вызовов почти не зависит от состояния системы, и всегда есть, по меньшей мере, один быстрый механизм передачи данных от процесса к процессу.

Средства для работы с таймерами необходимы системам с жестким временным регламентом. Эти средства, как правило, позволяют:

• генерировать прерывания по истечении временных интервалов;

• измерять и задавать различные промежутки времени (от 1 мкс);

• создавать разовые и циклические «будильники».

Файловая система – это часть любой ОС, назначение которой состоит в том, чтобы обеспечить удобный интерфейс для работы с данными, хранящимися на диске, и совместное использование файлов процессами. Имеет в своём составе:

• наборы структур данных, используемых для управления файлами, такие, например, как каталоги файлов, дескрипторы файлов, таблицы распределения свободного и занятого пространства на диске;

• комплекс системных программных средств, реализующих управление файлами, в частности: создание, уничтожение, чтение, запись, именование, поиск и другие операции над файлами. [2}

5. Основные ОСРВ их характеристика, применение

FreeRTOS — это многозадачная, мультиплатформенная, бесплатная операционная система жесткого реального времени с открытым исходным кодом. FreeRTOS была разработана компанией Real Time Engineers Ltd. специально для встраиваемых систем. На момент написания статьи (версия FreeRTOS 6.1.0) ОС официально поддерживает 23 архитектуры и 57 платформ (в подавляющем большинстве — микроконтроллеры). Большая часть кода FreeRTOS написана на языке Си, ассемблерные вставки минимального объема применяются лишь там, где невозможно применить Си из-за специфики конкретной аппаратной платформы.

Существуют так называемые официально поддерживаемые аппаратные платформы — официальные порты и неофициальные, которые поставляются «как есть» и не поддерживаются напрямую. Кроме того, для одного и того же порта могут поддерживаться несколько средств разработки. Список официальных портов и средств разработки приведен в таблице 1.

Основные характеристики FreeRTOS:

1. Планировщик FreeRTOS поддерживает три типа многозадачности:

- вытесняющую; кооперативную; гибридную.

2. Размер ядра FreeRTOS составляет всего 4–9 кбайт, в зависимости от типа платформы и настроек ядра.

3. FreeRTOS написана на языке Си (исходный код ядра представлен в виде всего лишь четырех Си-файлов).

4. Поддерживает задачи (tasks) и сопрограммы (co-routines). Сопрограммы специально созданы для МК с малым объемом ОЗУ.

5. Богатые возможности трассировки.

6. Возможность отслеживать факт переполнения стека.

7. Нет программных ограничений на количество одновременно выполняемых задач.

8. Нет программных ограничений на количество приоритетов задач.

9. Нет ограничений в использовании приоритетов: нескольким задачам может быть назначен одинаковый приоритет.

10. Развитые средства синхронизации «задача-задача» и «задача-прерывание»:

- очереди; двоичные семафоры; счетные семафоры; рекурсивные семафоры; мьютексы.

11. Поддержка модуля защиты памяти (Memory protection unit, MPU) в процессорах Cortex-M3.

Кроме самой FreeRTOS, существуют также ее коммерческие версии: SafeRTOS и OpenRTOS. SafeRTOS — это ОСРВ, соответствующая уровню функциональной безопасности SIL3, имеющая такую же функциональную модель, что и FreeRTOS, и ориентированная на применение в системах с высокими требованиями к безопасности, например, в медицинской и аэрокосмической отраслях. OpenRTOS отличается от FreeRTOS лишь тем, что поставляется под коммерческой лицензией, с гарантией производителя и отменяет некоторые несущественные ограничения, присущие FreeRTOS.

Конечно, FreeRTOS — это далеко не единственный выбор для разработчика. В настоящее время существует множество других ОСРВ для МК, среди которых можно назвать uC/OS-II, µClinux, Salvo, jacOS и др. Однако обсуждение достоинств и недостатков этих ОС выходит за рамки данной статьи.

ОСРВ QNX это не клон или дистрибутив Linux или ответвление какой-то другой UNIX-подобной системы. QNX самостоятельная UNIX-подобная операционная система реального времени, основанная на микроядре и передаче сообщений. Современные версии QNX имеют поддержку стандартов POSIX (и сертифицированны по ним). Первая версия QNX вышла в далёком 1981 году. С тех пор утекло достаточно много времени и поколения QNX сменяли друг друга: QNX2, QNX4 и, наконец, QNX 6 (или QNX Neutrino). Старичок QNX2 и сейчас ещё используется, хотя его расцвет пришёлся на 80-е годы прошлого столетия. Надёжная и более современная ОСРВ QNX4 могла конкурировать на десктопе с Windows в середине 90-х.

В конце 90-х стала развиваться новая ветка QNX — QNX6 или QNX Neutrino. Это современная версия ОСРВ, которая вышла в самом начале 2000-х и привнесла

много нового в QNX: поддержку отличных от x86 аппаратных архитектур (MIPS, PowerPC, ARM, SH4), поддержку многопроцессорности, поддержку разделяемых библиотек и т.д. Были переработаны подсистемы ОСРВ, например, графическая система Photon и сетевая подсистема. К слову, теперь существует возможность достаточно простого портирования сетевых драйверов NetBSD в QNX6.

О QNX как таковом можно написать очень и очень много хороших и тёплых слов, чему способствует модульная структура, высокая надёжность, простота разработки под эту ОС, отличное встроенное справочное руководство, и многое-многое другое. Но, наверное, не стоит так сразу перехваливать?

Области применения QNX

QNX это в первую очередь операционная система для построения встраиваемых систем. Но одной из основных особенностей QNX является модульность и, как следствие, масштабируемость. Благодаря этому QNX может применяться и в миниатюрных контроллерах, и в настольных компьютерах. А прозрачная сеть QNX позволяет строить производительные сетевые кластеры.

Обычно ОСРВ QNX применяется там, где требуется высокая надёжность системы: медицинская техника, военная техника и вооружение, нефтегазовая и металлургическая промышленность и т.д. В конце прошлого десятилетия QNX стал развиваться в сторону поддержки мультимедиа технологий, что способствовало появлению проекта QNX Car, а также планшетного ПК BlackBerry PlayBook.

Keil RTX - бесплатная операционная система жесткого реального времени предназначенная для устройств с процессорами ARM и Cortex-M. Она позволяет создавать программы, которые одновременно выполняют несколько функций и помогает создавать приложения, которые лучше структурированы и их легче поддерживать.

Особенности:

- бесплатная операционная система жесткого реального времени
- Гибкое планирование: циклическое, упреждающее и совместное
- Высокая скорость работы в режиме реального времени с низкой задержкой прерывания
- Небольшие размеры для систем с ограниченными ресурсами
- Неограниченное количество задач, каждая с 254 уровнями приоритета
- Неограниченное количество почтовых ящиков, семафоров, мьютексов и таймеров
- Поддержка многопоточности и потокобезопасных операций
- Поддержка отладки в MDK-ARM
- Настройка с помощью мастера настройки µVision

Преимущества:

Хотя, конечно, можно создавать программы реального времени без ОСРВ (путем выполнения одной или более функций в супер-цикле), есть множество проблем, которые ОСРВ Keil RTX решает для вас.

TNKernel - компактная и быстрая операционная система реального времени, разработанная для 32- и 16-битных однокристальных микроконтроллеров. TNKernel обеспечивает вытесняющее планирование, основанное на приоритетах задач и карусельное переключение задач с равными приоритетами. В основу TNKernel положена спецификация µITRON 4.0

Текущая версия TNKernel поддерживает следующие объекты:

Задачи, семафоры, мютексы, очереди сообщений, флаги, блоки памяти фиксированного размера

Большинство кода TNKernel написано на языке Си, что позволило портировать оригинальную версию, которая изначально была разработана для микроконтроллеров с ядром ARM7, на 16-битную архитектуру Microchip PIC24/dsPIC.

Операционная система TNKernel распространяется в открытых исходных кодах под лицензией FreeBSD-like.

Nucleus

Операционная система Nucleus, предназначенная для встраиваемых приложений, была разработана компанией Accelerated Technology Inc. (ATI, США), основанной в 1990 г. двумя программистами. Они ставили перед собой вполне конкретную цель: создать очень компактную ОС реального времени для встраиваемых систем, независимую от типа процессора, полностью открытую (что подразумевает поставку с исходными текстами), хорошо документированную и имеющую приемлемую цену.

Nucleus позволяет разрабатывать ПО для многих процессоров, а QNX - только для IBM PC-совместимых. В отличие от QNX, в поставку Nucleus входят исходные тексты. Это особенно важно для военных, так как наличие полных исходных текстов облегчает сертификацию созданного приложения.

LynxOS — Unix-подобная операционная система реального времени, разработанная для встраиваемых систем, совместимая со стандартами POSIX и, в последнее время, с операционной системой Linux. LynxOS используется преимущественно в авиации, системах управления промышленными процессами и в области телекоммуникаций.

Основные свойства LynxOS

Операционная система жёсткого реального времени (ОСРВ) с поддержкой многозадачных и многопотоковых приложений. Может использоваться для приложений с высокими требованиями по времени реакции и надёжности.

Поддержка многоядерных и многопроцессорных конфигураций с реализацией архитектуры симметричной многопроцессности (SMP). Совместимость с Linux на уровне исполняемых приложений (программы, написанные и компилированные в ОС Linux, могут запускаться и работать в среде LynxOS без каких-либо изменений в исходных текстах и без перекомпилирования).

Соответствие стандарту POSIX (Portable Operating System Interface). Полностью поддерживается стандарт POSIX.1003.1–2003 с профилями PSE53/54.

Многоплатформенность. LynxOS поддерживает множество аппаратных архитектур (x86, PowerPC, MIPS, ARM, XScale, IBM) для оборудования различных фирм-производителей.

Поддержка самых современных сетевых средств и Internet-технологий. ОС для ответственных приложений. Имеет всё необходимое для создания современных систем, обладающих свойствами "горячей замены" / "высокой доступности" (Hot Swap, High Availability), и устройств с высоким коэффициентом резервирования.

LynxOS-178 − это версия LynxOS, сертифицированная в соответствии со стандартном DO-178, что означает полное соответствие, с точки зрения надёжности, строгим требованиям к мобильным системам военного и аэрокосмического применения. Кроме того, LynxOS-178 имеет сертифицированный стек TCP/IP для ответственных приложений в области авионики, медицины, атомной промышленности и связи.

VxWorks

Операционные системы реального времени семейства **VxWorks** корпорации **WindRiver Systems**предназначены для разработки программного обеспечения (ПО) встраиваемых компьютеров, работающих в системах

жесткого реального времени [VxWorks]. Операционная система **VxWorks**обладает кросс-средствами разработки программного обеспечения (ПО), т.е. разработка ведется на инструментальном компьютере (host) в среде Tornado для дальнейшего ее использования на целевом компьютере (target) под управлением системы **VxWorks.**

Операционная система **VxWorks** имеет архитектуру клиент-сервер и построена в соответствии с технологией микроядра, т.е. на самом нижнем непрерываемом уровне ядра (**WIND** *Microkernel*) обрабатываются только планирование задач и управление их взаимодействием/синхронизацией. Вся остальная функциональность операционного ядра – управление памятью, вводом/выводом и пр. – обеспечивается на более высоком уровне и реализуется через процессы. Это обеспечивает быстродействие и детерминированность ядра, а также масштабируемость системы.

VxWorks может быть скомпонована как для небольших встраиваемых систем с жесткими ограничениями для памяти, так и для сложных систем с развитой функциональностью. Более того, отдельные модули сами являются масштабируемыми. Конкретные функции можно убрать при сборке, а специфические ядерные объекты синхронизации можно опустить, если приложение в них не нуждается.

Хотя система **VxWorks** является конфигурируемой, т.е. отдельные модули можно загружать статически или динамически, нельзя сказать, что в ней используется подход, основанный на компонентах. Все модули построены над базовым ядром и спроектированы таким образом, что не могут использоваться в других средах.

Ядро **VxWorks** обладает следующими параметрами:

- количество задач не ограничено,
- число уровней приоритетов задач – 256,
- планирование задач возможно двумя способами – вытеснение по приоритетам и циклическое,
- средствами взаимодействия задач служат очереди сообщений, семафоры, события и каналы (для взаимодействия задач внутри CPU), сокеты и удаленные вызовы процедур (для сетевого взаимодействия), сигналы (для управления исключительными ситуациями) и разделяемая память (для разделения данных),
- для управления критическими системными ресурсами обеспечивается несколько типов семафоров: двоичные, вычислительные (counting) и взаимно исключающие с приоритетным наследованием,
- поддерживается детерминированное переключение контекста.

В **VxWorks** обеспечивается как основанный на POSIX, так и собственный механизмы планирования (wind scheduling). Оба варианта включают вытесняющее и циклическое планирование. Различие между ними состоит в том, что wind scheduling применяется на системном базисе, в то время как алгоритмы POSIX-планирования применяются на базисе процесс-за-процессом.

В **VxWorks** все задачи системы и приложений разделяют единственное адресное пространство, что чревато нарушением стабильности системы из-за неисправности какого-либо приложения. Необязательный компонент VxVMI дает возможность каждому процессу иметь свою собственную виртуальную память.

Чтобы достичь быстрой обработки внешних прерываний, программы обработки прерываний (ISRs – interrupt service routines) в **VxWorks** выполняются в специальном контексте вне контекстов потоков, что позволяет выиграть время, которое обычно тратится на переключение контекстов. Следует отметить, что С-функция, которую пользователь присоединяет к вектору прерывания, на самом деле не является фактической ISR. Прерывания не могут непосредственно обращаться к С-функциям. Адрес ISR запоминается в таблице векторов прерываний, которая вызывается аппаратно. ISR выполняет некую начальную обработку (сохранение регистров и

подготовку стека), а затем вызывается С-функция, которая была присоединена пользователем.

ОСРВ **VSPWorks** обладает многослойной структурой, что служит хорошей основой для абстрагирования и переносимости. Центром системы служит сильно оптимизированное наноядро (nanokernel), которое способно управлять совокупностью процессов. Ниже наноядра находятся программы, обслуживающие прерывания, выше наноядра располагается микроядро, которое управляет многозадачным режимом с приоритетами С/С++ задач.

6. Типы архитектур ядер операционных систем, характеристика, применение

Ядро́ (kernel) — центральная часть операционной системы (ОС), обеспечивающая приложениям координированный доступ к ресурсам компьютера, таким как процессорное время, память, внешнее аппаратное обеспечение, внешнее устройство ввода и вывода информации. Также обычно ядро предоставляет сервисы файловой системы и сетевых протоколов.

Как основополагающий элемент ОС, ядро представляет собой наиболее низкий уровень абстракции для доступа приложений к ресурсам системы, необходимым для их работы. Как правило, ядро предоставляет такой доступ исполняемым процессам соответствующих приложений за счёт использования механизмов межпроцессного взаимодействия и обращения приложений к системным вызовам ОС.

Описанная задача может различаться в зависимости от типа архитектуры ядра и способа её реализации.

Монолитное ядро

Монолитное ядро предоставляет богатый набор абстракций оборудования. Все части монолитного ядра работают в одном адресном пространстве. Это такая схема операционной системы, при которой все компоненты её ядра являются составными частями одной программы, используют общие структуры данных и взаимодействуют друг с другом путём непосредственного вызова процедур. Монолитное ядро — старейший способ организации операционных систем. Примером систем с монолитным ядром является большинство UNIX-систем.

Достоинства: Незначительно выше скорость работы, упрощённая разработка модулей.

Недостатки: Поскольку всё ядро работает в одном адресном пространстве, сбой в одном из компонентов может нарушить работоспособность всей системы.

Примеры: Традиционные ядра UNIX, Linux; ядро MS-DOS, ядро KolibriOS.

Модульное ядро

Модульное ядро — современная, усовершенствованная модификация архитектуры монолитных ядер операционных систем. В отличие от «классических» монолитных ядер, модульные ядра, как правило, не требуют полной перекомпиляции ядра при изменении состава аппаратного обеспечения компьютера. Вместо этого модульные ядра предоставляют тот или иной механизм подгрузки модулей ядра, поддерживающих то или иное аппаратное обеспечение (например, драйверов). При этом подгрузка модулей может быть, как динамической (выполняемой «на лету», без перезагрузки ОС, в работающей системе), так и статической (выполняемой при перезагрузке ОС после переконфигурирования системы на загрузку тех или иных модулей).

Микроядро

Микроядро предоставляет только элементарные функции управления процессами и минимальный набор абстракций для работы с оборудованием. Большая часть работы осуществляется с помощью специальных пользовательских процессов,

называемых сервисами. Решающим критерием «микроядерности» является размещение всех или почти всех драйверов и модулей в сервисных процессах, иногда с явной невозможностью загрузки любых модулей расширения в собственное микроядро, а также разработки таких расширений. Достоинства: Устойчивость к сбоям оборудования, ошибкам в компонентах системы. Основное достоинство микроядерной архитектуры — высокая степень модульности ядра операционной системы. Это существенно упрощает добавление в него новых компонентов. В микроядерной операционной системе можно, не прерывая её работы, загружать и выгружать новые драйверы, файловые системы и т. д. Существенно упрощается процесс отладки компонентов ядра, так как новая версия драйвера может загружаться без перезапуска всей операционной системы. Компоненты ядра операционной системы ничем принципиально не отличаются от пользовательских программ, поэтому для их отладки можно применять обычные средства. Микроядерная архитектура повышает надежность системы, поскольку ошибка на уровне непривилегированной программы менее опасна, чем отказ на уровне режима ядра.

Недостатки: Передача данных между процессами требует накладных расходов. Классические микроядра предоставляют лишь очень небольшой набор низкоуровневых примитивов, или системных вызовов, реализующих базовые сервисы операционной системы.

Экзоядро

Экзоядро — ядро операционной системы, предоставляющее лишь функции для взаимодействия между процессами, безопасного выделения и освобождения ресурсов. Предполагается, что API для прикладных программ будут предоставляться внешними по отношению к ядру библиотеками (откуда и название архитектуры). Возможность доступа к устройствам на уровне контроллеров позволит эффективней решать некоторые задачи, которые плохо вписываются в рамки универсальной ОС, например, реализация СУБД будет иметь доступ к диску на уровне секторов диска, а не файлов и кластеров, что положительно скажется на быстродействии.

Гибридное ядро

Гибридные ядра — это модифицированные микроядра, позволяющие для ускорения работы запускать «несущественные» части в пространстве ядра. Пример: ядра ОС Windows семейства NT.

Наиболее рациональной архитектурой ядра, с точки зрения ИУС используемых при ведении РБД является экзоядро, так как при минимальном объёме данных (кода), обладают максимальным быстродействием.

7. Выводы

Современные условия ведения разведывательно-боевых действий предъявляют высокие требования к информационно-управляющим системам разведывательно-боевых комплексов – низкое потребление энергии, небольшие размеры, минимальный объем кода и данных, что ведёт к необходимости разработки рационально организованной архитектуры программных средств ИУС РБК.

Для обоснования рациональной архитектуры программных средств предлагается использовать концепцию базового топологического пространства (БТП), представляющего собой систему концепций, принципов, позволяющих провести функциональный и структурный синтез рациональной архитектуры комплекса программных средств ИУС РБК. БТП включает себя концепцию расширенной машины, модели: многоуровневой виртуальной машины и многоуровневого компьютера для описания базовой топологии программного обеспечения, принцип рекуррентного анализа и синтеза архитектуры комплексов программных средств.

Основным элементом в БТП выделяется уровень операционной системы, так как он занимает центральное положение между неизменяемым – аппаратным обеспечением и выполняемой ИУС целевой функцией – разведывательно-боевой задачей.

В настоящее время при построении комплексов программных средств используются в качестве основного уровня используются универсальные операционные системы, обладающие целым рядом недостатков, приведенных ранее. Поэтому по результатам анализа основных классов операционных систем в качестве основного уровня в базовом топологическом пространстве предлагается использовать операционные системы реального времени, имеющие возможность встроенного применения, с экзоядром.

ВОС РВ с экзоядром обладают следующими характеристиками:
Возможность параллельного выполнения нескольких задач, предсказуемость, важно максимальное (не среднее) время отклика на событие, особые требования в вопросах безопасности, возможность безотказной работы в течение длительного времени. Применение экзоядра, допускает прямой доступ к аппаратным средствам, таким образом устраняя абстракции и сокращая издержки при обмене уровней.

В перспективе использование ВОС РВ с экзоядром позволяет перейти к распределённым киберфизическим системам.

Литература

1. Таненбаум, Э., Остин,Т., Архитектура компьютера 6-е изд., – Спб.: Питер, 2013. – 816 с.
2. Бурдонов И.Б., Косачёв А.С, Пономаренко В.Н., Операционные системы реального времени – , 2006. – 98 с.
3. Колчин И.В., Филиппов С.Н., Архитектура автономного микрогипервизора реального времени и автоматизированное измерение его временных характеристик – Информационно-управляющие системы №3, 2014. – 67 с.
4. Гребешков А.Ю., Микропроцессорные системы и программное обеспечение в средствах связи: Учебное пособие – Самара, ПГУТИ, 2009 г. – 298 с.

Сведения об авторах

	Русин Павел Владимирович родился 6 января 1966 года Военно-инженерная академию, год окончания 1997 г. Направления научных исследований: специальные средства дистанционного управления Год защиты диссертации на соискание ученой степени ДТН - 2012 г. Место работы ВУНЦ СВ ОВА ВС РФ Электронный адрес: nig6@rambler.ru
	Пешехонцев Виталий Викторович родился 2 июня 1976 года Серпуховское высшее военное командно-инженерное училище ракетных войск имени Ленинского комсомола, год окончания 1998 г. Направления научных исследований: Программное обеспечение разведывательно-боевых комплексов Место работы ВУНЦ СВ ОВА ВС РФ Электронный адрес: shemolesya@yandex.ru

АЛГОРИТМ ВЫБОРА РАЦИОНАЛЬНОГО СОСТАВА СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА ИНФОРМАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА СРЕДСТВА АВТОМАТИЗАЦИИ

Габитов Р.Р., Удов К.С.

В статье рассматривается алгоритм выбора рационального состава системы мониторинга информационно-технических воздействий на средства автоматизации критически важных объектов. Предложенный алгоритм реализован в расчетной программе.

ALGORITHM CHOICE RATIONAL COMPOSITION SYSTEM OF THE MONITORING INFORMATION-TECHNICAL INFLUENCE ON FACILITY OF THE AUTOMATIONS

R. Gabitov, K. Udov

In article is considered algorithm choice rational composition system of the monitoring information-technical influence on facility of the automations critically important object. The Offered algorithm is realized in the settlement program.

Мониторинг – это целенаправленный непрерывный процесс реализации согласованной совокупности мер по вскрытию информационно-технических воздействий (ИТВ). Постоянный мониторинг ИТВ необходим для поддержания средств автоматизации (СА) в работоспособном состоянии. Ввиду важности этот процесс реализуют специальными средствами [1].

Задача обоснования рационального состава системы мониторинга (СМ) может быть решена на основе оценки качественных характеристик функционирования СМ [2] по критерию максимума своевременности выявления атак, при заданных порогах полноты, достоверности и стоимости системы мониторинга:

$$V_0 = \underset{V \in \Omega_V}{\operatorname{argmax}} P_{\text{м}}\left(V \middle| t_{\text{м}}\right), \qquad (1)$$

где: Ω_V – множество допустимых вариантов состава СМ;

$P_{\text{м}}$ – вероятность своевременного выявления атак;

V – варианты состава системы мониторинга;

$t_{\text{м}}$ – время выявления (мониторинга) атак;

V_0 – рациональный вариант состава системы мониторинга.

Вышесказанное предполагает возможным для поиска рационального состава СМ применить алгоритм перебора альтернатив [3], суть которого заключается в оценке приоритетного показателя своевременности для всех допустимых составов СМ и нахождения из полученного множества оценок максимального значения этого показателя, при ограничениях на стоимость системы.

Первый этап алгоритма – формирование множества элементов СМ и их классификация по группам выполнения подзадач мониторинга.

Основополагающими факторами, обуславливающими выбор множества элементов СМ, являются задачи, решаемые системой, и требования к уровню их решения.

Главной задачей СМ является своевременная выдача информации предупреждения на систему защиты КСА. Для выполнения этой задачи СМ должна обеспечивать сбор, анализ информации, формирование сигнала тревоги при принятии решения о наличии ИТВ.

Классификация элементов проводится по следующим подзадачам мониторинга:

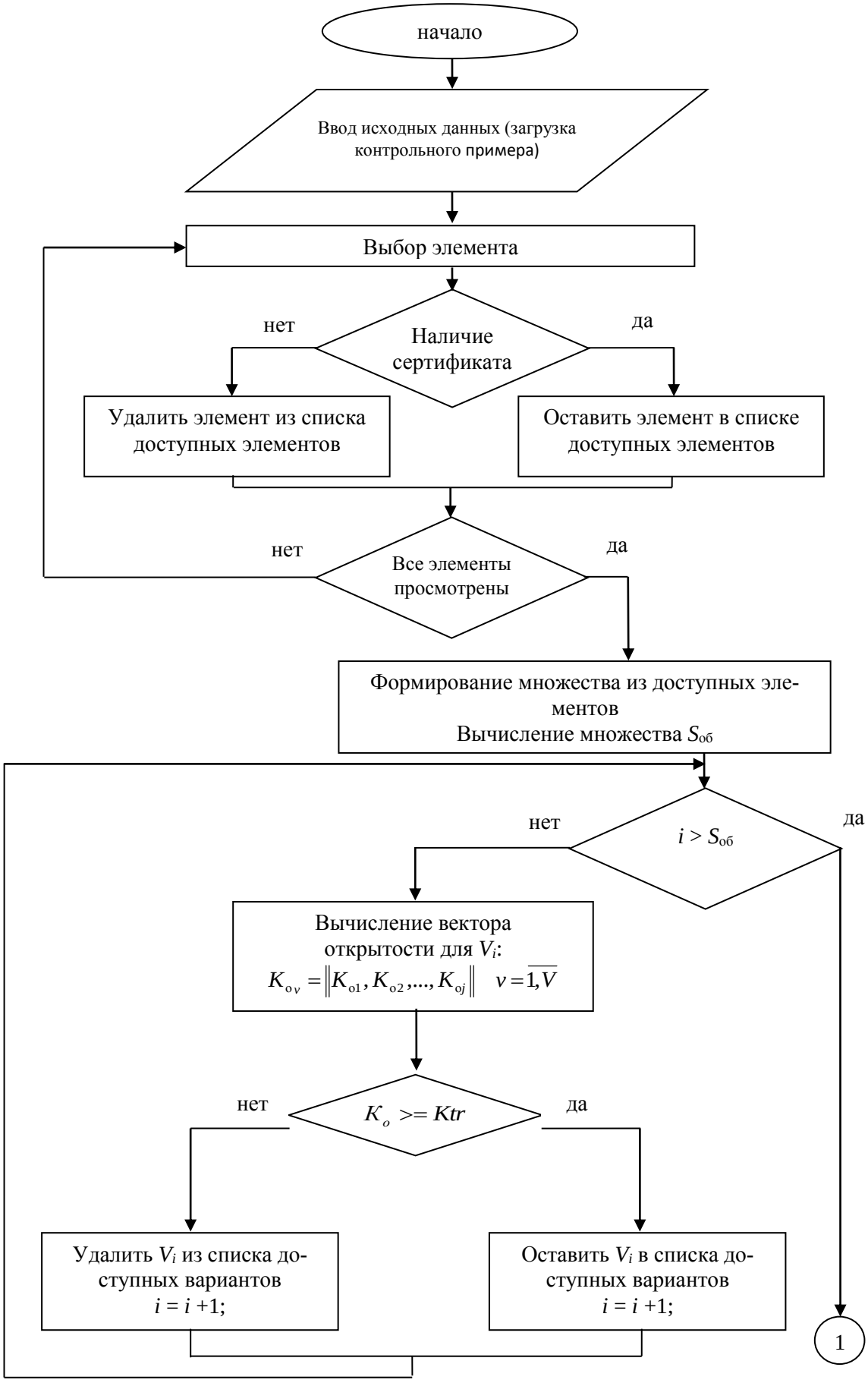


Рис. 1. Алгоритм выбора рационального варианта состава СМ

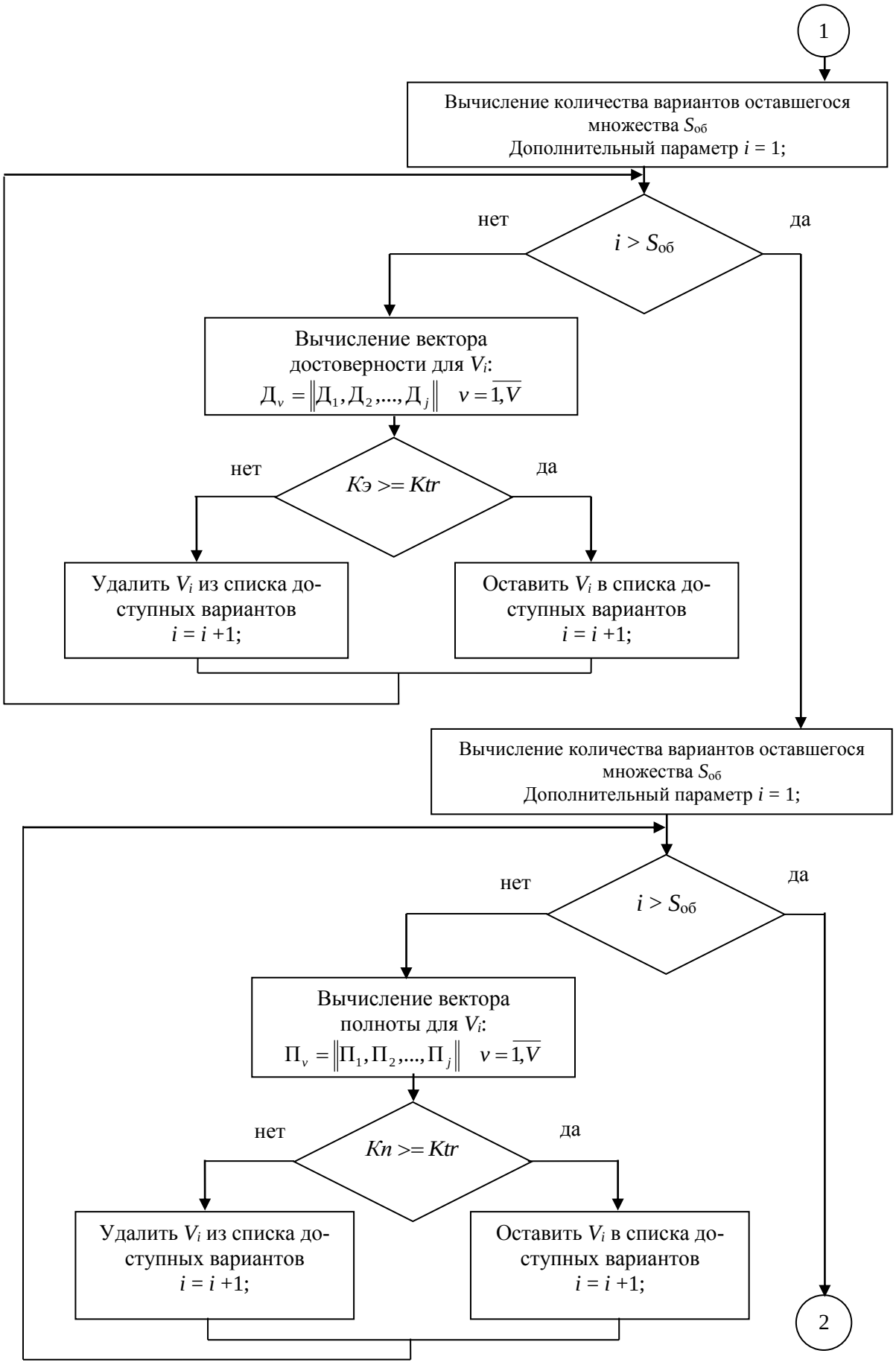


Рис. 1. (продолжение) Алгоритм выбора рационального варианта состава СМ

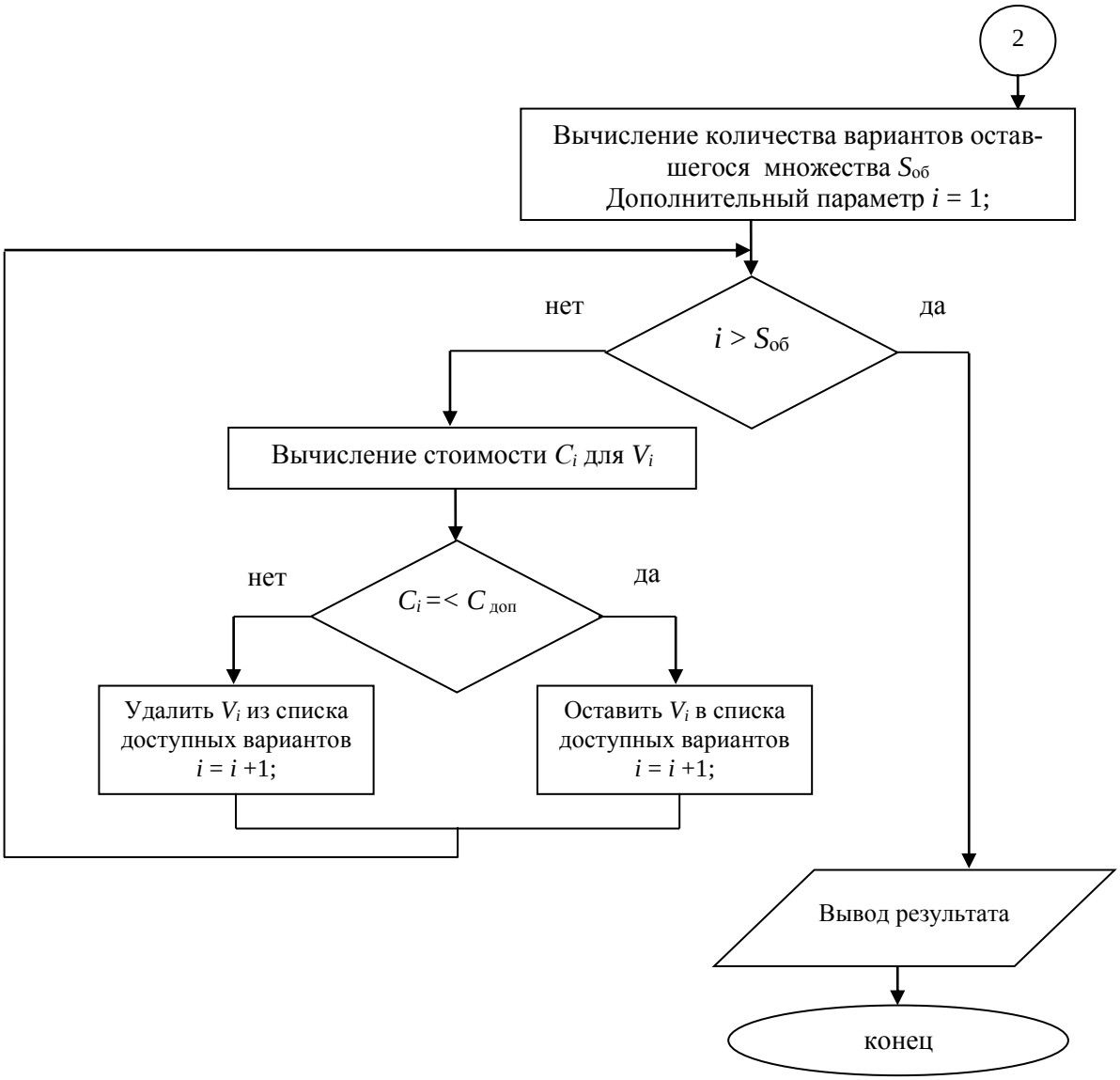


Рис. 1. (продолжение) Алгоритм выбора рационального варианта состава СМ

сбор информации;
анализ информации;
управление системой мониторинга;
пополнение базы знаний и базы данных.

Далее проводится селекция множества элементов СМ по критерию безопасности.

Критерий безопасности элементов системы обеспечивает выбор тех элементов, которые удовлетворяют требованиям безопасности информации, предъявляемым Федеральной Службой по техническому экспортному контролю (ФСТЭК).

На третьем этапе формируется множество вариантов состава системы из множества оставшихся элементов.

Для выработки вариантов состава СМ формируется матрица, строки которой являются подсистемами СМ, выполняющими подзадачи, а столбцами являются всевозможные элементы, выполняющие в пределах подсистем подзадачи мониторинга:

$$V = A + B + \ldots + N = \begin{vmatrix} a_1, a_2, \ldots, a_A \\ b_1, b_2 \ldots, b_B \\ \ldots\ldots\ldots\ldots \\ n_1, n_2, \ldots n_N \end{vmatrix}, \qquad (2)$$

где $A, B, \ldots, N$ – подсистемы, выполняющие подзадачи мониторинга;
$a, b, \ldots, n$ – элементы, выполняющие подзадачи в подсистемах;
V – состав системы мониторинга.

На четвертом этапе алгоритма производится селекция множества вариантов по критерию заданного порога показателя открытости.

Суть показателя открытости состоит в возможности изменения функций, масштабов, информационных ресурсов, технологий мониторинга, которые связаны с развитием как информационно-технических воздействий, так и со средствами их выявления. Количественно критерий открытости системы с определенным составом определяется как вектор открытости элементов, составляющих систему:

$$K_{\text{о}v} = \left\| K_{\text{о}1}, K_{\text{о}2}, \ldots, K_{\text{о}j} \right\| \quad v = \overline{1,V}, \; K_{\text{о}v} \geq K_{\text{о}v\,\text{треб.}} = 0.8, \qquad (3)$$

где $K_{\text{о}}$ – показатель открытости j-го элемента, входящего в систему;
j – количество элементов системы;
v – вариант состава системы мониторинга.

На пятом этапе алгоритма проводится селекция множества вариантов по критерию заданного порога показателя достоверности. Количественно достоверность можно определить через вектор достоверности элементов, составляющих систему мониторинга:

$$Д_v = \left\| Д_1, Д_2, \ldots, Д_j \right\| \quad v = \overline{1,V}, \; Д_v \geq Д_{v\,треб.} = 0.85. \qquad (4)$$

Для дальнейшего отбора вариантов применяется критерий заданного порога полноты выявления воздействий:

$$П_v = \left\| П_1, П_2, \ldots, П_j \right\| \quad v = \overline{1,V}, \; П_v \geq П_{v\,\text{треб}} = 0{,}75. \qquad (5)$$

Под полнотой выявления ИТВ элементом системы мониторинга будем понимать взвешенное относительное число воздействий, выявленных элементом системы за один цикл ведения мониторинга:

$$\Pi_j = \sum_{w=1}^{W} k_{Bw} \times P_{Bw} \quad w = \overline{1,W}, \tag{6}$$

где W – общее количество ИТВ, подлежащих выявлению СМ;

k_{Bw} – коэффициент важности w-го воздействия;

P_{Bw} – вероятность выявления w-го воздействия.

На седьмом этапе оценивается стоимость оставшихся вариантов систем и из них выбираются варианты по критерию:

$$C_V \le C_{доп.}. \tag{7}$$

На заключительном этапе проводится оценка своевременности оставшихся вариантов и выбор наилучшего по критерию:

$$P_{Мрац.} = max\{P_{M1},...P_{Mi}\}. \tag{8}$$

Таким образом, для решения задачи выбора согласно рассмотренной методике разработан алгоритм выбора рационального варианта состава системы мониторинга (рисунок 1).

Литература

1. Реутов А.П., Черняков М.В., Замураев С.Р. Автоматизированные информационные системы. М.: «Радиотехника», 2010. – 328с.

2. Фадин А.Г. Моделирование радиоэлектронных систем на ЭВМ. Воронеж: ВИРЭ, 2000. – 493с.

3. Ашурбейли И.Р., Лаговиер А.И., Соколов С.П. Сложные радиоэлектронные системы вооружения. Планирование и управление созданием. М.: «Радиотехника», 2010. – 438с.

Сведения об авторах

Габитов Ратмир Рустамович, 1975 г.р. ВИРЭ, 1997. Направления – проблемы технического сопряжения элементов средств автоматизации, безопасность информации на транспортном уровне средств передачи данных. К.т.н. с 2008г. Военный учебный научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), доцент кафедры.

E-mail: grr008@ya.ru

Удов Константин Сергеевич, 1996 г.р. Направления – безопасность информации, навигационные системы. Военный учебный научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж). Курсант факультета РЭБ и ИБ.

МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ БОРТОВЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ ДАЛЬНЕГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ В УСЛОВИЯХ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ

С.А.Мочалов

В статье приведено описание модели функционирования бортовых радиотехнических комплексов дальнего радиолокационного обнаружения и управления. Эта модель может быть использована в составе методик оценки эффективности и обоснования характеристик как систем обнаружения, так и систем подавления радиотехнических комплексов. Приведена структурная схема модели и пояснены принципы ее работы.

MODEL OF FUNCTIONING OF ON-BOARD RADIO-TECHNICAL COMPLEXES OF LONG-RANGE RADAR DETECTION AND CONTROL IN THE CONDITIONS OF ELECTRONIC SUPPRESSION

S.A. Mochalov

The article describes the model of the functioning of on-board radio-technical complexes of long-range radar detection and control. This model can be used as part of methodologies for assessing the effectiveness and justifying the characteristics of both detection systems and systems suppression of the radio-technical complexes. The structural diagram of the model is given and the principles of its operation are explained.

Актуальность создания модели функционирования бортовых радиотехнических комплексов дальнего радиолокационного обнаружения и управления (ДРЛОУ) обусловлена задачами, которые можно решать с ее помощью:

- задачи оценки эффективности функционирования и обоснования характеристик (задачи синтеза) бортовых радиотехнических комплексов (РТК) ДРЛОУ в условиях активного радиоэлектронного противодействия,

- задачи оценки эффективности подавления РТК ДРЛОУ и обоснования характеристик (параметров) авиационных постановщиков активных помех (ПАП).

Известно, что имитационные статистические модели имеют ряд достоинств и недостатков. Среди недостатков – малая оперативность вычислений. Этот недостаток по-возможности скомпенсирован широким применением упрощений и аппроксимаций.

Основное достоинство имитационных моделей – высокая гибкость и полнота исследований использован достаточно широко: модель позволяет оценивать работу исследуемых систем, как в активном, так и в пассивном и комбинированном режимах, учитывать как первичную, так и вторичную, и третичную обработку информации трех самолетов ДРЛОУ, учитывать различные режимы создания как заградительных, так и прицельных помех.

Модель имитирует функционирование РТК самолетов ДРЛОУ, осуществляющих предупреждение о налете средств воздушного нападения (СВН) на корабельную группировку (КГ) , и проводку трассы в интересах наведение на СВН поднятых с палубы истребителей [1]. Модель позволяет рассчитать три показателя эффективности: рубеж предупреждения о налете, среднюю квадратическую ошибку (СКО) оценки координат воздушных целей (ВЦ) и коэффициент проводки трассы (КПТ).

Рубеж предупреждения влияет на среднее количество поднимаемых с палубы истребителей. Точность определения координат ВЦ и КПТ определяют вероятность

наведения истребителей на ВЦ. В свою очередь с использованием несложных выражений рассчитанные значения показателей позволяют оценить показатели эффективности верхнего уровня вплоть до предотвращенного ущерба γ – стоимости сохраненных кораблей группировки. Если речь идет про исследования РТК самолетов ДРЛОУ, то непосредственно используются перечисленные показатели. Если речь идет про исследования ПАП, то оценивается снижение данных показателей при воздействии помех.

На рисунке 1 показано место разработанной модели в методиках оценки эффективности и синтеза систем. Обе методики базируются на предлагаемой модели. Методика оценки эффективности РТК или ПАП включает, кроме модели, блок усреднения рассчитанных показателей (значений рубежа предупреждения о налете, СКО оценки координат ВЦ и КПТ) по множеству реализаций и условий испытаний, и блок расчета показателя эффективности верхнего уровня. Методика синтеза дополнительно включает блок формирования альтернативных вариантов, блок сравнения и выбора предпочтительной альтернативы.

Рисунок 1 – Место модели функционирования бортовых РТК ДРЛОУ в методиках оценки эффективности и синтеза систем

На рисунке 2 проиллюстрирована моделируемая ситуация. Самолеты ДРЛОУ барражируют в заданных районах по петле с заданными параметрами. С определенного

направления, маневрируя, цель осуществляет сближение с КГ. Цель прикрывается ПАП, которые создают помехи каждый своему самолету ДРЛОУ.

Бортовая аппаратура РТК самолетов ДРЛОУ осуществляет обзор пространства и при выполнении соответствующих пространственных и энергетических условий обнаруживает отметку от цели. В качестве аппаратуры РТК рассматривается РЛС в активном режиме, РЛС в пассивном режиме и станция радиотехнической разведки (СРТР). Учитывается как автономная работа систем, так и возможность комплексной обработки информации РТК всех трех бортов.

Фиксируется момент первого взятия цели на сопровождение и расстояние между целью и КГ – рубеж предупреждения.

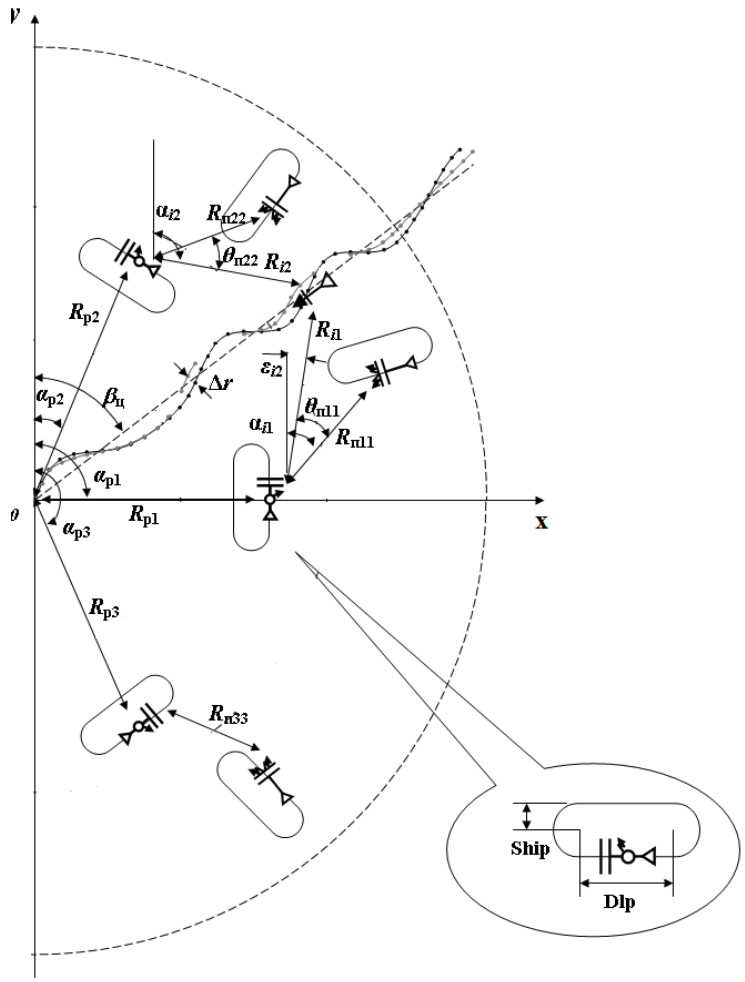


Рисунок 2 – Взаимное расположение самолетов ДРЛОУ, цели и ПАП

В течение времени нахождения цели на сопровождении происходит измерение ее координат, результаты измерении поступают в многомерный фильтр. В процессе фильтрации образуется вектор оценок декартовых координат цели, который из-за ошибок отличается от ее истинного положения.

На рисунке условно показана сопровождаемая и истинная траектории цели. Видны разрывы сопровождаемой траектории и ее отклонение от истинного положения ВЦ. Эти измеряемые отклонения и составляют ошибку сопровождения, которая изме-

ряется на каждом шаге. А отношение времени сопровождения к полному времени нахождения цели в зоне ответственности самолетов ДРЛОУ и представляет собой КПТ.

Воздействие активных помех приводит к снижению отношения сигнал/шум, а следовательно к снижению вероятности обнаружения цели, увеличению разрывности трасс, ухудшению точности измерения координат целей.

В качестве основных ограничений и допущений в модели приняты следующие:

- предполагается, что атакующие цели разрешаемы и их измеряемые координаты правильно идентифицируемы;

- обмен информацией между самолетами ДРЛОУ осуществляется без потерь и в полном объеме;

- перемещение объектов осуществляется на плоскости.

Структурная схема модели приведена на рисунке 3.

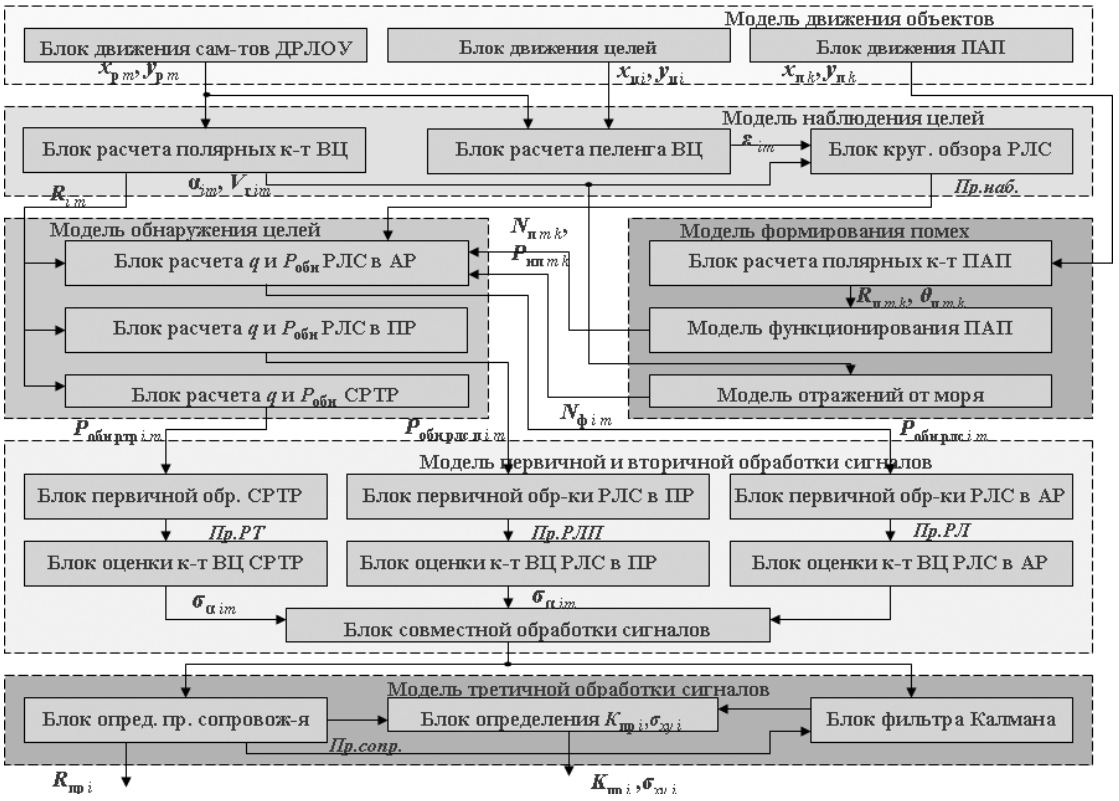


Рисунок 3 – Структурная схема модели функционирования РТК ДРЛОУ

Модель включает шесть подмоделей: движения объектов, наблюдения целей, обнаружения целей, формирования помех, первичной и вторичной обработки сигналов, третичной обработки сигналов.

В модели движения объектов имитируется перемещение самолетов ДРЛОУ, цели и ПАП по заданным траекториям. В модели наблюдения цели имитируется сканирование антенн самолетов ДРЛОУ и при попадании цели в область главного луча разыгрывается ситуация обнаружения ВЦ. В модели формирования помех рассчитываются значения спектральной плотности мощности активных помех и отражений от моря, вероятностные характеристики воздействия помех на РЛС. В модели обнаружения целей рассчитывается отношение сигнал-шум, рассчитывается вероятность обнаружения ВЦ

аппаратурой РТК. В модели первичной и вторичной обработки информации разыгрывается процесс обнаружения целей, имитируется процесс захвата и сброса траекторий целей с сопровождения, рассчитываются ошибки оценки полярных координат целей РЛС и СРТР и при их совместной обработке аппаратуры одного борта. В модели третичной обработки имитируется работа расширенного фильтра Калмана по фильтрации траектории цели. Полученные на выходе фильтра географические координаты целей сравниваются с истинными координатами, в результате чего формируется значение ошибки оценки координат целей. По результатам сопровождения оценивается средний коэффициент проводки трассы.

Ниже приведены основные используемые в модели соотношения многоканальной фильтрации.

Вектор наблюдения представляет собой набор измеряемых аппаратурой системы с трех бортов полярных координат целей: $Y = \left| R_1, R_2, R_3, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, V_{r1}, V_{r2}, V_{r3}, R_{\Sigma 1}, R_{\Sigma 2} \right|$, вектор состояния – географические координаты целей: $\vartheta = \left| x_{\text{ц}}, \dot{x}_{\text{ц}}, \ddot{x}_{\text{ц}}, y_{\text{ц}}, \dot{y}_{\text{ц}}, \ddot{y}_{\text{ц}} \right|$.

Уравнение состояния для маневрирующей цели можно записать в следующем виде [2]:

$$\vartheta_n = \Phi_n \vartheta_{n-1} + G_n \eta_n, \tag{1}$$

где $\Phi_n \vartheta_{n-1}$ - уравнение невозмущенной траектории;

Φ*n*, G*n* – матрицы экстраполяции;

η_n - вектор возмущений параметров траектории.

Расширенный фильтр Калмана задан следующей системой уравнений:

$$\Psi_{\text{э}\,n} = \Phi_n \Psi_{\text{э}\,n-1} \Phi_n^T + G_n \Psi_\eta G_n^T; \tag{2}$$

$$\Psi_n^{-1} = \Psi_{\text{э}\,n}^{-1} + H_n^T R_n^{-1} H_n;$$

$$K_n = \Psi_n H_n^T R_n^{-1};$$

$$\vartheta_n = \vartheta_{\text{эп}} + K_n \left(Y_n - Y_{\text{эп}} \right),$$

где Ψ*n* и Ψ*η* – корреляционные матрицы ошибок оценки параметров и интенсивности маневра;

R_n^{-1} - обратная корреляционная матрица погрешностей измерения;

H_n – переходная матрица.

Для обнаружения маневра цели используется метод, заключающийся в сравнении с порогом нормированных квадратов невязок:

$$Q_i = \left(Y_n - Y_{\text{э}\,n} \right)^T P_n^{-1} \left(Y_n - Y_{\text{эп}} \right), \tag{3}$$

где $P_n^{-1} = \left(H_n \Psi_{\text{э}\,\text{п}} H_n^T + R_n \right)^{-1}$ - обратная корреляционная матрица суммарных ошибок измерения и экстраполяции координат или их комбинаций.

Порог при этом выбирается исходя из допустимой вероятности ложного обнаружения маневра.

Что касается моделирования функционирования элементов РТК, новым является то, что в модели учтена специфика построения РЛС на основе фазированной антенной решетки, в частности возможность «гибкого» сканирования и адаптивного форми-

рования «нулей» на постановщик помех путем когерентной компенсации, а также учет ее скрытности [3, 4].

Скрытность РЛС учитывается за счет использования параметра - вероятности накрытия импульсов помехой $P_{нп}$, зависящего от уровней и времени облучения сигналами РЛС постановщика помех. Этот параметр формируется на выходе модели функционирования ПАП и, кроме скрытности РЛС, характеризует возможности аппаратуры постановщика по приему, обработке сигналов и созданию помех. В модели имитируются различные режимы создания помех (с частотным разносом или пространственной развязкой приемной и передающей подсистем), отличающиеся перечисленными параметрами.

Что касается режимов работы РЛС, СРТР в моделях их функционирования применяются известные выражения, описывающие возможности аппаратуры по обнаружению, и оценке координат целей.

Таким образом, разработанная имитационная статистическая модель является универсальной и может быть использована при исследованиях как РТК ДРЛОУ, так и системы ее подавления. На базе разработанной модели могут быть созданы методики, как по оценке эффективности, так и по обоснованию требований к отдельной аппаратуре и совокупности совместно функционирующих систем.

Литература

1 Верба В.С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Состояние и тенденции развития. М.: Радиотехника, 2008.

2 Кузьмин С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации.-М.: Радио и связь,1986.

3 Мельников Ю.П., Мочалов С.А. Методические подходы к оценке эффективности радиолокационных систем летательных аппаратов в задаче сравнения их конкурсных вариантов. Авионика 2002-2004. М., Радиотехника, 2005г.

4 Мочалов С.А. Автоматизированный синтез многофункциональной интегрированной радиоэлектронной системы. М.: Радиотехника, 2014.

Сведения об авторе

Мочалов Сергей Алексеевич, год рождения – 1958. В 1980 г. закончил Житомирское высшее училище радиоэлектроники ПВО. Направления научных исследований – обоснование требований к радиоэлектронным комплексам летательных аппаратов, методы оценки их эффективности. Доктор технических наук, старший научный сотрудник. Место работы – НИЦ (г. Санкт-Петербург) ЦНИИ ВВС Минобороны России. E-mail: msa9958@yandex.ru

ОБ ОСНОВНЫХ НАПРАВЛЕНИЯХ РАЗВИТИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ ОСНОВЫ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ С УЧЕТОМ КОМПЛЕКСНОГО СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ОРГАНИЗАЦИОННЫХ, ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИХ И ТЕХНИКО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ЕЕ ЖИЗНЕННОМ ЦИКЛЕ

С.В. Козлов

Аннотация: Рассмотрены проблемные вопросы развития системы управления как совокупности органов, пунктов и средств управления на процессной основе соответствующих им организационных, организационно-технических и технико-технологических процессов и анализа их взаимной связи. Приведено обоснование предложений по развитию телекоммуникационной основы системы управления на основе процессного подхода.

Ключевые слова: Система управления, телекоммуникационная основа, процессный подход, организационный, организационно-технический, технико-технологический процессы.

REGARDING GENERAL DIRECTIONS OF DEVELOPMENT OF CONTROL SYSTEM TELECOMMUNICATION BASE CONSIDERING COMPLEX PERFECTION OF ORGANIZATIONAL, ORGANIZATION-TECHNICAL AND TECHNIC-TECHNOLOGICAL PROCESSING IN ITS LIFECYCLE

S.V. Kozlov

Annotation. Problems of control system development as an aggregate of authorities, stations and means of management are considered by process base of their appropriate organizational, organization-technical and technic-technological processes and by their interconnections analysis. The author presents justification of propositions to develop a control system telecommunication base by process approach.

Key words. Control system, telecommunication base, process approach, organizational, organization-technical and technic-technological processes.

В соответствии с [1] система управления представляет собой взаимоувязанную совокупность органов, пунктов и средств управления, создаваемых в целях выполнения задач по мониторингу обстановки в заданной сфере ответственности органов управления, своевременному выявлению, идентификации и нейтрализации угроз и опасностей.

При этом под конкретные задачи с учетом прогнозируемых направлений их расширения создаются органы управления, в распоряжение которых выделяются необходимые ресурсы различных видов для выполнения поставленных задач. Для обеспечения деятельности органов управления создаются пункты управления, оснащаемые необходимыми средствами управления (автоматизированными системами управления и телекоммуникационными системами). Зачастую на основе весьма распространенного функционального подхода в интересах организации и обеспечения деятельности органов управления производится выбор необходимых ресурсов из

имеющихся способов и средств, а также их комплексирование на существующей нормативно-методической, технической и технологической основе, когда различные компоненты системы управления в процессе их интеграции объединяются на своей технико-технологической основе, а их единство обеспечивается посредством создания интерфейсов. С точки зрения организационного процесса, обеспечивающего расширение функционала, цель достигается. В то же время с технико-технологической точки зрения сквозной процесс выполнения интегрированных функций реализуется нерациональным образом.

Такой подход при своей простоте, оперативности реализации и экономичности обусловливает существенные ограничения в различных ситуациях применения системы управления, поскольку не в полной мере учитывает не только динамику развития угроз и опасностей в сфере ее ответственности и выполняемых задач, но и не рассматривает на процессном уровне природу развития негативных факторов и их взаимодействие с внутренними процессами в рамках системы управления. В свою очередь, в условиях интенсивной конкуренции в области создания перспективных информационно-телекоммуникационных систем на основе информационных технологий это оказывает сдерживающее влияние.

В этой связи целесообразно рассмотреть обобщенный механизм влияния внешних факторов на состояние системы управления и ее компонентов. Так например, используя разработанный в [2] подход к описанию взаимосвязи внешних факторов, действующих на объект, запускаемых ими процессов в рамках объекта, приводящих к изменению технологических свойств объекта, применительно к системе управления схема их взаимосвязи может быть представлена в следующем виде, как показано на рисунке 1.

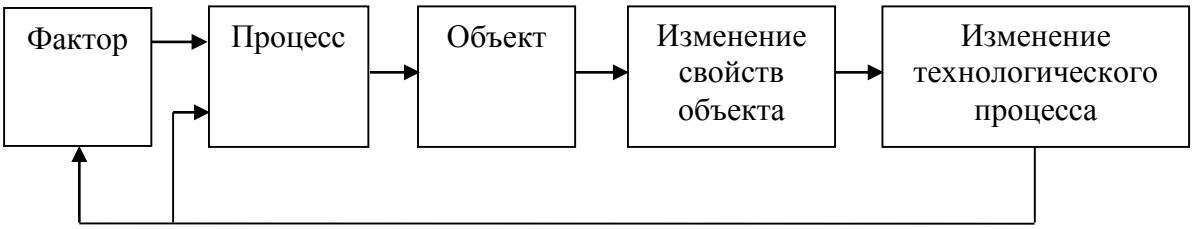


Рисунок 1 – Обобщенная схема взаимосвязи факторов, процессов и свойств объектов.

Так, например, конкретный фактор внешних условий функционирования системы управления объектами запускает организационный процесс в виде формирования дополнительных требований к ее объектам, либо изменения условий ее функционирования, в результате чего под воздействием фактора изменяются функциональные свойства системы управления на организационно-техническом уровне, либо на технико-технологическом уровне (таблица 1). Анализ и реализация этих требований должны оцениваться и проводиться с учетом характера их влияния на организационный процесс.

Технико-технологические процессы представляют особый интерес с точки зрения их анализа, оптимизации и обоснования рациональных решений по их интеграции с организационно-техническими процессами в рамках системы управления с учетом достижения синергетического эффекта. В течение длительного периода в отечественных разработках средств управления (автоматизации управления и средств связи) широко применяется принцип функциональной интеграции, реализация которого зачастую сопровождается элементами технической избыточности, приводящей, в конечном счете, к снижению их надежности и экономичности.

Таблица 1 – Классификация процессов по принадлежности к элементам системы управления

Элементы системы управления	Органы управления	Пункты управления	Средства управления
Характер процессов	Организационные (административные или бизнес – процессы)	Организационно-технические процессы	Технико-технологические процессы
Признак классификации	Взаимодействие органов управления, подразделений, должностных лиц, специалистов между собой без применения средств управления	Взаимодействие подразделений, должностных лиц, специалистов между собой с применением средств управления	Взаимодействие средств управления между собой без участия человека-оператора
Основные процессы	Анализ мирового опыта создания систем управления и организации их применения. Планирование комплексного применения находящихся в распоряжении органов управления ресурсов и мониторинг их состояния.	Планирование системы управления под типовые условия Выполнения поставленных задач. Оптимизация мер защиты системы управления в условиях комплексного воздействия негативных факторов	Организация сквозных технологических процессов, реализуемых на основе средств управления
Обеспечивающие процессы	Оптимизация структуры и состава органов управления Выявление «узких» мест в организации взаимодействия органов управления	Оптимизация структуры и топологии пунктов управления Организация интерфейсов на организационно-техническом уровне (органы управления – средства автоматизации управления)	Обеспечение функционирования и поддержание работоспособности средств автоматизации
Вспомогательные процессы	Комплектование и подготовка кадров для органов управления Обеспечение деятельности органов управления	Обеспечение функционирования и поддержание работоспособности средств управления	Обеспечение условий функционирования средств управления

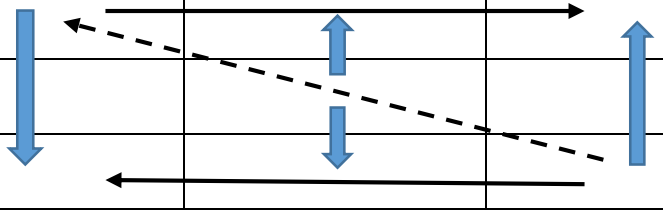
Анализ подхода к классификации процессов по их принадлежности к элементам системы управления и по их роли в сквозном процессе позволяет отметить, что такая декомпозиция процессов создает условия для выявления приоритетности тех или иных процессов при определении основы для интеграции. При этом выбор направления интеграции процессов может осуществляться с учетом направлений взаимосвязи видов процессов по компонентам системы управления (см. таблицу) 2:

- от организационных к технико-технологическим через организационно-технические процессы (объединение органов управления и их реорганизация требует изменения средств управления в направлении расширения их возможностей);

- от технико-технологических процессов через организационно-технические к организационным (появление новых технологий и средств расширяет возможности средств управления, что обусловливает необходимость реорганизации органов управления, расширения их функциональных задач).

Принимая во внимание широкое разнообразие технологических решений в информационно-телекоммуникационной области, пригодных для реализации систем управления, следует отметить, что несмотря на первенство организационных процессов, определяемых поставленными задачами перед системой управления, в ближайший период в рамках нового технологического уклада нано-, био-, информационных и когнитивных технологий [3, 4] определяющими станут технико-технологические процессы. Технологический уклад, как отмечено в [4], представляет собой совокупность сопряжённых производств, имеющих единый технический уровень и развивающихся синхронно. Поэтому представляется весьма актуальным в сущности такого определения выделить сопряженность разнородных процессов и рассматривать ее изменение в рамках всего жизненного цикла систем управления.

Таблица 2 – Направления взаимной связи видов процессов по компонентам системы управления

Компоненты системы управления	Виды процессов в системе управления		
	Организационные	Организационно-технические	Технико-технологические
Органы управления			
Пункты управления			
Средства управления			

Учитывая необходимость всестороннего анализа условий, ограничений и возможностей по созданию и развитию перспективной системы управления, необходимо рассматривать в комплексе указанные выше направления интеграции процессов, а обоснование рациональной структуры разнородных процессов производить на основе итерационной процедуры последовательно по обоим направлениям. При этом в поисках рациональной структуры процессов необходимо исходить из приоритетности поставленных перед системой управления задач. Затем с учетом имеющихся ограничений по реализации необходимых технико-технологических процессов в системе управления целесообразно производить поиск компромиссного решения между организацией и реализацией организационных и организационно-технических процессов с учетом поиска Парето-оптимальных альтернатив.

Важно отметить, что телекоммуникационная основа системы управления, являясь ключевым элементом системы управления, определяющим в значительной мере ее структуру и топологию, имеет главной целью обеспечение технико-технологической поддержки организации и практической реализации организационно-технических и организационных процессов в системе управления. Телекоммуникационная основа (ТКО) системы управления должна рассматриваться как объект, находящийся под комплексным воздействием указанных выше факторов. Условно, как показано на рисунке 2, можно представить схему учета воздействия нескольких факторов различной природы, например, организационных, организационно-технических и технико-технологических.

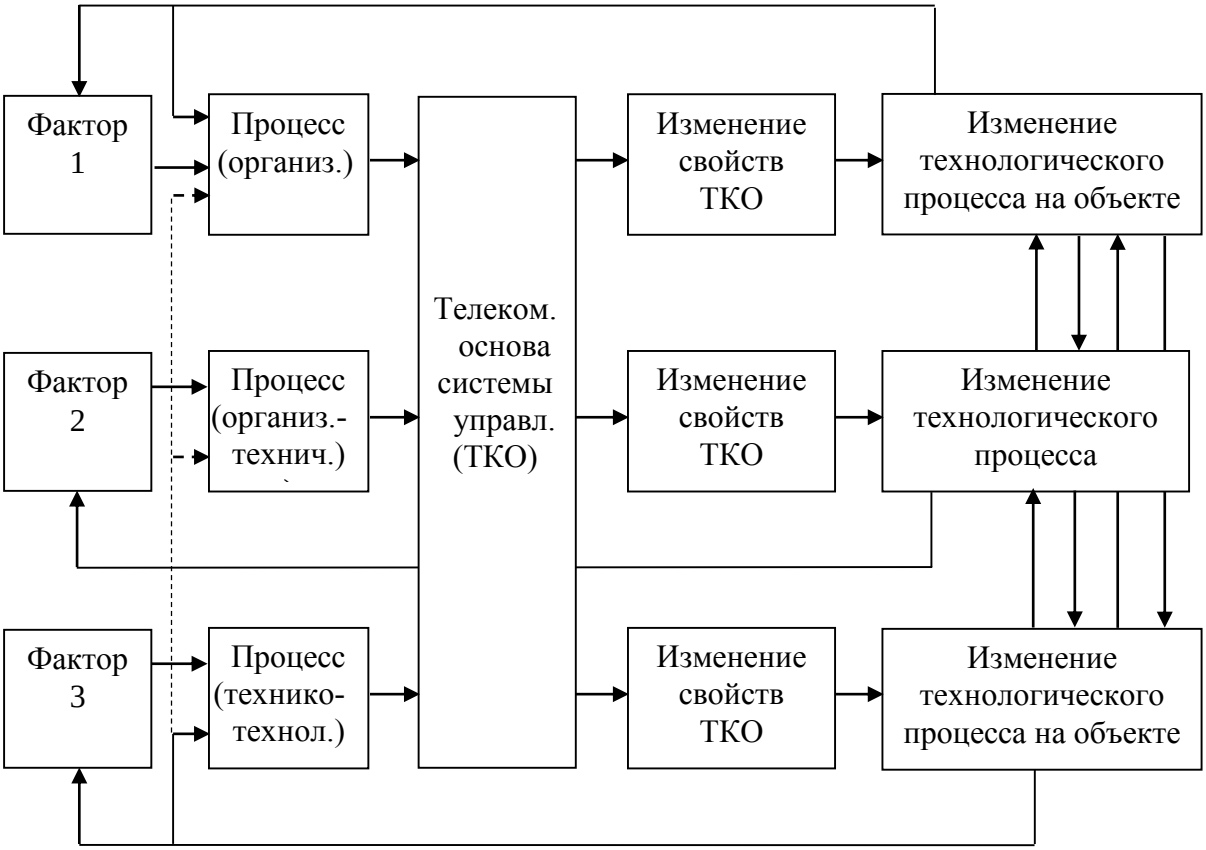


Рисунок 2 – Схема взаимосвязи факторов, процессов и свойств объектов.

На примере трех видов факторов различной природы (организационного, организационно-технического, технико-технологического характера) иллюстрируется взаимосвязь факторов, запускаемых ими процессов, которые, в свою очередь, проявляются во взаимодействии между собой, и приводят к изменению свойств телекоммуникационной основы системы управления, которые, в конечном счете, приводят к изменению и свойств системы управления. При этом необходимо отметить их многонаправленное взаимное влияние.

Одним из важных свойств системы управления является ее инвариантность к внешним воздействиям, в первую очередь, негативного характера. Необходимость поддержания этого свойства в системе управления предопределяет проведение анализа

взаимосвязи таких видов процессов, как запускаемый под воздействием внешних факторов процесс в телекоммуникационной основе системы управления и обусловленный им процесс изменения технологических свойств системы управления. Кроме того, необходимо учитывать и перекрестные направления взаимодействия процессов, указанных в таблице 2 и на рисунке 2.

В качестве одного из примеров практического приложения представленного подхода к совершенствованию телекоммуникационной основы системы управления в части распределенных радиоцентров на основе анализа взаимосвязи организационных. организационно-технических и технико-технологических процессов можно привести вариант реализации высокочастотных трактов на радиоцентрах [5, 6].

Литература

1. Основные органы управления, силы и средства ГСЧС. http://texts.news/chrezvyichaynyie-situatsii_1537/osnovnyie-organyi-upravleniya-silyi-sredstva-63396.html

2. Акусова А.А., Топоров А.А. Процессный подход к исследованию изменения технического состояния оборудования химических производств. http://masters.donntu.org/2013/fimm/vypiraiko/library/article7.htm.

3. Хронология и характеристика технологических укладов. http://www.budgetrf.ru/Publications/Magazines/VestnikSF/1999/vestniksf90-2/vestniksf90-2020.htm

4. Технологические уклады. Краткая справка. http://www.savproject.ru/articles/tekhnologicheskie-uklady-kratkaya-spravka.php

5. Козлов С.В. Проблемные вопросы интеграции системотехнических решений при создании распределенных радиоцентров и основные направления их решения на основе процессного подхода к формированию трактов связи. XXII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация и связь», г. Воронеж, 2016, изд.: НПФ «САКВОЕЕ» ООО, с. 620-626.

6. Козлов С.В., Маковий В.А, Семисошенко М.А. Способ дистанционного управления передающим радиоцентром. Патент РФ № 2360362. Приоритет изобретения от 12.02.2007 г. Зарегистрирован в Госреестре 27.06.2009 г.

Сведения об авторе

Козлов Сергей Витальевич, 1955 года рождения, Киевское высшее военное инженерное училище связи, год окончания 1977, исследование направлений развития информационно-телекоммуникационных сетей на основе применения методов процессного подхода к системотехнике, год защиты кандидатской диссертации 1986, заведующий отделом ФГУ «Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» Российской академии наук» (ФИЦ ИУ РАН), sv_kozlov@mail.ru

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЗАДАЧИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ ПО РЕАЛИЗАЦИИ ПОМЕХОЗАЩИЩЁННОЙ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЯ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ УСЛОВИЙ ЕЁ РАЗРАБОТКИ И ПРИМЕНЕНИЯ

А.В. Аверьянов, Р.В. Емельянов, С.С. Колесников, А.А. Строцев

Для задачи принятия решений по реализации по помехозащищённой навигационной аппаратуры потребителя глобальных навигационных спутниковых систем для различных условий её разработки и применения, разработана математическая модель. Приведён пример её применения.

THE MATHEMATIC MODEL FOR THE DECISION-MAKING TASK OF THE USER ANTI-INTERFERENCE NAVIGATING EQUIPMENT OF A GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEM FOR VARIOUS CONDITIONS OF THE ITS ENGINEERING AND APPLICATION.

A.V. Averyanov, R.V. Emelyanov, S.S. Kolesnikov, A.A. Strotsev

The mathematic model for the decision-making task of the user anti-interference navigating equipment of a global navigation satellite system for various conditions of the its engineering and application is developed. An example that proves its application is given.

В настоящее время навигационная аппаратура потребителя (НАП) глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) [1] получила широкое применение, например, на автотранспорте [2], в гражданской авиации в системе автоматического зависимого наблюдения (ADS-B, ADS-C, ADS-B 1090 ES) [3], [4], в различных измерительных системах, в частности, в системах калибровки [5], [6].

Однако в связи с возможным вмешательством в работу ГНСС, например, помеховых ИРИ на основе искажения навигационного поля [7], особенно в приложениях с повышенной ответственностью, наметился и обратный процесс – отказа от использования информации, полученной от НАП ГНСС, и переходу к применению MLAT-систем [8] или, иначе, многопозиционных систем наблюдения [9]. С другой стороны, реализация таких систем с учётом необходимой инфраструктуры требует больших финансовых затрат и существенно ограничена для подвижных объектов.

В связи с этим актуальной становится задача повышения помехозащищённости НАП ГНСС посредством совершенствования самой аппаратуры. При этом поскольку процедура такого совершенствования является многопараметрической, то для различных условий разработки и применения НАП ГНСС рациональными могут оказаться различные варианты её построения.

Цель работы: определение рациональных характеристик помехозащищённой навигационной аппаратуры потребителя глобальных навигационных спутниковых систем для заданных условий её разработки и применения.

Решаемая задача: разработка математической модели задачи принятия решений по реализации помехозащищённой навигационной аппаратуры потребителя глобальных навигационных спутниковых систем для различных условий её разработки и применения.

В теории принятия решений, в том числе, при её применении в области телекоммуникационных радиотехнических систем и устройств, модель проблемной

ситуации задачи принятия решений в общем виде может быть представлена системой [10, п.1.4.1]:

$$\langle G, \mathcal{P}, U, \Lambda, \Psi, \Theta \rangle, \quad (1)$$

где G – множество исходов проблемной ситуации; $\mathcal{P}$ – модель предпочтений лица, принимающего решение (ЛПР); U – множество стратегий ЛПР; Λ – множество неконтролируемых со стороны ЛПР факторов: X – определённых, Y – стохастических, Z – неопределённых; Ψ – функция, ставящая в соответствие фиксированной стратегии $u \in U$ и значению неопределенного фактора $\lambda \in \Lambda$ некоторый исход $g \in G$; Θ – вся остальная информация о проблемной ситуации, представленная в формализованном виде (сведения о неопределенном факторе, предпочтения других лиц – участников ситуации и др.).

В рассматриваемой задаче элементами множества G являются наборы рациональных характеристик помехозащищённой НАП ГНСС для различных условий её разработки и применения, которые будем полагать известными. Следовательно множество Λ включает только определённые факторы. В этом случае основными этапами процесса построения искомой математической модели являются: формирование множества стратегий ЛПР, определение набора показателей эффективности, оценка каждой стратегии по этому набору показателей, уточнение модели предпочтения для каждой ситуации условий разработки и применения НАП ГНСС в соответствии с одним из «многокритериальных» методов принятия решений [10, п.1.5].

На основе анализа уровня техники в области построения помехозащищённой НАП ГНСС сформируем конечное множество вариантов её построения:

$$U = \{u_1, u_2, ..., u_n, ..., u_N\}. \quad (2)$$

В наиболее распространённом варианте исполнения (стратегия u_1) НАП ГНСС включает следующие функциональные элементы: всенаправленную антенну соответствующего диапазона частот, приёмник, вычислительное устройство, средства интерфейса с потребителем.

В рамках первого и всех следующих вариантов приёмники могут иметь различные характеристики, например, по следующим показателям: число систем и режимов, сигналы, которых принимаются (1, 2,…; к системам и режимам, например, относятся: GPS L1/L2/L2C/L5; ГЛОНАСС L1/L2/L3; Galileo E1/E5A; Galileo E5B; QSZZ; Beidou B1; Beidou B2); число каналов (от нескольких до свыше 850); скорость обновления данных в Гц; наличие специальных режимов работы, таких как RTK, подавление многолучевости, динамическая калибровка, подавление внутриполосовых помех и др.; виды поддерживаемых интерфейсов.

Перечисленные показатели влияют на точность выполнения измерений и характеризуют техническую сложность исполнения приёмника, которой в общем случае пропорциональны массово-габаритные и стоимостные показатели. Однако они практически не влияют на показатели помехозащищённости от преднамеренных помех.

В качестве следующей группы вариантов можно рассматривать НАП ГНСС, в которых антенна выполнена в виде антенной решётки с возможностью адаптивного управления её диаграммой направленности – по формированию её «нулей» в направлении помех [11], [12] (стратегия u_2), максимумов в направлении спутников ГНСС [13] (стратегия u_3) или одновременным формированием её «нулей» в направлении помех, а максимумов в направлении спутников ГНСС (стратегия u_4). В этих вариантах антенная решётка и приёмник рассматриваются как отдельные универсальные устройства, т.е. выход антенны и антенный вход приёмника

реализованы на одноканальном универсальном интерфейсе. Достоинством этих вариантов является универсальность – возможность подключения антенной решётки к любому приёмнику сигналов ГНСС, а недостатком – двойное аналогово-цифровое и цифро-аналоговое преобразование. При этом цифровая реализация процедуры диаграммообразования [12], ограничивает количество одновременно подавляемых помех, количество локальных максимумом, направленных на спутники ГНСС, зависящих от числа элементов антенной решётки.

Пятый вариант (стратегия u_5), описанный, например, в статье [13], характеризуется интеграцией антенной решётки в приёмник сигналов ГНСС, который содержит последовательно соединённые N_A-канальные антенную решётку, радиочастотный блок, аналогово-цифровой преобразователь, модуль пространственно-временной обработки сигналов. На выходе модуля формируется N_A обработанных сигналов с пониженной разрядностью, каждый из которых по фазе соответствует своему антенному элементу. Все N_A сигналов поступают в блок корреляционной обработки, содержащий N_S многовходовых (N_A – канальных) корреляторов, где N_S – число сигналов спутников ГНСС, сигналы которых обрабатываются. Сигналы с каждого коррелятора поступают в блок весовой обработки, в котором осуществляется умножение на вектор весовых коэффициентов (фокусировка на навигационный спутник ГНСС), и на выходе которого формируется N_S сигналов от N_S навигационных спутников ГНСС. Далее реализуются системы слежения и оценки параметров сигналов, интерфейс с модулем вторичной обработки, который обеспечивает формирование координат местоположения фазового центра антенной решётки в заданной системе координат.

При реализации этого варианта отсутствует двойное аналогово-цифровое и цифро-аналоговое преобразование, отсутствует ограничение по количеству спутников, в направлении которых одновременно формируются максимумы ДН.

Однако наличие корреляторов усложняет техническую реализацию, а только фокусировка на навигационный спутник ГНСС при ограничении аппаратных ресурсов и наличии помех существенно снижает точность оценки координат местоположения фазового центра антенной решётки в заданной системе координат.

Шестой вариант (стратегия u_6), в отличие от третьего, исключает использование N_S многовходовых (N_A – канальных) корреляторов, а блок весовой обработки имеет N_A входов и N_S выходов. Дополнительно вводится блок оценки угловых положений помеховых ИРИ, с выхода которого эти оценки поступают в блок весовой обработки. В нём весовые коэффициенты для формирования диаграммы направленности антенны для приёма сигнала n_S-го навигационного спутника ГНСС рассчитываются не только исходя из известного его углового положения, но и с формированием нулей в направлении до $(N_A - 2)$-х помеховых ИРИ.

Таким образом, для рассмотренного в качестве примера множества стратегий (2) $N = 6$.

Для множества стратегий задаётся векторная функция

$$\Psi(u_n) = g_n = (W_1(u_n)\, W_2(u_n) \ldots W_m(u_n) \ldots W_1(u_n)). \qquad (3)$$

Для рассмотренного в качестве примера множества стратегий оценка рассмотренных вариантов (стратегий) по показателям технической сложности W_1 и помехозащищённости W_2 в относительных условных единицах, представлена в таблице, задающей функцию Ψ по векторному исходу – определяющему стратегию

ЛПР по технической сложности и помехозащищённости представлена в таблице 1, т.е. исходная модель предпочтений ЛПР в соответствии с [10] представляется в виде:

$$\mathcal{P} = \{W_1 \to \min,\ W_2 \to \max\}. \quad (4)$$

Таблица 1 – Таблица оценки стратегий по заданному набору показателей

показатель / стратегия	W_1	W_2
u_1	1–3	1–3
u_2	5–6	3–5
u_3	5–6	4–5
u_4	7–8	5–6
u_5	8–9	7–8
u_6	7–8	9–10

Пусть определены условия разработки и применения НАП ГНСС

$$\Xi = \{\theta_1, \theta_2, ..., \theta_j, ..., \theta_J\}, \quad (5)$$

например, следующие:

– в составе недорогих систем в качестве датчика местоположения малой точности применяемых в условиях, не предполагающих воздействие преднамеренных помех (условия θ_1);

– в составе систем средней ценовой категории в качестве датчика местоположения средней точности применяемых в условиях, не предполагающих воздействие преднамеренных помех, но при возможном воздействии незначительных естественных помех (условия θ_2);

– в составе систем высокой ценовой категории в качестве датчика местоположения высокой точности применяемых в условиях, не предполагающих воздействие преднамеренных помех, но при возможном воздействии естественных помех (условия θ_3);

– в составе систем средней и высокой ценовой категории в качестве датчика местоположения средней и высокой точности применяемых в условиях, предполагающих воздействие преднамеренных помех (условия θ_4).

Таким образом, для рассмотренного в качестве примера множества условий разработки и применения НАП ГНСС (4) $J = 4$.

Для выбора рационального варианта в условиях многокритериальной модели предпочтения ЛПР (3) воспользуемся, к примеру, двумя методами: методом, основанном на введении результирующего показателя эффективности [14, с. 129] – метод суперкритерия с аддитивным включением частных показателей, и методом, основанным на переводе всех показателей качества, кроме одного, в разряд ограничений [14, с. 154] – метод условной оптимизации.

Для реализации этих методов необходимо уточнить модель предпочтений ЛПР в соответствии с условиями разработки и применения НАП ГНСС. Для первого из них это уточнение реализуется за счёт определения весовых коэффициентов $\alpha_i(\theta_j)$ $i = \overline{1, m}$, $j = \overline{1, J}$ для каждого частного показателя и дополнительно для каждых условий, таких, что

$$\alpha_m(\theta_j) \geq 0,\ m = \overline{1, M}\ , \quad (6)$$

$$\sum_{m=1}^{M}\alpha_m(\theta_j)=1. \tag{7}$$

Тогда модель предпочтения ЛПР представляется в следующем виде:

$$W(u_n,\theta_j)=\sum_{m=1}^{M}\alpha_m(\theta_j)\cdot\frac{W_m(u_n)}{S_m}\cdot\Pi_m, \tag{8}$$

$$\mathcal{P}^1(\theta_j)=\left\{W(u_n,\theta_j)\to\max_{u_n}\right\}. \tag{9}$$

где Π_m – признак, характеризующий предпочтение ЛПР по m-му критерию (показателю), равный «1», если частный критерий имеет вид: $W_m\to\max$, и равный «–1», если $W_m\to\min$, а S_m – нормирующие коэффициенты обычно равные максимальным значениям соответствующего частного показателя среди всех стратегий.

Для второго метода – метода условной оптимизации – исходная многокритериальная задача сводится к задаче оптимизации по одному критерию с показателем W_l, который объявляется ЛПР основным, или главным, при условии, что значения остальных показателей W_m, $m=\overline{1,M}$, $m\neq l$ должны быть не хуже некоторых установленных ЛПР величин $b_m(\theta_j)$ ($m=\overline{1,M}$, $m\neq l$), $j=\overline{1,J}$. Таким образом, модель предпочтений ЛПР при применении метода условной оптимизации изменяется следующим образом:

$$\begin{aligned}\mathcal{P}^2(\theta_j)=\{&W_l(u_n)\to\underset{u_n}{extr},W_m(u_n)\ge b_m(\theta_j),m=\overline{1,M_1},m\neq l;\\ &W_m(u_n)\le b_m(\theta_j),m=\overline{M_1+1,M},m\neq l\}.\end{aligned} \tag{10}$$

Таким образом модель математическая модель задачи принятия решений по реализации помехозащищённой НАП ГНСС для различных условий её разработки и применения представляет собой однокритериальную задачу оптимизации (1) – (3), (5) – (9) или (1) – (3), (5), (10) для заданных условий разработки и применения НАП ГНСС θ_{j^*}, $j^*\in\left\{j: j=\overline{1,J}\right\}$.

Рассмотрим пример.

Пусть как в демонстрационных примерах элементов модели $N=6$, $J=4$, функция $\Psi(u_n)$ определена таблицей 1, множество Ξ задано элементами, описанными выше, а $l=1$. Для этих условий при средних значениях показателей качества в таблице 1, исходные данные и решение представлены в таблице 2.

Таблица 2 – Исходные данные и решение

j	$\alpha_1(\theta_j)$	$\alpha_2(\theta_j)$	$b_2(\theta_j)$	решение для $\mathcal{P}^1(\theta_j)$	решение для $\mathcal{P}^2(\theta_j)$
1	0,9	0,1	2	u_1	u_1
2	0,6	0,4	3	u_1	u_1
3	0,5	0,5	7	u_6	u_6
4	0,2	0,8	9	u_6	u_6

Отметим, что при согласованном применении, решения для двух рассмотренных методов совпадают.

Вывод: разработанная математическая модель задачи принятия решений по реализации помехозащищённой навигационной аппаратуры потребителя глобальных навигационных спутниковых систем для различных условий её разработки и применения позволяет определить рациональные характеристики помехозащищённой навигационной аппаратуры потребителя для заданных условий.

Литература

1. ГОСТ Р 52928-2010. Система спутниковая навигационная глобальная. Термины и определения. – М.: Стандартинформ, 2011.
2. ГОСТ Р 54620-2011. Глобальная навигационная спутниковая система. Система экстренного реагирования при авариях. Автомобильная система вызова экстренных оперативных служб. Общие технические требования. – М.: Стандартинформ, 2013.
3. Doc 9924 AN/474. Руководство по авиационному наблюдению. – Международная организация гражданской авиации, 2010. – 320 с.
4. Пат. 2390815 Российская Федерация, МПК G05D 1/00. Способ управления беспилотным летательным аппаратом и устройство его реализации / Красов А.И., Макеев М.И., Пятко С.Г., Смольникова М.А., Токарев Ю.П., Юмаев К.Р. Заявитель и патентообладатель: ООО «НИТА», № 2008140595/28, заявл. 13.10.2008, опубл. 27.05.2010 Бюл. № 15.
5. Пат. 2573819 Российская Федерация, МПК G01S 7/04. Способ калибровки мобильного пеленгатора-корреляционного интерферометра с применением навигационной аппаратуры потребителя глобальной навигационной спутниковой системы / Колесников С.С., Строцев А.А., Сухенький И.А. Заявитель и патентообладатель: Федеральное государственное унитарное предприятие "Ростовский-на-Дону научно - исследовательский институт радиосвязи" (ФГУП "РНИИРС"), № 2014141239/07, заявл. 13.10.2014, опубл. 27.01.2016 Бюл. № 3.
6. Строцев А.А., Колесников С.С., Сухенький И.А. Методика калибровки мобильного пеленгатора – многоканального корреляционного интерферометра с применением GNSS-приемников // Труды XX международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2014), С. 1407-1418.
7. Пат. 2495527 Российская Федерация, МПК H04K 3/00. Способ и устройство создания преднамеренных помех / Давиденко А.С., Куликов М.В., Митянин А.Г., Смирнов П.Л., Соломатин А.И., Терентьев А.В., Царик О.В., Шепилов А.М., Шишков А.Я. Заявитель и патентообладатель: ФГК ВОУ ВПО «ВАС», ООО «СТЦ», № 2012123325/07, заявл. 05.06.2012, опубл. 10.10.2013 Бюл. № 28.
8. Cir 326 AN/188. Оценка наблюдения с использованием систем ADS-B и мультилатерации в целях обеспечения обслуживания воздушного движения и рекомендации по их внедрению. – Международная организация гражданской авиации, 2013. – 46 с.
9. Гарькин Е.В., Кочев М.Ю., Климов Ф.Н., Луньков А.П. Метод контроля данных вещательного автоматического зависимого наблюдения (АЗН-В) по данным многопозиционной системы наблюдения // Вычислительные сети. Теория и практика. – 2015. – №2 (Электронный журнал: http://network-journal.mpei.ac.ru).
10. Теоретические основы телекоммуникационных радиотехнических систем и устройств. Учебник / А.В. Елисеев, В.А. Погорелов, А.А. Строцев, В.В. Хуторцев; под общ. ред. А.А. Косогора. – Ростов-на-Дону, 2017.
11. Павлов В.С., Пастухов А.В., Маганет Р.И., Салтыков А.А., Оганесян А.А. Экспериментальные исследования по определению местоположения источника помех в

диапазоне глобальных навигационных спутниковых систем с использованием адаптивной антенной решётки // Радионавигационные технологии. Вып.5 Сб. статей / Под ред. А.И. Перова. – М.: Радиотехника, 2016. – С.95–99.

12. Малогабаритные адаптивные антенные решётки // www.vniir-progress.ru/upload/gnss-war.pdf (Режим доступа: 4 марта 2017 г.).

13. Корогодин И.В., Перов А.И., Днепров В.В., Савельев С.А. Экспериментальное исследование характеристик навигационного приёмника с антенной решёткой и фокусировкой на навигационные спутники // Радионавигационные технологии. Вып.5 Сб. статей / Под ред. А.И. Перова. – М.: Радиотехника, 2016. – С.100–105.

14. Гуткин Л.С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества. – М.: Сов. радио, 1975. – 368 с.

Сведения об авторах

Аверьянов А.В., 1985 г.р., Южный федеральный университет – 2009 г, оптимальные и адаптивные методы обработки сигналов, Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» (ФГУП «РНИИРС») Федеральный научно-производственный центр, sceavola@yandex.ru.

Емельянов Р.В., 1958 г.р., Ростовский государственный университет – 1981 г., 1990 г. – к.т.н., Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» (ФГУП «РНИИРС») Федеральный научно-производственный центр, erv@rniirs.ru.

Колесников С.С., 1989 г.р., Донской государственный технический университет – 2011 г, многопозиционные комплексные измерительно-поисковые системы, Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» (ФГУП «РНИИРС») Федеральный научно-производственный центр, antigalaxy@gmail.com.

Строцев А.А., 1965 г.р., Ростовское высшее военное училище ракетных войск – 1988 г, многопозиционные комплексные измерительно-поисковые системы, 1993 г. – к.т.н., 2008 г. – д.т.н., Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» (ФГУП «РНИИРС») Федеральный научно-производственный центр, aastrocev@gmail.com.

ОБОБЩЕННАЯ МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ВЕКТОРНОГО МНОГОКАНАЛЬНОГО КОРРЕЛЯЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ УГЛОВОГО ПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА И АЛГОРИТМ ЕГО РАБОТЫ

А.В. Аверьянов, А.А. Строцев

Предложена обобщенная модель функционирования векторного многоканального корреляционного измерителя углового положения (ВМКИУП) объекта – источника излучений сигналов различной физической природы, и алгоритм его работы, реализующий корреляционную свертку векторного входного сигнала, с опорным пространственным сигналом. Приведен пример, подтверждающий повышение эффективности работы ВМКИУП при реализации совместной обработки сигналов поступивших с детекторов измеряющих различные первичные пространственно-информационные параметры.

GENERALISED MODEL OF FUNCTIONING OF THE VECTORIAL MULTICHANNEL CORRELATED MEASURER FOR ANGULAR POSITION OF THE OBJECT AND ITS OPERATION ALGORITHM

A.V. Averyanov, A.A. Strotsev

Generalised model of functioning of the vectorial multichannel correlated measurer for angular position of the object (VMCMAP) – transmitter of different physical nature signals is represented together with an operation algorithm that implements the correlated transvection of vectorial input signal to the reference spatial signal. An example that proves the increase of VMCMAP operating efficiency by realization of coprocessing signals received from detectors which measure different primary informational-spatial parameters is also represented.

Измерители *углового положения объектов – источников излучений* (ИИ) выполняют оценку угловых координат путём анализа волновых полей различной физической природы, возбуждаемых этими объектами за счет собственных и (или) отраженных излучений. Формируемые при этом волновые поля рассматриваются как сигнал, определяемый изменениями каких-либо первичных пространственно-информационных параметров (ППИП) [1]. Под ППИП понимаются такие параметры сигнала и их соотношения (амплитуда, фаза, частота, задержка, разность частот, разность фаз, разность задержек и др.), которые связанны с первичными координатами ИИ, в т.ч. и с угловыми координатами.

В настоящее время для оценки угловых координат ИИ набольшее распространение получили *корреляционные измерители* (КИ) [2]. В основе работы КИ углового положения ИИ, базирующихся на применении опорного пространственного сигнала (ОПС), лежит расчет коэффициентов корреляции для двух наборов данных – измеренного сигнала и ОПС, рассчитанного теоретически или полученного экспериментально для фиксированных углов прихода сигнала [3]. Из-за постоянно снижающейся заметности объектов за счет уменьшения уровня собственного излучения и отражающей способности к современным КИ углового положения ИИ предъявляются жесткие тактико-технические требования.

Известно [2], что высокую эффективность при оценке угловых координат ИИ (при заданных пространственно-временных объемах выборок) достигается на КИ, в состав которых входят *многоканальные* антенные решетки [4]. Чтобы дополнительно повысить эффективность КИ, требуется измерения большего объема информации из волнового поля, что возможно реализовать за счет увеличения числа измеряемых

ППИП. Так, например, для оценки угловых координат ИИ акустического сигнала, помимо измерения акустического давления дополнительно одновременно регистрируются в одной точке пространства три проекции колебательной скорости частиц в среде, что нашло своё применение в аэроакустических [5], гидроакустических [5-8] и сейсмоакустических измерительных системах [5,9,10]. Для оценки угловых координат ИИ радиосигналов используются векторные сенсоры [11-13], регистрирующие отдельно электрическую (три ортогональных электрических диполя) и магнитную компоненту (три ортогональных магнитных диполя) поля.

Также для повышения эффективности КИ используется тот факт, что наблюдаемый объект, как правило, является ИИ сигналов различной физической природы [14-17]. Для регистрации сигналов различной физической природы необходимо создание измерителей нового поколения, имеющих в своем составе детекторы, предназначенные для приема сигналов различной физической природы [18], и, соответственно, новых алгоритмов оценки угловых координат ИИ [14-16]. Множество измеряемых ППИП сигналов различной физической природы можно представить в виде *вектора*, размерность которого соответствует числу измеряемых параметров. Обработка векторного входного сигнала может быть реализовано на принципе:

- последовательного и независимого формирования оценок угловых координат ИИ, т.е. отдельно для каждого вида физической природы сигнала, с последующим усреднением результатов обработки;
- параллельного и независимого формирования оценок угловых координат ИИ, т.е. отдельно для каждого вида физической природы сигнала, с последующим усреднением результатов обработки;
- параллельной одновременной обработки всех видов регистрируемых сигналов с последующим формированием совместной оценки угловых координат ИИ.

Известно [19], что выполнение совместной обработки разнородной информации дает наибольший положительный эффект. Это позволяет учитывать тот факт, что выполняется оценка угловых координат не ИИ, а объекта, который является ИИ сигналов различной физической природы. Таким образом, разработка измерителей углового положения ИИ сигналов различной физической природы является актуальной.

Цель работы: построение обобщенной модели функционирования векторного многоканального корреляционного измерителя углового положения объекта – источника излучений сигналов различной физической природы.

Решаемая задача: разработка обобщенного алгоритма оценки угловых координат источника излучения сигналов различной физической природы, основанного на использовании весовых, нормирующих и калибровочных коэффициентов при выполнении корреляционной свертки векторного входного сигнала, поступившего с детекторов различной природы, с опорным пространственным сигналом.

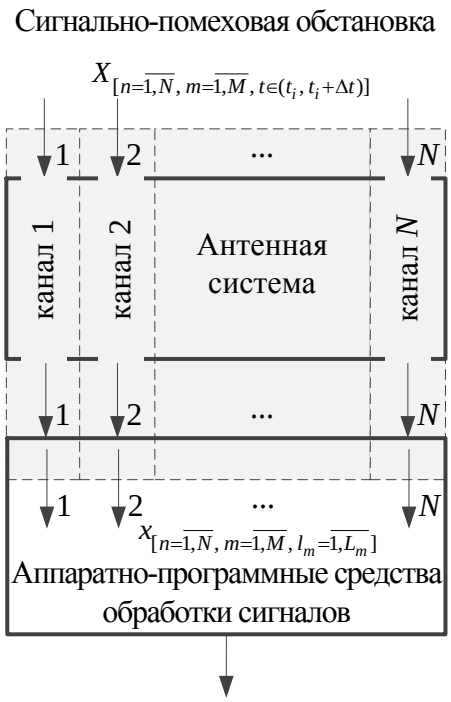


Рисунок 1 – Обобщенная схема КИ

Система определения углового положения ИИ может быть реализована на базе КИ. Под угловым положением понимается определение направления на ИИ в системе координат, связанной с КИ Ω [20]. Структура КИ представлена на рис. 1.

В КИ информация об угловом положении ИИ формируется на основе анализа сигналов различной физической природы на i-ом временном интервале $t \in (t_i, t_i + \Delta t)$ в «точках» пространства соответствующих расположению N антенных элементов (АЭ) входящих в состав антенной системы (АС) КИ, на выходе которых формируется сигнал, содержащий информацию об M видах излучения, т.е. $X_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ t\in(t_i,\ t_i+\Delta t)]}$. Каждый АЭ образован группой детекторов, которые предназначены для приема сигналов различной физической природы. Измеренный набор ППИП ИИ сигналов различной физической природы представляет собой N *векторов* размерностью M, которые синхронно передаются по каналам для обработки аппаратно-программными средствами. ППИП оцениваются непрерывно на временном интервале длительностью Δt. Ансамбль принятых сигналов $X_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ t\in(t_i,\ t_i+\Delta t)]}$ синхронно преобразуется в цифровые сигналы $x_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m=\overline{1,L_m}]}$, $L_m = \left\lfloor \dfrac{\Delta t}{t_m^{(Д)}} \right\rfloor$, где $t_m^{(Д)}$ – время дискретизации при регистрации m-го вида излучения. Выполнив обработку сформированного сигнала алгоритмом векторного многоканального корреляционного измерителя, формируется i-ая оценка угловых координат ИИ .

Обобщенная модель функционирования векторного многоканального корреляционного измерителя углового положения имеет вид

$$x_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m]} = F(X_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ t_{l_m}\in(t_i+t_m^{(Д)}\cdot(l_m-1),\ t_i+t_m^{(Д)}\cdot l_m)]}),\ l_m = \overline{1, L_m}, \tag{1}$$

$$D(\gamma) = f\begin{pmatrix} x_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m=\overline{1,L_m}]},\ \tilde{z}_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ h=\overline{1,H}]}(\gamma,\ f_{mh}^{(П)},\ B_n^1,\ B_n^2,\ B_n^3), \\ \alpha_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M}]},\ S_{[m=\overline{1,M}]},\ \tilde{\alpha}_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ h=\overline{1,H}]}(f_{mh}^{(П)}) \end{pmatrix},\ \gamma \in \Gamma, \tag{2}$$

$$\hat{\gamma} = \arg\max_{\gamma\in\Gamma} D(\gamma), \tag{3}$$

где n – номер АЭ; $n = \overline{1, N}$, N – количество АЭ;

m – номер измеряемого параметра поля; $m = \overline{1, M}$, M – количество измеряемых видов излучений (размерность векторной ДН);

t_{l_m} – временной интервал за который формируется один дискрет при регистрации m-го вида излучения;

l_m – номер дискрета для m-го измеряемого вида излучения;

$l_m = \overline{1, L_m}$, $L_m = \left\lfloor \frac{\Delta t}{t_m^{(Д)}} \right\rfloor$ – количество дискретов за интервал времени Δt для m-го измеряемого вида излучения;

$t_m^{(Д)}$ – время дискретизации при регистрации m-го вида излучения;

Δt – время наблюдения за ИИ;

F – функция преобразования непрерывных сигналов в цифровые;

$x_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m=\overline{1,L_m}]}$ – цифровой сигнал, полученный с N АЭ в количестве L_m отсчетов для каждого m-го регистрируемого вида излучения;

$\tilde{z}_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ h=\overline{1,H}]}(\gamma,\ f_{mh}^{(П)},\ B_n^1,\ B_n^2,\ B_n^3)$ – тензор ОПС согласованный с ППИП входного сигнала и топологией АС в заданной системе координат Ω.

$\{B_n^1, B_n^2, B_n^3\},\ n = \overline{1, N}$ – координаты АЭ, заданные топологией АС в системе координат Ω, связанной с ВМКИУП;

γ – набор углов, для которых формируется ОПС;

$\gamma \in \Gamma$, где Γ – угловой диапазон, в котором осуществляется оценка угловых координат ИИ;

$f_{mh}^{(П)} \in F_m^{(П)},\ m = \overline{1, M},\ h = \overline{1, H}$ – конечное множество дискретных значений частоты размерностью H для m-го измеряемого вида излучения, формируемое из бесконечного множества рабочих частот ВМКИУП для m-го вида излучения $F_m^{(П)}$;

$F_m^{(П)} = [f_{\min m}^{(П)},\ f_{\max m}^{(П)}]$ – бесконечное множество рабочих частот ВМКИУП, соответствующих m-му виду излучения и распределенных в интервале значений, где $f_{\min m}^{(П)},\ f_{\max m}^{(П)}$ – минимальная и максимальная частота рабочей полосы ВМКИУП для m-го вида излучения;

$f_{mh'}^{(И)} \in F_m^{(И)},\ m = \overline{1, M},\ h' = \overline{1, H'}$ – конечное множество дискретных значений частоты размерностью H' для m-го измеряемого вида излучения, формируемое из бесконечного множества частот ИИ для m-го вида излучения;

$F_m^{(И)} = [f_{\min m}^{(И)},\ f_{\max m}^{(И)}]$ – бесконечное множество частот ИИ соответствующих m-му виду излучения, где $f_{\min m}^{(И)},\ f_{\max m}^{(И)}$ – минимальная и максимальная частота ИИ для m-го вида излучения;

$\alpha_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M}]}$ – вектор весовых коэффициентов, характеризующих точность измерения сигналов различной физической природы (как правило, определяются дисперсией измеряемых величин);

$S_{[m=\overline{1,M}]}$ – вектор нормирующих коэффициентов (коэффициенты пропорциональности), позволяющих обрабатывать сигналы различной физической природы в единицах единой размерности;

$\tilde{\alpha}_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ h=\overline{1,H}]}(f_{mh}^{(П)})$ – вектор весовых (калибровочных) коэффициентов, устраняющих неидентичность амплитудно-фазовых характеристик измерительных каналов;

f – скалярная функция, реализующая операцию корреляционной свертки ОПС с преобразованным входным сигналом $x_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m=\overline{1,L_m}]}$ с учетом весовых $\alpha_{[m=\overline{1,M}]}$, нормирующих $S_{[m=\overline{1,M}]}$ и калибровочных коэффициентов $\tilde{\alpha}_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ h=\overline{1,H}]}(f_{mh}^{(П)})$;

$D(\gamma)$ – функция пеленгационного рельефа (ПР);

$\hat{\gamma}$ – оценка угловых координат ИИ.

Для реализации общего алгоритма функционирования ВМКИУП (2) – (3) в соответствии с моделью (1) – (3) необходимо предварительно сформировать ОПС. Для этого предварительно формируют и запоминают тензор ОПС для требуемых узлов сетки наведения по углам характеризующим ИИ с заданными частотами приема сигналов различной физической природы:

$$\tilde{z}_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ h=\overline{1,H}]}(\gamma,\ f_{mh}^{(\Pi)},\ B_n^1,\ B_n^2,\ B_n^3)\,.$$

Алгоритм ВМКИУП может быть реализован в виде следующей последовательности операций:

1) Синхронное получение оцифрованных сигналов с N АЭ в количестве L_m отсчетов для каждого m-го измеряемого вида излучения в соответствующей этому виду полосе частот $F_m^{(\Pi)}$:

$$x_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m=\overline{1,L_m}]} = C^H{}_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m=\overline{1,L_m}]} + C^M{}_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m=\overline{1,L_m}]} +$$
$$+ \Pi_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m=\overline{1,L_m}]} + Ш_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m=\overline{1,L_m}]},$$

где $C^H{}_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m=\overline{1,L_m}]}$ – сигнал от наблюдаемого объекта; $C^M{}_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m=\overline{1,L_m}]}$ – сигнал от мешающих объектов; $\Pi_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m=\overline{1,L_m}]}$ – внешние источники помех; $Ш_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m=\overline{1,L_m}]}$ – внутренние шумы аппаратуры.

2) Преобразование временных выборок $x_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m=\overline{1,L_m}]}$ с учетом нормировочных $S_{[m=\overline{1,M}]}$, калибровочных $\tilde{\alpha}_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ h=\overline{1,H}]}(f_{mh}^{(\Pi)})$ и весовых $\alpha_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M}]}$ коэффициентов:

$$Q_1(x_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m=\overline{1,L_m}]}, S_{[m=\overline{1,M}]}) \to \tilde{x}_{[n=\overline{1,N},m=\overline{1,M},l_m=\overline{1,L_m}]},$$
$$Q_2(\tilde{x}_{[n=\overline{1,N},m=\overline{1,M},l_m=\overline{1,L_m}]}, \tilde{\alpha}_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ h=\overline{1,H}]}(f_{mh}^{(\Pi)})) \to \tilde{x}'_{[n=\overline{1,N},m=\overline{1,M},l_m=\overline{1,L_m}]}$$
$$Q_3(\tilde{x}'_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m=\overline{1,L_m}]}, \alpha_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M}]}) \to y_{[n=\overline{1,N},m=\overline{1,M},l_m=\overline{1,L_m}]},$$

где Q_1 – функция преобразования входных сигналов, позволяющая получить набор нормированных безразмерных величин от измерителей сигналов различной физической природы, Q_2 – функция преобразования сигналов, позволяющая выполнить учет калибровочных коэффициентов, Q_3 – функция преобразования сигналов с учетом их весового вклада в конечный результат.

Весовые коэффициенты могут быть сформированы на основе традиционных способов реализации комплексирования измерителей имеющих разную точность, например, в соответствии с [19, стр.204] определяются выражением

$$\alpha_{nm} = \frac{\left(D[\tilde{x}'_{[n,m,l_m=\overline{1,L_m}]}]\right)^{-1}}{\sum\limits_{m=1}^{M}\left(D[\tilde{x}'_{[n,m,l_m=\overline{1,L_m}]}]\right)^{-1}},\ n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M}\,.$$

3) Преобразование цифровых сигналов $y_{[n=\overline{1,N},m=\overline{1,M},l_m=\overline{1,L_m}]}$ в сигнальную функцию z, в зависимости от параметров сигналов может быть выполнено различно и соответственно иметь различную размерность

$$G(y_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m=\overline{1,L_m}]}) \to z_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m=\overline{1,\Lambda_m}]},$$

где Λ_m, $m=\overline{1,M}$ – величина характеризуемая способом обработки G:

3.1) вычисление временного БПФ сигнала, поступившего с каждого подканала;

3.1.1) выбор спектральных компонент, соответствующих полосе частот сигнала;

3.1.2) выполнение когерентного усреднения сигнала, если в частотном диапазоне сигнала длина волны изменяется незначительно [2];

3.1.3) выполнение процедуры формирования набора ковариационных матриц (отдельно для каждого вида сигнала) с последующим их обращением или спектральным разложением, что позволяет применить разработанные методы сверхразрешения [3];

3.2) выполнение когерентного усреднения сигнала временного сигнала, если регистрируется комплексный (квадратурный) сигнал, в частотном диапазоне сигнала длина волны изменяется незначительно и частотный диапазон сигнала перекрывает частотный диапазон приема;

3.2.1) выполнение процедуры формирования набора ковариационных матриц (отдельно для каждого вида сигнала) с последующим их обращением или спектральным разложением, что позволяет применить разработанные методы сверхразрешения;

4) выполняют операцию корреляционной свертки и формируют оценку угловых координат характеризующее положение ИИ в соответствии с выражением

$$D(\gamma)=\frac{1}{\Lambda}\sum_{l=1}^{\Lambda}\frac{\left|\sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{N}z_{nml}\cdot\tilde{z}_{nml}(\gamma)\right|}{\left(\sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{N}\left|z_{nml}\right|^2\right)^{1/2}\cdot\left(\sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{N}\left|\tilde{z}_{nml}(\gamma)\right|^2\right)^{1/2}},\ \gamma\in\Gamma, \tag{4}$$

$$\hat{\gamma}=\arg\max_{\gamma\in\Gamma}D(\gamma). \tag{5}$$

Пример.

В качестве примера рассмотрим задачу оценки предложенным алгоритмом угловых координат объекта – ИИ гидроакустического сигнала на плоскости. Решение этой задачи реализуем на основе имитационного моделирования по схеме, представленной на рис.2.

АС представляет собой антенную решетку, состоящую из N идентичных АЭ с координатами $\{B_n^1,B_n^2,B_n^3\}$, $n=\overline{1,N}$ в системе координат $\Omega=\{O,B^1,B^2,B^3\}$. Каждый АЭ образован детектором давления (P) и двумя ортогональными детекторами колебательной скорости ($V^{(B^1)},V^{(B^2)}$), оси которых расположены в плоскости OB^1B^2, следовательно, выполняется регистрация трех параметров поля ($M=3$). В соответствии с [5], будем полагать, что измерения всех указанных параметров являются равноточными в смысле приведенных величин.

В соответствии с пунктом 1 алгоритма входная смесь сигнала и шума синхронно поступает на N 3-компонентых АЭ. Регистрация сигналов выполняется на временном интервале Δt всеми детекторами акустического поля с одинаковым временем дискретизации $t^{(Д)}$ (соответственно, $L_1=L_2=L_3=L$), и в одной полосе частот $F_1^{(П)}=F_2^{(П)}=F_3^{(П)}=F^{(П)}$ ($F^{(П)}\in[f_{\min}^{(П)}\ f_{\max}^{(П)}]$). Следовательно, цифровой сигнал (1) представляется в виде

$$x_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,3},\ l=\overline{1,L}]} = (x_{[n=\overline{1,N},\ 1,\ l=\overline{1,L}]}\ \ x_{[n=\overline{1,N},\ 2,\ l=\overline{1,L}]}\ \ x_{[n=\overline{1,N},\ 3,\ l=\overline{1,L}]}) =$$

$$= (P_{[n=\overline{1,N},\ l=\overline{1,L}]}\ \ V^{(B^1)}_{[n=\overline{1,N},\ l=\overline{1,L}]}\ \ V^{(B^2)}_{[n=\overline{1,N},\ l=\overline{1,L}]})$$

и рассчитывается в блоке 2, например, с использованием математической модели представленной в [21] для заданного значения отношения мощности сигнала к мощности шума (ОСШ) на входе АС.

Рис.2. Схема имитационного моделирования

В соответствии с пунктом 2 алгоритма для представления сигналов, полученных с различных детекторов в единицах единой размерности, необходимо выполнить нормировку входных значений (что соответствует известному преобразованию [5])

$$\tilde{x}_{nml} = x_{nml} / S_m,\ n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,3},\ l=\overline{1,L},$$

где $S_{[m=\overline{1,3}]} = (\varsigma\ \ \varsigma/\rho c\ \ \varsigma/\rho c)$ – вектор нормировочных коэффициентов, $\varsigma = 1 Па$, ρ – плотность воды, c – скорость звука в воде,

учесть калибровочные коэффициенты

$$Q_2(\tilde{x}_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ l_m=\overline{1,L_m}]}, \tilde{\alpha}_{[n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,M},\ h=\overline{1,H}]}(f^{(\Pi)}_{mh})) \to \tilde{x}'_{[n=\overline{1,N},m=\overline{1,M},l_m=\overline{1,L_m}]},$$

пример функции Q_2 приведен в работах [22-25],

и осуществить «взвешивание»

$$y_{nml} = \alpha_m \cdot \tilde{x}'_{nml},\ n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,3},\ l=\overline{1,L},$$

где $\alpha_m = 1/M$ (поскольку измерения всех указанных параметров являются равноточными в смысле приведенных величин).

В соответствии с пунктом 3 выполняется формирование сигнальной функции:

$$\tilde{y}_{nml'} = \sum_{l=1}^{L} y_{nml} \cdot \exp(-j\frac{2\pi(l-1)(l'-1)}{L}),\ n=\overline{1,N},\ m=\overline{1,3},\ l'=\overline{1,L}.$$

$$\{z_{nmh'}, n=\overline{1,N}, m=\overline{1,3}, h'=\overline{1,H'}\} =$$

$$= \{\tilde{y}_{nml'} \mid f_{h'}^{(И)} \in f_{l'}^{(П)},\ f_{l'}^{(П)} \in F^{(П)},\ f_{h'}^{(И)} \in F^{(И)}, h'=\overline{1,H'}, l'=\overline{1,L}, n=\overline{1,N}, m=\overline{1,3}\},$$

где $f_{h'}^{(И)}$, $h=\overline{1,H'}$ – набор частот, соответствующих диапазону частот ИИ $F^{(И)} \in [f_{\min}^{(И)}, f_{\max}^{(И)}]$ (единый для всех измеряемых параметров поля), $f_{l'}^{(П)}$, $l'=\overline{1,L}$ – набор частот соответствующих спектральным компонентам, полученным после преобразования Фурье входного сигнала, который формируется по следующему правилу

$$f_{l'}^{(П)} = f_{ц}^{(П)} - \frac{1}{t^{(Д)}} \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{l'-1}{L}\right),\ l'=\overline{1,L},$$

$f_{ц}^{(П)} = \dfrac{f_{\max}^{(П)} - f_{\min}^{(П)}}{2}$ – центральная частота диапазона частот приема $F^{(П)}$ (единая для всех измеряемых параметров поля), $\Delta f = \dfrac{1}{t^{(Д)}L}$ – шаг частотной сетки.

В соответствии пунктом 4 алгоритма рассчитывается функция ПР, характеризующая угловое положение ИИ (объекта) в плоскости OB^1B^2 в соответствии с выражением (4), которое при $\gamma = \theta$ имеет вид

$$D(\theta_r) = \frac{1}{H'} \sum_{h'=1}^{H'} \frac{\left| \sum_{m=1}^{M} \sum_{n=1}^{N} z_{nmh'} \cdot \tilde{z}_{nmh'}(\theta_r, f_{h'}^{(И)}) \right|}{\left(\sum_{m=1}^{M} \sum_{n=1}^{N} |z_{nmh'}|^2 \right)^{1/2} \cdot \left(\sum_{m=1}^{M} \sum_{n=1}^{N} \left|\tilde{z}_{nmh'}(\theta_r, f_{h'}^{(И)})\right|^2 \right)^{1/2}}, r=\overline{1,R}, \quad (6)$$

$$\hat{\theta} = \Delta\theta \cdot (r^* - 1),\ r^* = \arg\max_{r=1,R} D(\theta_r), \quad (7)$$

где набор азимутальных углов, в котором осуществляется оценка азимутального положения $\hat{\theta}$, формируется выражением $\theta_r = \Delta\theta \cdot (r-1)$, $r=\overline{1,R}$, $\Delta\theta$ – шаг по азимутальному углу в градусах, $R = \dfrac{360}{\Delta\theta}$ – количество шагов.

Если значение $\Delta\theta$ не удовлетворяет требованиям по точности оценки углового положения ИИ, то выполняется интерполяции функции ПР в области максимума [26].

Конкретизируем условия примера для численной оценки угловых координат ИИ гидроакустического сигнала на плоскости. Пусть АС представляет собой линейную эквидистантную антенную решетку (ЛЭАР), состоящую из N =16 АЭ. Расстояние между соседними АЭ в ЛЭАР d = 2,5 м. Расположение элементов ЛЭАР

$$\begin{cases} B_n^1 = (n-8{,}5)\cdot d, \\ B_n^2 = 0, \\ B_n^3 = 398, \\ n=\overline{1,N}. \end{cases}$$

Действительная угловая координата ИИ в плоскости OB^1B^2 $\theta_Д = 53°$. Предполагается, что ИИ относительно АС расположен в дальней зоне. Размерность входной выборки для каждого измеряемого параметра L=8000 отчетов. Время дискретизации при измерении параметров поля $t^{(Д)} = 1/24000c$. В качестве шумов были выбраны динамические шумы моря. Отношение мощности сигнала к мощности шума ОСШ=1 на

входе детектора акустического давления в полосе частот Δf . Частотные параметры ИИ $f_{\min}^{(И)}$=200 Гц, $f_{\max}^{(И)}$=320 Гц, Δf =3 Гц, $f_{ц}^{(П)}$=0 Гц, H'=40. Параметры канала распространения:

– однородный океан с однородным жидким дном;
– глубина океана H_w = 400 м;
– параметры дна: скорость звука c_b =1660 м/с, плотность ρ_b =1430 кг/м^3;
– профиль скорости звука постоянен и равен c =1500 м/с;
– плотность воды равна ρ =1000 кг/м^3;
– четырехлучевая модель распространения.

Количество азимутальных углов сканирования R=360 с шагом $\Delta\theta$ =1.

Тогда пеленгационный рельеф и полученная оценка азимутального пеленга (выражение (6-7)) показаны на рис.3 желтым цветом.

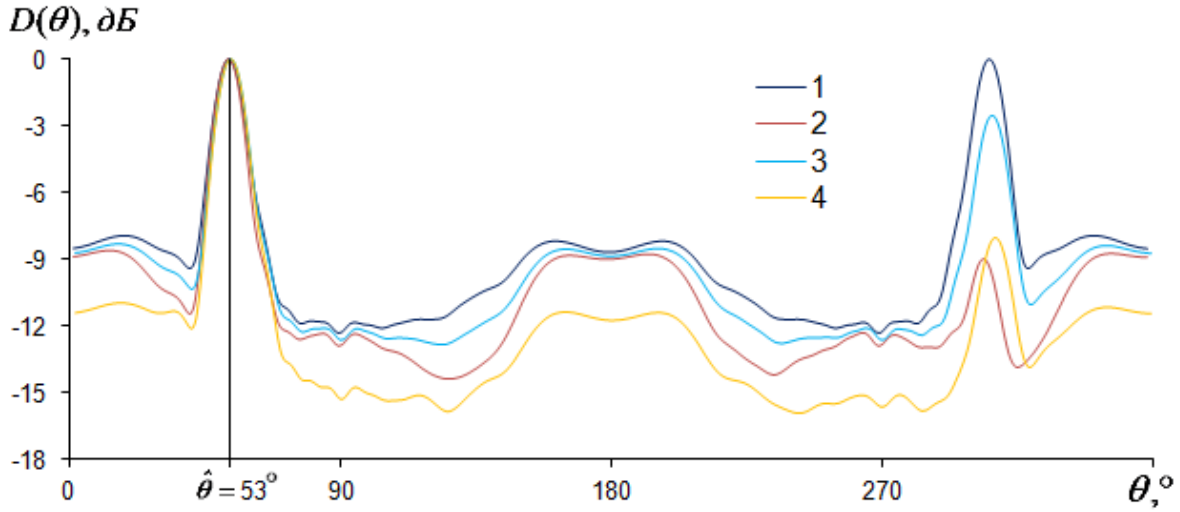


Рис.3. Пеленгационные рельефы:
1 – алгоритм обработки сигналов, поступивших только от детекторов акустического давления, 2 – алгоритм обработки сигналов, поступивших только от детекторов колебательной скорости, 3 – алгоритм независимой обработки сигналов, поступивших от детекторов акустического давления и детекторов колебательной скорости, 4 – алгоритм совместной обработки сигналов, поступивших от детекторов акустического давления и детекторов колебательной скорости.

Сравним полученный результат применения предлагаемого подхода со следующими возможными вариантами обработки:

1) сигналов, поступивших только от детекторов акустического давления;
2) сигналов, поступивших только от детекторов колебательной скорости;
3) сигналов, поступивших от детекторов акустического давления и детекторов колебательной скорости, выполненной независимо.

Выражения, формирующие ПР и оценку азимутального пеленга при обработке сигналов для сравниваемых подходов, соответственно, принимают вид:

$$D_1(\theta_r)=\frac{1}{H'}\sum_{h'=1}^{H'}\frac{\left|\sum_{m=1}^{1}\sum_{n=1}^{N} z_{nmh'}\cdot\tilde{z}_{nmh'}(\theta_r, f_{h'}^{(И)})\right|}{\left(\sum_{m=1}^{1}\sum_{n=1}^{N}\left|z_{nmh'}\right|^2\right)^{1/2}\cdot\left(\sum_{m=1}^{1}\sum_{n=1}^{N}\left|\tilde{z}_{nmh'}(\theta_r, f_{h'}^{(И)})\right|^2\right)^{1/2}},\ r=\overline{1,R}, \qquad (8)$$

$$\hat{\theta}_1 = \Delta\theta \cdot (r^* - 1),\ r^* = \arg\max_{r=1,R} D_1(\theta_r). \quad (9)$$

$$D_2(\theta_r) = \frac{1}{H'} \sum_{h'=1}^{H'} \frac{\left| \sum_{m=2}^{M} \sum_{n=1}^{N} z_{nmh'} \cdot \tilde{z}_{nmh'}(\theta_r, f_{h'}^{(II)}) \right|}{\left(\sum_{m=2}^{M} \sum_{n=1}^{N} |z_{nmh'}|^2 \right)^{1/2} \cdot \left(\sum_{m=2}^{M} \sum_{n=1}^{N} |\tilde{z}_{nmh'}(\theta_r, f_{h'}^{(II)})|^2 \right)^{1/2}},\ r = \overline{1,R}, \quad (10)$$

$$\hat{\theta}_2 = \Delta\theta \cdot (r^* - 1),\ r^* = \arg\max_{r=1,R} D_1(\theta_r). \quad (11)$$

$$D_3(\theta_r) = \frac{D_1(\theta_r) + D_2(\theta_r)}{2},\ r = \overline{1,R}, \quad (12)$$

$$\hat{\theta}_3 = \Delta\theta \cdot (r^* - 1),\ r^* = \arg\max_{r=1,R} D_3(\theta_r). \quad (13)$$

Пеленгационные рельефы показаны на рис.3: по выражению (8) – черным цветом, по выражение (10) – красным цветом; по выражению (12) – синим цветом.

По виду сформированных ПР можно сделать вывод, что средний уровень бокового фона наименьший (не менее, чем на 2 дБ) для подхода реализующего совместную обработку сигналов поступающих в детекторов акустического давления и колебательной скорости.

Отметим, что в теории гидроакустики предполагается, исходя из известных представлений [5-8], что дисперсии нормированных измерений давления и колебательной скорости равны. В связи с чем, весовые коэффициенты α принимаются равными, что ограничивает применение описанных алгоритмов только случаем применения измерителей, имеющих равную приведенную (нормированную) точность. Разработанный алгоритм позволяет расширить область применения известных подходов в гидроакустике, появляется возможность реализовать комплексирование результатов измерений с различной приведенной (нормированной) точностью.

Выводы: разработанный обобщенный алгоритм оценки угловых координат источника излучения сигналов различной физической природы, основанного на использовании весовых, нормирующих и калибровочных коэффициентов при выполнении корреляционной свертки векторного входного сигнала, поступившего с детекторов различной природы, с опорным пространственным сигналом, позволяет построить обобщенную модель функционирования векторного многоканального корреляционного измерителя углового положения объекта – источника излучений сигналов различной физической природы.

Литература

1. Патент РФ № 2419106. МПК G01S 13/46. Способ и устройство определения координат источника радиоизлучения / Иванов Ю.В., Наумов А.С., Саяпин В.Н., Смирнов П.Л., Соломатин А.И., Терентьев А.В., Царик О.В., Шепилов А.М. Опубл. 20.05.2011. Бюл.№14.

2. Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А. Радиомониторинг – задачи, методы, средства. М.: Горячая линия-Телеком. 2010. 624 с.

3. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003. – 200 с.

4. ГОСТ Р 56159-2014. Решетки антенные приемные с цифровой обработкой сигналов и их характеристики. Основные параметры. Технические требования. М.: Стандартинформ. 2015. 7 с.

5. Гордиенко В.А. Векторно-фазовые методы в акустике. М.: Физматлит, 2006. 560 с.

6. Аверьянов А.В., Глебова Г.М., Кузнецов Г.Н. Экспериментальное исследование характеристик направленности векторно-скалярной антенны // Акустический журнал. 2011. 57, №5. С. 681–694.

7. Аверьянов А.В., Глебова Г.М., Шимко О.Е. Анализ точности определения параметров источника векторно-скалярными антеннами [Электронный ресурс] // Инженерный вестник Дона. 2011. №2. С. 6.
URL: http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n2y2011/430 (дата обращения 03.03.2017).

8. Аверьянов А.В., Глебова Г.М., Муратова Г.В. Анализ алгоритма обнаружения шумящего источника с использованием векторно-скалярной приемной системы // Математическое моделирование. 2012. Т. 24. №9, С. 22-34.

9. Аверьянов А.В., Глебова Г.М. Определение координат движущегося объекта сосредоточенной сейсмической системой наблюдения // Автометрия. 2014. Т. 50. №4, С.67-73.

10. Алексеев В.А., Демкин В.П. Пеленгование цели векторно-фазовым сейсмоприемником // Георазрез. 2012. 12, № 4. С. 7.

11. Ko C. C., Zhang J., Nehorai A. Separation and Tracking of Multiple Broadband Sources with One Electromagnetic Vector Sensor // Trans. IEEE. July 2002. V. AES-38. P. 1109-1116.

12. Nehorai, A., Paldi, E. Vector-sensor array processing for electromagnetic source localization // IEEE Transactions on Signal Processing, 42 (1994). P. 376—398.

13. Габриэльян Д. Д., Звездина М. Ю., Черных С. А. Пространственная селекция сигналов произвольной поляризации // Журнал радиоэлектроники. 2001. №7.
URL: http://jre.cplire.ru/alt/aug01/3/text.html (дата обращения 03.03.2017).

14. Пяткин А. К., Янакова Е.С. Комплексный мультиспектральный подход к обнаружению наземных, надводных и воздушных целей // Радиопромышленность. 2016. № 3. С. 28-34.

15. Patent CN102830394. Weak target detection method based on multispectral accumulation, filing date 17.07.2012; publication date 19.12.2012. 3 p.

16. Мироненко, М.В. Нелинейная просветная гидроакустика в создании радиогидроакустической системы освещения атмосферы океана и земной коры, мониторинга их полей различной физической природы / М.В.Мироненко, Л.Э.Карачун, А.М.Василенко, Е.А.Тихончук // Датчики и системы. 2016. №8-9. С.3-8.

17. Джангирян Р.Г. Переходное излучение и рассеяние волн от движущихся источников различной природы / Автореферат диссертации на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук по специальности 01.04.02. Ташкент, 1983. – 18 с.

18. ГОСТ 18353-79. Контроль неразрушающий. Классификация видов и методов. М.: Госстандарт. 1979. 17 с.

19. Браславский Д.А., Петров В.В. Точность измерительных устройств. М.: Машиностроение, 1976. 312 с.

20. ГОСТ 20058-80. Динамика летательных аппаратов в атмосфере. Термины, определения и обозначения. М.: Госстандарт. 1980. 53 с.

21. Глебова Г.М., Кузнецов Г.Н., Шимко О.Е., Векторно-скалярные шумовые поля, образованные взволнованной морской поверхностью // Акустический журнал. 2013. Т. 59. № 4. С. 508-519.

22. Строцев А.А., Колесников С.С., Сухенький И.А. Методика калибровки мобильного пеленгатора – многоканального корреляционного интерферометра с

применением GNSS-приемников // Труды XX международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2014), С. 1407-1418.

23. Патент РФ № 2573819, МПК G01S 7/04. Способ калибровки мобильного пеленгатора-корреляционного интерферометра с применением навигационной аппаратуры потребителя глобальной навигационной спутниковой системы / Колесников С.С., Строцев А.А., Сухенький И.А. Опубл. 27.01.2016 Бюл. № 3.

24. Патент РФ № 2603356, МПК G01S 5/04, 3/10. Способ пеленгования источника радиоизлучения / Аверьянов А.В., Емельянов Р.В., Строцев А.А. Опубл. 27.11.2016 Бюл. № 33.

25. Аверьянов А.В., Строцев А.А. Методика оценки азимутальных пеленгов источников радиосигналов на основе корреляции пространственных спектров одномоментных когерентных отсчётов комплексных амплитуд на выходах широкополосных пеленгационных каналов // Труды XXI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2015), С. 1521-1531.

26. Аверьянов А. В., Ломанцова Ю. А., Строцев А. А., Сухенький И. А. Двухэтапный алгоритм работы многоканального корреляционно-интерферометрического пеленгатора // Общие вопросы радиоэлектроники. 2016. №1. С.35–49.

Сведения об авторах

Аверьянов А.В., 1985 г.р., Южный федеральный университет – 2009 г, оптимальные и адаптивные методы обработки сигналов, Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» (ФГУП «РНИИРС») Федеральный научно-производственный центр, sceavola@yandex.ru.

Строцев А.А., 1965 г.р., Ростовское высшее военное училище ракетных войск – 1988 г, многопозиционные комплексные измерительно-поисковые системы, 1993 г. – к.т.н., 2008 г. – д.т.н., Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» (ФГУП «РНИИРС») Федеральный научно-производственный центр, aastrocev@gmail.com.

ПРОГРАММНО-АЛГОРИТМИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ОБЗОРНОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА

Г.В. Бабин, А.А. Градовцев, П.А. Новиков

Аннотация: Компания «АстроСофт» выполняет разработку программно-алгоритмического обеспечения обработки радиолокационной информации для обзора надводной обстановки. С целью отладки программно-алгоритмического обеспечения используются записи реальных радиолокационных сигналов, а также разработанные компьютерные модели фоноцелевой обстановки (морской поверхности). Предложен ряд решений, позволяющих повысить устойчивость траекторного сопровождения, проводится оптимизация с целью снижения требований к вычислительным ресурсам.

SURVEILLANCE RADAR COMPLEX ALGORITHMIC SOFTWARE

G.V. Babin, A.A. Gradovtsev, P.A. Novikov

Abstract: AstroSoft company is conducting investigations on radar data processing algorithmic software, intended for sea surface radar scan. Real radar data are used, as well as self-developed target environment (i.e., sea surface) computer models, for testing purposes to acknowledge the algorithmic software functional capabilities. Technical solutions are proposed to increase reliability of object tracking. Optimizations are made to reduce computing power requirements.

Введение

Компания «АстроСофт» проводит работы по созданию программно-алгоритмического обеспечения (ПАО) обзора надводной обстановки, функционирующего в составе программного обеспечения (ПО) обзорного радиолокационного комплекса (РЛК). Назначением ПАО является автоматическое обнаружение и трассовое сопровождение объектов.

Особенностями решаемой задачи являются:

- необходимость работы в реальной фоноцелевой обстановке с учетом возникающих радиолокационных эффектов (отражения от подстилающей поверхности и метеообразований, сверхрефракция);
- необходимость обнаружения и сопровождения объектов с относительно малыми скоростями движения на фоне естественных помех;
- возможность размещения РЛК на движущемся носителе;
- ограниченные доступные вычислительные ресурсы.

Алгоритмическое обеспечение

Ранее специалистами компании был создан экспериментальный прототип ПАО, который отлаживался путем имитационного моделирования с использованием модели морской поверхности (описана далее), а также в ходе проверки на реальных записях радиолокационных сигналов [1]. По результатам отработки было принято решение об оптимизации ПАО путем разработки ряда алгоритмов, специфичных для задачи обзора надводной обстановки:

- алгоритм «KL» на основе применения информационной меры Кульбака – Лейблера для борьбы с пассивными пространственно-распределенными помехами;
- алгоритм определения пространственного строба возможного расположения объектов с учетом доплеровского смещения сигнала;

- алгоритм интерполяции радиолокационной картины по азимуту;
- алгоритм учёта влияния движения носителя на доплеровское смещение сигнала;
- алгоритм «сопровождения» точек береговой линии на морской поверхности, выполняющий отделение отражений от береговой линии от подвижных объектов.

Алгоритм «KL» для борьбы с пассивными пространственно-распределенными помехами

Условия функционирования ПАО определяют необходимость борьбы с естественными помехами: отражениями от подстилающей поверхности, метеообразований и атмосферных неоднородностей. Задача дополнительно усложняется тем, что интенсивность сигнала, отраженного от источников естественных помех, может быть сравнима или превышать соответствующую характеристику отражения от обнаруживаемых объектов. Характер помех от морской поверхности, зависящих от множества факторов, таких как: направление и скорость ветра, близость береговой линии, время суток, наличие течений, химический состав воды и др. — и определяющих нестационарность их амплитудно-частотных характеристик, потребовал разработки специального алгоритма фильтрации помех.

В [2] описан адаптивный алгоритм «KL», основанный на сравнении истинного и предполагаемого распределений измеряемых амплитуд сигналов с использованием информационного расстояния Кульбака-Лейблера. Проверка алгоритма «KL» с подтверждением эффективности его функционирования проводилась на моделях морской поверхности, а также на записях радиолокационных сигналов. На рисунке 1 показан результат работы алгоритма, демонстрирующий способность алгоритма выделять амплитуды, относящиеся к обнаруживаемым целям, и эффективно отфильтровывать пассивные помехи от морской поверхности.

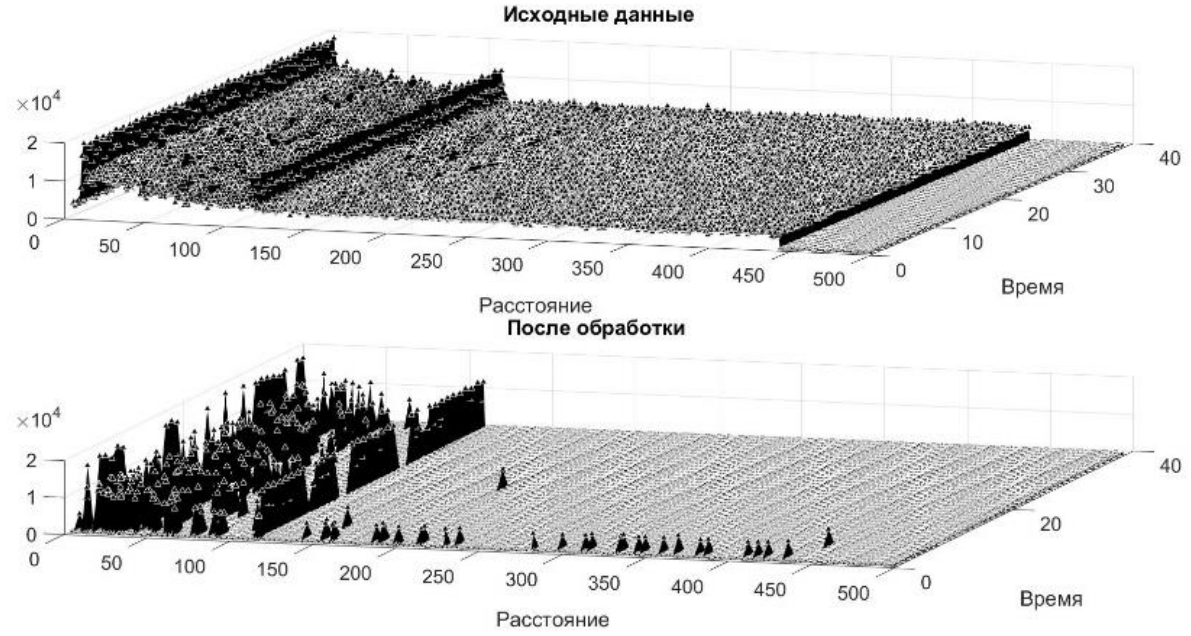


Рисунок 1 — Реальные записи радиолокационных сигналов: до обработки (вверху) и после обработки (внизу)

Определение пространственного строба с учетом доплеровского смещения сигнала

Следует отметить, что даже при качественной фильтрации естественных помех, высокий их уровень значительно повышает вычислительную нагрузку на блок вторичной обработки РЛК, а также приводит к увеличению количества ложных траекторий. В разработанном алгоритме траекторного сопровождения используется критерий завязки траекторий, заключающийся в условии «не менее M отметок на N обзорах» (параметры M, N — варьируемые). Как показал эксперимент, такой критерий либо приводит к чрезмерному увеличению количества обзоров (т.е. времени завязки траекторий), либо не обеспечивает приемлемого количества завязываемых ложных траекторий. Поэтому было принято решение при построении пространственного строба возможного расположения отражений цели воспользоваться данными о доплеровском смещении сигналов целей. При таком подходе критерием завязки траектории дополнительно будет соответствие измеренной доплеровской скорости отражений и расчетной радиальной скорости перемещения отметки. Это позволит уменьшить количество отметок, которые могут быть ошибочно приняты за сигнал от цели, что приведет и к уменьшению количества ложных траекторий.

Интерполяция радиолокационной картины по азимуту

Интерполяция сигнала по азимуту осуществляется с целью увеличения разрешения изображения на экране оператора при имеющейся широкой диаграмме направленности антенны, без уменьшения шага сканирования, которое привело бы к увеличению периода обзора. Интерполяция выполняется с использованием классических методов кубической сплайн-интерполяции с обеспечением непрерывности интерполированной функции и ее первой производной во всем интервале интерполяции.

На рисунке 2 показан пример интерполяции функции *A(i)* функцией *f(x)*, имеющей число точек дискретизации *x* в 4 раза больше, чем *i*. При этом обеспечивается непрерывность функции *f(x)* и ее первой производной.

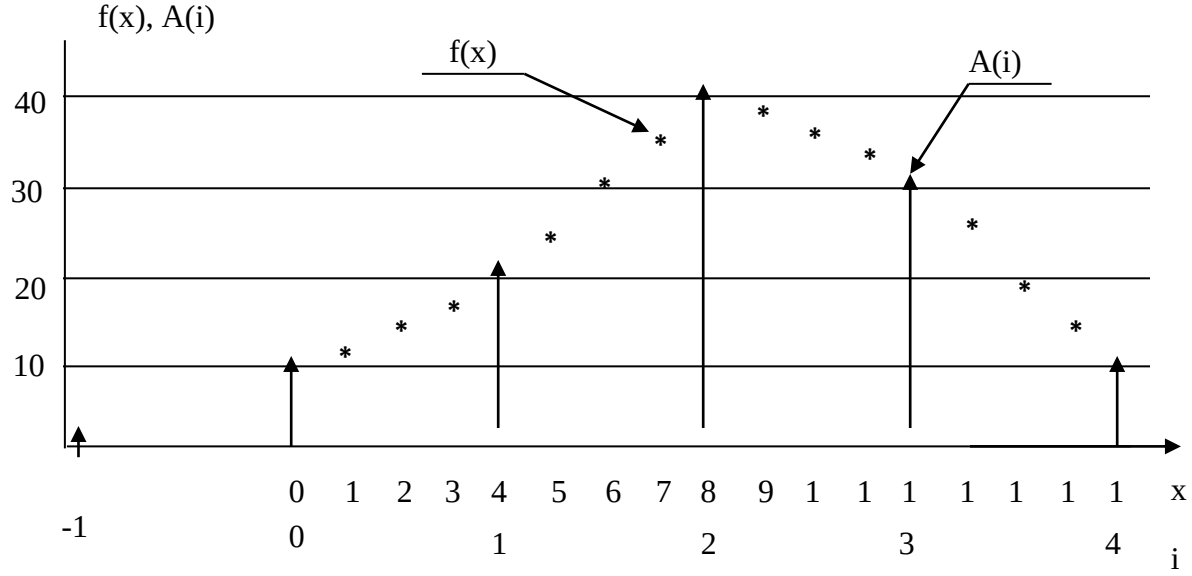


Рисунок 2 — Пример интерполяции функции

Выделение отражений от береговой линии

Основной идеей, используемой при выделении берега (береговой черты) на морской поверхности, является обнаружение и сопровождение элементов карты помех (берега) в абсолютных координатах. Для этого каждая вновь обнаруженная отметка (в

предположении гипотезы о нулевом векторе скорости) берется на сопровождение. Если отметка при фиксированной нулевой скорости срывается с сопровождения, то делается вывод о том, что это не берег, а отражение от морской поверхности или подвижная цель.

При реализации алгоритма выделения берега основным признаком принадлежности отраженного сигнала к отражениям от берега является малая доплеровская скорость, большая интенсивность отражений и малая флуктуация сигнала. Следовательно, каждый элемент разрешения характеризуется средней эффективной площадью рассеяния (ЭПР) и флуктуацией во время наблюдения.

Временем наблюдения является временной интервал от первой амплитуды, не равной нулю (превысившей порог) до последней измеренной амплитуды, не равной нулю. Последняя амплитуда, не равная нулю, определяется по серии пропусков (не превышений порога) длиной N_{off}. Во время нахождения объекта за краями временного интервала наблюдения его статистические характеристики не меняются. Поэтому окончательное решение по элементу разрешения можно принять только спустя N_{off} обзоров, когда стало понятно, что время наблюдений закончилась.

До момента принятия окончательного решения, при пропадании отметок существует две гипотезы: наблюдение не закончилось и параметры корректируется или наблюдение закончилось и параметры сохраняются. Получается, что требуется хранить почти всегда два набора параметров, а также значение текущих пропусков и длину наблюдения для корректного вычисления статистик.

Отметки, которые по измеренной скорости и характеру флуктуации признаны берегом, не стираются с экрана, даже если их обнаружение прекратилось.

Описанный алгоритм формирует текущее положение берега. Одновременно он используется для сокращения объема данных, поступающих на вход вторичной обработки, для снижения вычислительной нагрузки. Это достигается за счет того, что входной поток первичных отметок, отождествленных с берегом, исключается из дальнейшего рассмотрения при построении траекторий целей.

Учет эффекта сверхрефракции

При возникновении сверхрефракции (эффект сверхдальнего распространения волн в волноводе, образованном стенками атмосферы и морской подстилающей поверхности) отраженный импульс, излученный на предыдущем периоде, принимается на текущем периоде сигнала. Поскольку импульсы ничем не отличаются друг от друга, это приводит к возникновению ложных отметок целей.

Для устранения неоднозначности по дистанции из-за эффекта сверхрефракции выбран метод использования сигналов с изменением закона формирования (модуляции) импульсов. При этом зондирующие импульсы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) имеют межимпульсную модуляцию фаз внутри пачки по случайному закону с равномерным распределением в пределах от 0 до 360°.

Модуляция фазы не повторяется в разных пачках импульсов. В течение каждого импульса изменение фазы φ_j постоянно вводится в каждый i-ый отсчёт зондирующего импульса, поступающего из синхронизатора на цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), и j-тый отсчёт эталонного импульса, поступающего на цифровой гетеродин.

Проверка работоспособности ПАО

Разработка моделей морской поверхности

С целью проверки работоспособности алгоритмов специалистами компании «АстроСофт» разрабатываются компьютерные модели фоноцелевой обстановки (морской поверхности), обеспечивающие следующие возможности:

- произвольные размеры морской поверхности;
- произвольные уровни волнения моря;
- различная гидрометеорологическая обстановка (метеообразования с заданной интенсивностью);
- береговая линия произвольной формы с заданными ЭПР точек радиолокационного изображения;
- учёт доплеровского сдвига частоты отраженного сигнала РЛК, возникающего при движении волн;
- учет движения носителя за счет соответствующего «движения» сцены;
- синтезированные цели, движущиеся по заданному закону.

При моделировании используется частотный спектр Пирсона-Московитца для полностью развитого волнения (один из наиболее известных). Взволнованная поверхность представляется в виде суммы большого числа простых волн. При этом каждая простая волна описывается как плоская синусоидальная волна, характеризующаяся собственными параметрами (направлением, длиной, высотой, периодом).

На рисунке 3 показана трехмерная компьютерная модель, построенная на основе полученной математической модели взволнованной морской поверхности, соответствующей разным уровням волнения.

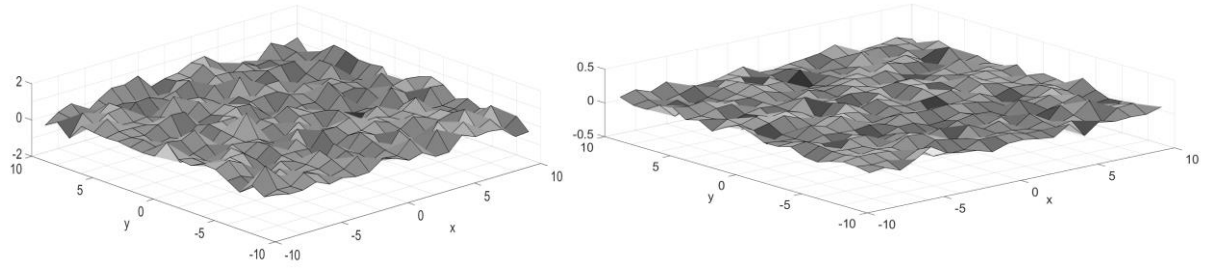


Рисунок 3 — Трехмерная модель взволнованной морской поверхности

Испытания ПАО

Проверка работоспособности алгоритмов в составе ПАО осуществлялась на записях реальных радиолокационных сигналов, а также на описанных выше моделях фоноцелевой обстановки с использованием разработанного в компании «АстроСофт» имитатора пультового ПО (индикатора кругового обзора). На рисунке 4 проиллюстрирован фрагмент траекторного сопровождения цели с одновременным выделением береговой линии по записанной радиолокационной информации, полученной с РЛК, находившегося в таллинском порту. Отображаются исходная радиолокационная информация (в виде «яркостной картинки»), точки, полученные после экстрактора — «засечки», — которые анализируются с целью принятия решения об отнесении их к целям, стрелками показаны траектории, построенные для движущихся целей. Точки, соответствующие береговой линии, выделены светло-серым цветом.

Фрагмент отработки ПАО на модели морской поверхности показан на рисунке 5. На изображении видны элементы яркостной картинки, соответствующие волнам, стрелка, показывающая траекторию движения синтезированной цели, а также таблицу в правой части имитатора пультового ПО, содержащую рассчитанные параметры цели.

Заключение

В статье проиллюстрирован процесс разработки компанией «АстроСофт» ПАО обработки радиолокационной информации для обзора надводной обстановки. В ходе разработки ПАО предложен ряд технических решений, позволяющих повысить надежность выделения отметок от целей на фоне естественных помех и устойчивость траекторного сопровождения целей. Проводится оптимизация скорости работы ПАО с

учетом имеющихся вычислительных ресурсов. Проведенные проверки и испытания ПАО на записях реальных радиолокационных сигналов, а также на разработанных компанией компьютерных моделях фоноцелевой обстановки показали работоспособность ПАО.

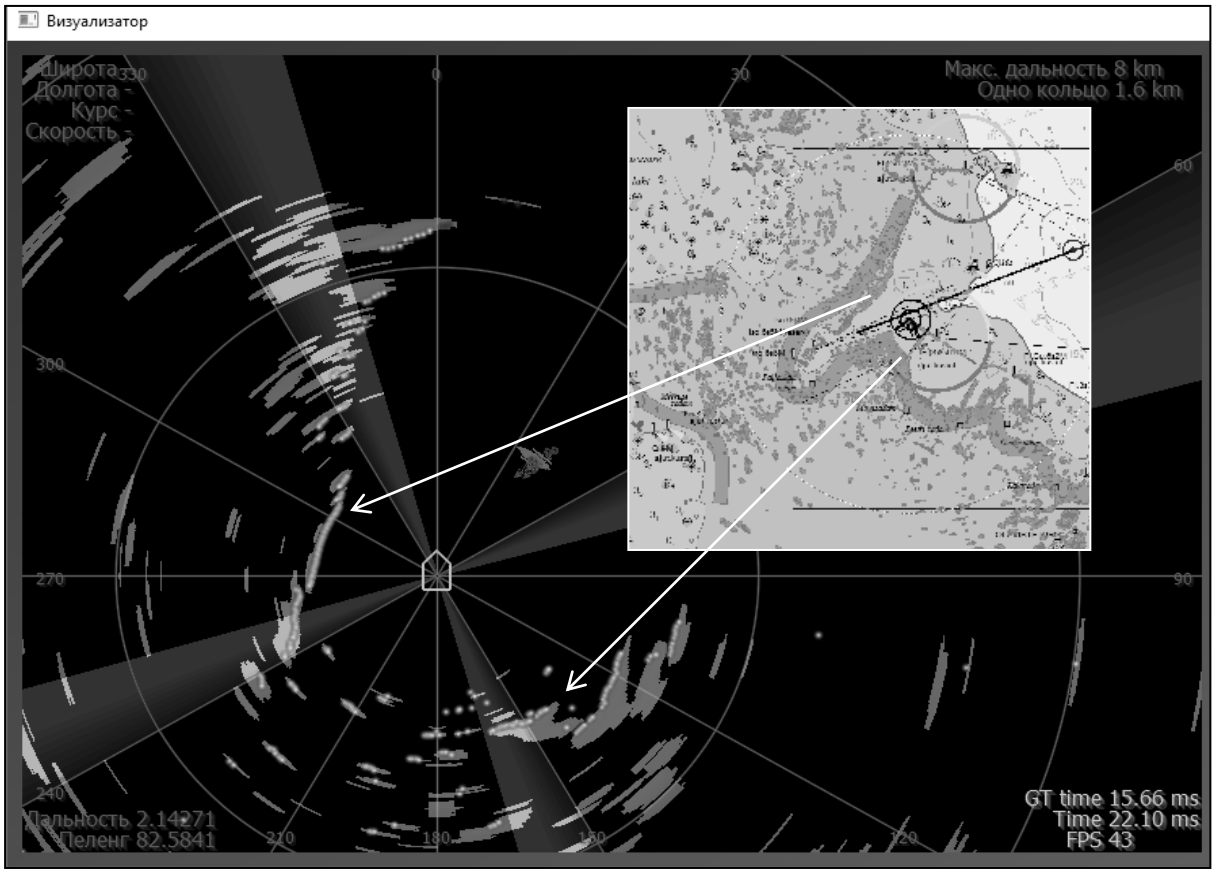


Рисунок 4 — Испытания ПАО (таллинский порт)

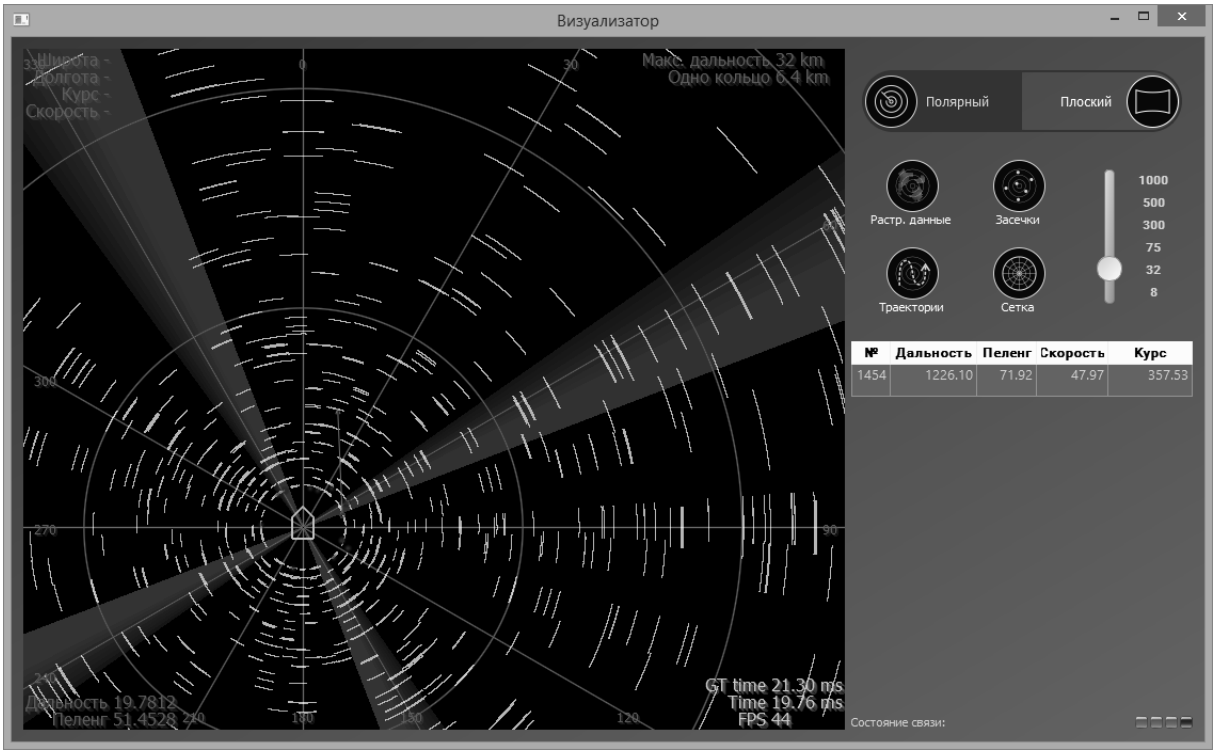


Рисунок 5 — Испытания ПАО (модель морской поверхности)

Литература

1. Бабин Г.В., Градовцев А.А., Сидоров И.С., Безуглов А.В., Коновалов А.А. Программно-алгоритмическое обеспечение обработки и имитации радиолокационной информации для отечественных радиолокационных комплексов // Успехи современной радиоэлектроники. М.: Изд-во «Радиотехника», 2016. № 11. С. 184-188. ISSN: 2070-0784.

2. Бабин Г.В., Сидоров И.С., Шабаев И.В. Использование дивергенции Кульбака-Лейблера в обработке импульсных сигналов от РЛС морского базирования // Сборник трудов X всероссийской научно-технической конференция «Радиолокация и радиосвязь». Москва, 21-23 ноября 2016 г. С. 322-327.

Сведения об авторах

Бабин Герман Владимирович, 1991 г.р. Название вуза: Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ» (год окончания 2013). Направления научных исследований: статистические методы обработки информации, распознавание образов. Год защиты диссертации кандидата технических наук: 2015. Место работы: компания «АстроСофт», электронный адрес: German.Babin@astrosoft.ru.

Градовцев Алексей Андреевич, 1979 г.р. Балтийский государственный технический университет «Военмех» им. Д.Ф. Устинова (год окончания 2002). Направления научных исследований: радиолокационные системы, системный анализ, робототехника. Год защиты диссертации кандидата технических наук: 2006. Место работы: компания «АстроСофт», электронный адрес: Alexey.Gradovtsev@astrosoft.ru.

Новиков Павел Алексеевич, 1983 г.р. Балтийский государственный технический университет «Военмех» им. Д.Ф. Устинова (год окончания 2005). Направления научных исследований: радиолокация, цифровая обработка сигналов. Место работы: компания «АстроСофт», электронный адрес: Pavel.Novikov@astrosoft.ru.

ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССОВ ОТКАЗОВ УСТРОЙСТВ ХРАНЕНИЯ В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СИСТЕМАХ ХРАНЕНИЯ ДАННЫХ

Климов Р.В., Соловьева М.С.

В данной работе рассматриваются некоторые особенности, которые должны учитываться в процессе моделирования работы распределенных систем хранения данных, для которых характерно наличие большого числа устройств хранения. Авторами рассматривается влияние различных ошибок на возможность восстановления данных, размещенных в распределенной системе хранения данных.

FEATURES OF MODELLING OF PROCESSES OF STORAGE DEVICE FAILURES IN DISTRIBUTED STORAGE SYSTEMS

R.V. Klimov, M.S. Solovyeva.

This paper discusses some of the features which should be considered in the process modeling of distributed storage systems, which are characterized by the presence of a large number of storage devices. The authors consider the influence of various errors on the ability to restore data placed in the distributed storage system.

В ходе долгосрочного хранения пользовательских и служебных данных, независимо от природы их происхождения, они размещаются в памяти постоянных запоминающих устройств (накопители на жестких магнитных дисках, твердотельные накопители, магнитно-ленточные библиотеки). Подобные устройства отличаются друг от друга как надежностью и отказоустойчивостью, так и параметрами скорости записи/чтения данных.

Наибольшей надежностью обладают устройства, построенные на базе магнитных лент. Кроме того они отличаются дешевизной относительно других технологий и позволяют хранить большие массивы данных. Недостатком подобных систем является низкая скорость поиска данных внутри системы по причине применяемого в них последовательного способа доступа к данным. В связи с вышеперечисленными свойствами подобные устройства применяются для хранения периодически создаваемых резервных копий данных, но они не находят распространения для организации постоянно используемых хранилищ.

Вторыми по надежности являются накопители на жестких магнитных дисках (НЖМД), кроме того, они обладают относительно высокой скоростью прямого доступа к данным. В современных системах хранения данных преимущественно используются именно такие устройства.

Устройства на твердотельных накопителях отличаются наибольшей скоростью доступа к данным, однако имеют низкую надежность и малый срок эксплуатации. По причинам наличия данных недостатков, подобные накопители не предлагаются для использования в серверных системах хранения данных.

В настоящее время наблюдается тенденция значительного роста объемов генерируемых данных. По этой причине все большее распространение получают распределенные системы обработки и хранения данных, позволяющие повысить эффективность их анализа и их сохранность.

Концепция работы распределенных систем хранения данных (РСХД) основана на принципе фрагментарного хранения данных, позволяющем обеспечить высокую надежность. Этот принцип заключающийся в возможности разделения любого

исходного массива данных размера M на k независимых частей (фрагментов) размера $\alpha \geq M/k$, с сохранением возможности последующей реконструкции исходного массива из этих частей.

В общем случае процесс фрагментации может быть представлен следующим образом[1]:

- пусть в памяти устройства накопления данных имеется $K >> k$ элементов хранения информации, каждый размером l;

- пусть имеется некоторый исходный массив данных, размера $M = \lceil l \cdot k \rceil$, где $\lceil x \rceil$ - означает наибольшее целое число, больше x.

Функция $\varphi : R \to \{0,1,\ldots,k-1\}$, определяющая номер элемента хранения информации в устройстве накопления данных. Множество кортежей $R_i = \{r \mid r \in R, \varphi(r) = i\}$ называется i-м фрагментом массива M.

Фрагменты массива данных должны удовлетворять трем условиям:

1. Полнота: $R = \bigcup_{i=0}^{k-1} R_i$.
2. Восстановимость: $R = R_1 \parallel R_2 \ldots \parallel R_i$.
3. Непересекаемость: если $d_i \subset R_i$ и $d_j \subset R_j$, то

$$d_i \bigcap d_j = \varnothing .$$

В ходе долгосрочного хранения данных, а так же на этапе их передачи возможно возникновение различных событий, приводящих к изменению первоначальных данных, вплоть до их уничтожения. При эксплуатации устройств хранения могут происходить два типа негативных событий: утрата аутентичности данных и выход из строя накопителя в целом, вызванный поломками его компонентов. Основная классификация ошибок представлена на Рис.1.

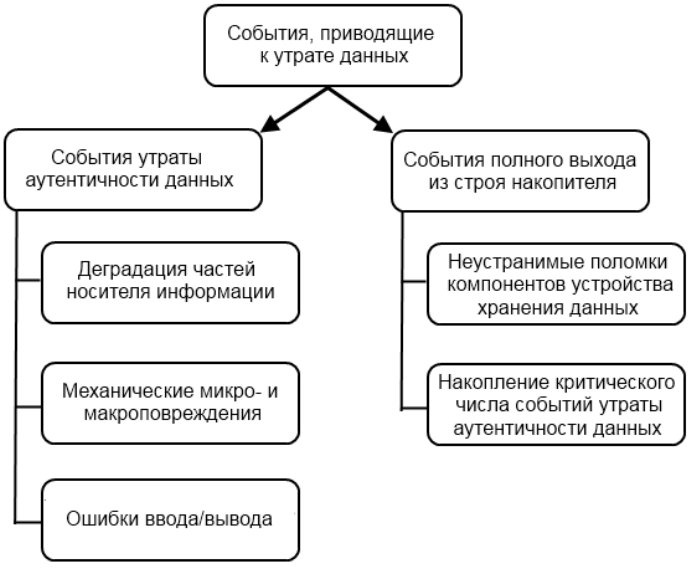


Рис. 1. Классификация ошибок, возникающих в ходе хранения данных

События первой группы классификации могут быть вызваны ошибками ввода/вывода, воздействием мешающих факторов при передаче данных по каналам связи, а так же деградацией отдельных запоминающих элементов устройств хранения данных, что приводит к изменению отдельных символов данных. В зависимости от типа хранимой информации потеря аутентичности может иметь как незначительное

влияние (медиаданные), так и критическое (медицинские данные, котировки ценных бумаг, исследовательские данные) приводящее к значительным потерям.

Важно отметить, что для различных устройств хранения данных, наиболее характерно возникновение определенных ошибок из данной классификации, что связанно с физическими процессами, лежащими в основе этих систем хранения. Например, для оптических систем хранения данных не характерны ошибки, вызванные деградацией носителя данных, по причине его высокой устойчивости, в то же время, для них характерны ошибки, вызванные макроповреждениями рабочей поверхности устройства. Из этого следует что разработка методов организации надежного хранения данных должна учитывать подобные особенности.

События второй группы возникают в случае накопления большого числа событий первой группы, при котором восстановление содержимого фрагмента с использованием только внутреннего кода становится невозможно, или в случае утраты одного или нескольких фрагментов данных, что более характерно при распределенном хранении данных. Глобальность подобных событий заключается в том что первоначальный массив данных может быть восстановлен только из k фрагментов, по причине роста неопределенности при их меньшем числе. Подобные события приводят к утрате всего массива данных.

Защита от ошибок утраты аутентичности данных, обеспечивается путем замены в ходе сохранения данных символов исходного алфавита $GF(q_1) = GF(p^{m1})$ на символы алфавита $GF(q_2) = GF(p^{m2})$, где q_1 и q_2 – мощность исходного и нового алфавитов, p – характеристика поля в котором производится отображение, а $m1$ и $m2$ – натуральные числа, определяющие длину кодового слова, при этом желательно выполнение условия $m2 > m1$. Полученный фрагменты имеют размер $\alpha > M / k$.

Традиционно события первой группы исправляются на уровне отдельных накопителей, однако в случае возникновения ошибок ввода-вывода, возможно возникновение невосстановимых битовых ошибок, не локализуемых на уровне хранилища. Подобные ошибки не фиксируются непосредственно устройством хранения и не вносят изменений в физические носителя данных. Подобные ошибки должны обрабатываться на уровне системы хранения на ряду с ошибками второй группы.

Борьба с ошибками вызванными выходом из строя целых НЖМД, осуществляется путем распределения данных между k независимыми информационными хранилищами $D_1, D_2 ... D_k$. Для восстановления содержимого утраченных хранилищ, наряду с k информационными фрагментами, в систему вводятся $n-k$ проверочных $C_{k+1}, C_{k+2} ... C_{n-k}$, содержащих только избыточные данные, вычисляемые как некоторая, заранее определенная для каждого проверочного фрагмента, функция F, зависящая от выбранного в системе метода кодирования. То есть

$$C_i = F_i(D_1, D_2 ... D_k),$$

где $i = 1,2 ... n-k$ - номер проверочного хранилища.

Таким образом, РСХД полностью базируется на применение множества накопителей на жестких магнитных дисках или иных устройств аналогичного назначения. В связи с этим перед исследователем ставится задача учета изменений, вносимых в модель оценки вероятности отказов.

С точки зрения помехоустойчивого кодирования невосстановимые битовые ошибки могут быть классифицированы как истинные ошибки, и в случае их восстановления на систему накладывается задача как их локализации так и их

исправления. В то же время события второй группы носят форму стираний, и необходимость их локализации отсутствует.

Во многих распределенных системах хранения данных используются коды с максимальным декодируемым расстоянием, однако данная разновидность кодов не всегда является оптимальной в рамках больших и сильно разнесенных географически систем. Это обусловлено значительным ростом трафика внутри системы в условиях восстановления отдельных утраченных узлов. Таким образом, модели надежности распределенных систем должны разрабатываться с учетом возможности использования иных кодовых конструкций и быть универсальными.[2-6]

Из вышесказанного следует, что условием возможности восстановления данных в РХСД использующие любые методы кодирования является, то что число утраченных хранилищ l и хранилищ, содержащих невосстановимые битовые ошибки m находится в следующих пределах:

$$0 < 2l + m \le d_{\min}, \quad (1)$$

где $d_{\min}$ – минимальное кодовое расстояние.

Таким образом, можно сделать вывод, что интенсивность выхода из строя накопителей может быть до двух раз выше, чем интенсивность возникновения битовых ошибок при сопоставимых интенсивностях восстановления хранилищ или исправления ошибок.

В случаях не выполнения условия (1) происходит рост информационной неопределенности, что приводит к невозможности восстановления исходного массива данных.

Техническая документация современных НЖМД содержит сведения о времени средней наработки на отказ τ, из которой может быть вычислена интенсивность отказов $\lambda = 1/\tau$. Вероятность безотказной работы НЖМД в период времени (0, t] может быть вычислена с помощью выражения:

$$P(t) = \exp(-\int_0^t \lambda(t)dt)$$

По причине значительного увеличения объемов, генерируемых и требующих сохранения данных, происходит непрерывный рост числа хранилищ, входящих в РСХД. В случае увеличения числа устройств хранения данных наблюдается рост вероятности утраты одного из них:

$$Q(t) = 1 - P(t)^n,$$

где $Q(t)$ – вероятность утраты устройства хранения данных, n – число устройств в системе.

График зависимости вероятности выхода из строя одного накопителя на жестких дисках в течении 1 года от числа накопителей в массиве представлен на Рис №2.

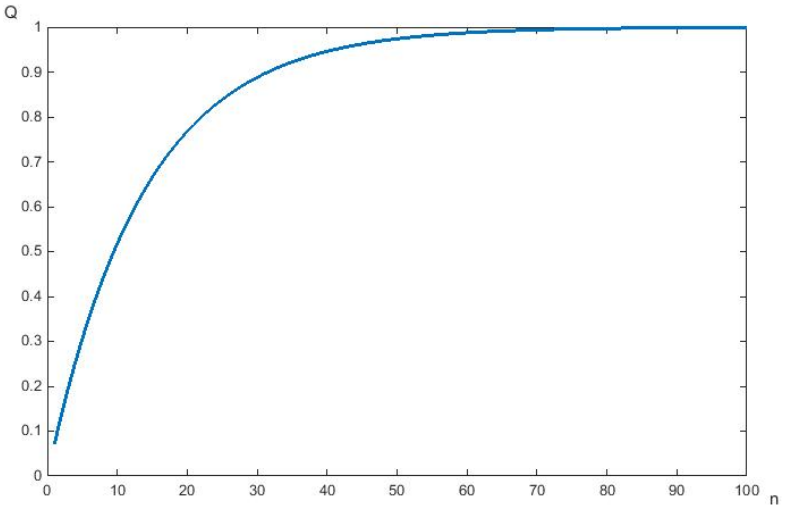


Рис. №2. Зависимость вероятности выхода из строя одного накопителя в течении одного года от числа накопителей в системе.

Для компенсации растущей вероятности утраты устройств хранения данных применяются различные технологии, основанные на объединении устройств в массивы и применения к ним различных технологий помехоустойчивого кодирования. В случае применения подобных мер появляется возможность восстановления данных, содержавшихся в памяти утраченных узлов, и помещения их копии в память вновь прибывших устройств.

Из статистических данных известно, что в системах распределенного хранения данных единовременно используется множество накопителей на жестких магнитных дисках разных объемов и различных производителей. Подобный подход вынуждает применять более сложное решение к расчету вероятности отказа устройств, что вызвано отличиями характеристик надежности, закладываемых производителями. В связи с этим возникает задача формирования кривой вероятности отказов с учетом разнородности имеющегося ассортимента накопителей. В этих условиях интенсивность отказов отдельных накопителей системы состоящей из n НЖМД будет определена как:

$$\lambda' = \sum_{i=1}^{n} \lambda_i$$

Один из подходов к оценке надежности работы РСХД, осуществляется с помощью параметра $T_{нно}$ и может быть описан выражением:

$$T_{ннос} = \frac{(1/\lambda')^2}{n \cdot (\mathrm{d}_{\min} - 1) \cdot \mu}, \qquad (2)$$

где $T_{нно}$ - время средней наработка на отказ, n – общее число хранилищ, μ – интенсивность восстановления хранилищ. Значимой частью выражения (2) является интенсивность восстановления данных, которая зависит как от скорости чтения и записи оставшихся НЖМД, так и от скорости передачи данных в сети между хранилищами, ее топологии и загруженности [8].

Литература

1. Соколинский Л.Б. Паралельныйе системы баз данных: Учебное пособие. М.: Издательство Московского университета, 2013. - 184 с 2. А. А. Гладких, Д.А.
2. Капустин, Р.В. Климов, Адаптивный кодер гиперкода размерности 3D. Патент на изобретение № 2480918. Бюллетень – № 12 – 2013.
3. Dimakis A., Godfrey P., Wu Y., Wainwright M., and Ramchandran K. Network coding for distributed storage systems, Information Theory, IEEE Transactions on, vol. 56, no. 9, pp. 4539–4551, 2010.
4. Rashmi K. V., Nihar B. Shah, Vijay Kumar P. Optimal Exact-Regenerating Codes for Distributed Storage at the MSR and MBR Points via a Product-Matrix Construction, IEEE Transactions on vol. 57, no. 8, pp. 57(8):5227-5239, 2011
5. Гладких А.А., Климов Р.В., Сорокин И.А. Методы снижения внутрисетевой нагрузки в распределенных системах хранения данных, ИКТ, Том 41, № 3, 2015 –С.34-41.
6. Гладких А.А., Климов Р.В., Чилихин Н.Ю. Методы эффективного декодирования избыточных кодов и их современные приложения. Ульяновск: УлГТУ, 2016. – 258 с.
7. Гладких А.А., Чилихин Н.Ю., Наместников С.М., Ганин Д.В. Унификация алгоритмов декодирования избыточных кодов в системе интегрированных информационно-управляющих комплексов // Автоматизация процессов управления. – 2015. – № 1 (39). – С. 13–20.
8. Patterson D. A., Gibson G., and Katz R. H. A Case for Redundant Arrays of Inexpensive Disks (RAID), Proc. of ACM SIGMOD, 1988.

Сведения об авторах

Климов Роман Владимирович – 1990 г.р.
Окончил Ульяновский государственный технический университет (УлГТУ) в 2013 г. В настоящее время преподаватель кафедры"Информационные технологии и системы связи" Нижегородского государственного инженерно-экономического университета
Область научных интересов: мягкое декодирование избыточных кодов
E-mail: chorrus@mail.ru.

Соловьева Мария Сергеевна –1996 г.р.
студентка 3 курса радиотехнического факультета Ульяновский государственный технический университет, по специальности "Инфокоммуникационные технологии и системы связи"
E-mail: solovyova.maria11@gmail.com

ПРИМЕНЕНИЕ ЯРКОСТНОГО ВЫРАВНИВАНИЯ ДЛЯ СРАВНЕНИЯ МИКРОСКОПИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Климов Р.В., Соловьева М.С.

В условиях современных технологий особенно важно создание автоматизированных систем, которые необходимы для оптимизации и повышения эффективности предприятий. В данной статье приведен алгоритм сравнения эталонного и сравниваемого изображения, результатом работы которого является нахождение дефектов в сравниваемом изображении.

USING OF BRIGHTNESS ALIGNMENT FOR COMPARISON MICROSCOPIC IMAGES

R.V. Klimov, M.S. Solovyeva.

In the conditions of modern technologies, it is especially important to create automated systems that are necessary for optimizing and increasing the efficiency of enterprises. In this article, we present an algorithm for comparing a reference and a comparable image, the result of which is to find defects in the compared image.

В настоящее время все большее значение получают автоматизированные системы анализа изображений, в частности в области их сравнения и выявления отличий, и их классификация. Широкое распространение подобные системы получили в геолокации, в спутниковых системах, в медицине и на производствах.

Одним из направлений применения систем сравнения изображений является область верификации изображений изделий производства и поиск дефектов в них. В данной области производится сравнение изделия с эталонным (заведомо не имеющем дефектов) и вычисления степени различия между ними или их фрагментами. В частности подобный подход применяется при верификации печатных плат, в ходе изготовления которых возможно возникновение дефектов разводки и пайки элементов. [1]

При разработке подобных систем необходимо учитывать, что из-за непрерывной миниатюризации процесса изготовления электронных элементов, размещающихся на печатных платах и плотности прокладки токопроводящих дорожек возрастают требования к увеличению разрешающей способности применяемого оборудования съемки и точности сопоставления изображений. Кроме того в современной электронике значительно распространены многослойные печатные платы, фольга проводников в которых имеется как на наружных сторонах платы, так и между их слоями. Таким образом, для проведения полноценной верификации подобных печатных плат на предмет наличия в них дефектов требуются исследования их изображений, полученных с использованием рентгенографии.

Подобный подход накладывает ряд ограничений, связанных с особенностями аппарата формирования подобных изображений. В частности, к таким особенностям относятся:

-образование "тени", отбрасываемой выступающими элементами;

- высокое зашумление изображения;

- отсутствие цветности изображения;

- наличие наложений изображений отдельных проводников;

- неоднородность фрагментов изображения расположенных в разных участках снимка;

- наличие различий контрастности изображений, зависящих от способа их изготовления.

Кроме выше перечисленного нужно отметить, что в некоторых случаях в качестве эталонного изображения могут выступать так же снимки рентгенограмм, что дополнительно усиливает влияние мешающих факторов.

Подобные особенности не позволяют применять некоторые из методов, применяемых при исследовании фотографических изображений, в частности, отсутствует возможность разделения объектов по их характерным цветовым признакам (изображения проводников, элементов) с помощью методов гистограммного анализа, из чего вытекает необходимость исследования всего изображения в целом, а не его отдельных слоев. Из-за этого использование существующих решений не всегда может быть применимо.

В данной работе предлагается алгоритм нахождения дефектов на изображениях рентгенограмм, сравниваемых с эталонным изображением без дефектов. Алгоритм строится на идее выравнивания двух изображений печатных плат, сравниваемого относительно эталонного, с последующим их окрашиванием и совмещением в рамках одного изображения. В результате применения данного алгоритма происходит выделение несовпадающих элементов путем окрашивания их цветом, зависящим от изображения, содержащего эти элементы (например, для эталонного задан зеленый, а для сравниваемого пурпурный).

Результирующее изображение пригодно для последующего экспертного анализа и классификации отдельных выявленных различий.

Сравнение двух изображений можно разделить на 3 этапа:

1. Предподготовка исследуемых изображений;

2. Выравнивание, первичное сравнение и выравнивание двух больших изображений, путем выравнивания их бинаризированных представлений;

3. Фрагментация полученных на первом этапе изображений и их сопоставление, базирующееся на применении аппарата яркостного выравнивание.

На первом этапе производится первичная обработка изображений, заключающаяся в нахождении границ фрагмента фиксирующего исследуемый объект, в случае наличия в области исследования фрагментов иных объектов, перенос требуемого фрагмента с частичным окружением в область для сравнения (отдельную область памяти), заливка всех изображений не относящихся к объекту.

В результате мы получаем два изображения объекта, имеющие отклонения в положении относительно друг друга. Пример подобных изображений представлен на Рис.1

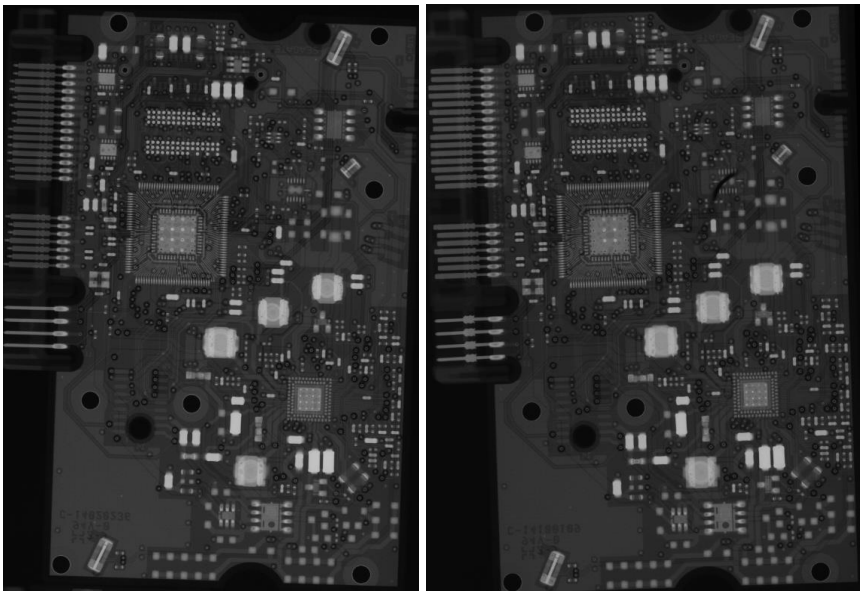


Рис.1. Исходные изображения печатных плат эталона (слева) и сравниваемой(справа).

На втором этапе производится грубое выравнивание изображений эталонного и сравниваемого объектов. Данное выравнивание включает геометрическое выравнивание и первичное совмещение изображений.

Концепция геометрического выравнивания направлена на уменьшение различий в положении исследуемого и эталонного объекта.

Вычисления на втором этапе осуществляются над бинаризованными формами изображений, формируемыми с использованием выражений:

$$Y'_{ij} = \begin{cases} 1, если Y_{ij} > \gamma \\ 0, если Y_{ij} \le \gamma \end{cases},$$

где Y_{ij} - значение яркости пикселя исходного изображения с координатами i и j, Y'_{ij} - значение яркости пикселя отображения с координатами i и j, γ – значение порога оценки.

После получения бинаризированного изображения производится вычисление координат его центра масс и ориентации относительно одной из осей координат.

Для вычисления координат центра масс применяются выражения:

$$x_c = \frac{1}{N} \sum_{p(x,y)\in\Omega} x$$

$$y_c = \frac{1}{N} \sum_{p(x,y)\in\Omega} y$$

,где $p(x, y) \in \Omega$ – множество всех точек входящих в изображение объекта, N - число всех точек входящих в объект.

Затем производится процедура центрирования - центр масс совмещается с центром изображения, путем смещения изображения. Смещение центра изображения достигается путем добавления нулевых строк или столбцов со стороны противоположной той, в которую должен двигаться центр изображения. Далее

вычисляется главная ось вращения, и изображение выравнивается относительно оси вращения OX.

По причине того, что и сравниваемое и эталонное изображения являются центрированными, выравнивание производится только по размеру и по углу поворота.

Ориентация изображения определяется как угол Θ в градусах между максимальной осью инерции и осью X. Для вычисления главной оси вращения производится расчет моментов инерции сечения, соответствующего бинаризированному изображению объекта:

$$\Theta = \begin{cases} \frac{180}{\pi} arctg(\frac{I_y - I_x + C}{2I_{xy}}), \text{при I}_y > I_x \\ \frac{180}{\pi} arctg(\frac{2I_{xy}}{I_y - I_x + C}), \text{при I}_y < I_x \end{cases}$$

,где $I_x = \frac{1}{N} \int\limits_{p(x,y)\in\Omega} x - x_c$, $I_x = \frac{1}{N} \int\limits_{p(x,y)\in\Omega} y - y_c$, $C = \sqrt{(I_x - I_y)^2 + I_{xy}^2}$.

Далее проводится сравнение двух бинаризированных изображений с вычислением коэффициента совпадения:

$$D = \sum_{x=1}^{K_X} \sum_{y=1}^{K_Y} (Y1_{xy} - Y2_{xy})^2 \quad (1)$$

где $Y1_{xy}$ – значение яркости пикселя эталонного изображения с координатами x и y, $Y2_{ij}$ - значение яркости пикселя сравниваемого изображения с координатами x и y, γ – значение порога оценки. [2]

После вычисления разности яркостей производится выравнивание изображений одно относительно другого, путем итерационного смещения сравниваемого изображения относительно эталонного.

Процесс совмещения на данном этапе может быть представлен в форме создания множества копий исходного изображения подвергнутых различным аффинным искажениям (смещение, растяжение, поворот), после чего для каждого из данных копий создается бинаризованное отображение. Для каждого отображения по выражению (1) вычисляется коэффициент совпадения с эталоном. Среди массива коэффициентов совпадения выбирается наименьший, соответствующая копия исходного изображения считается наилучшей, а все остальные отбрасываются. [3]

По причине ограниченности в современных вычислительных машинах объемов памяти, необходимых для сохранения массива преобразованных копий, и значительного размера исследуемых изображений, предлагается применять итерационный процесс совмещения, на каждом этапе которого производится создание только ограниченного числа искаженных копий, зависящего от параметров системы и размеров изображения. В случае если у одного из вновь полученных копий, коэффициент совмещения меньше полученного на предшествующем шаге, предыдущее изображение заменяется на копию и операция повторяется до полной минимизации разностей яркости изображений. В случае наличия разницы размеров объектов, выражаемых невозможностью минимизировать яркость разностей изображений только поворотом и смещением сравниваемого изображения, производится растяжение или сжатие сравниваемого изображения методом бикубической интерполяции. Кроме того,

предлагается использовать ступенчатую градацию приближения, то есть на каждом следующем шаге дальность смещения вычисляется в зависимости от значения коэффициента совпадения.

Подобный подход позволяет снизить нагрузку на вычислительную систему и повысить быстродействие алгоритма по сравнению с решениями с попиксельным смещением, при этом требуемая точность сопоставления достигается на следующем шаге.

В итоге мы получаем два изображения представленные на Рис.2:

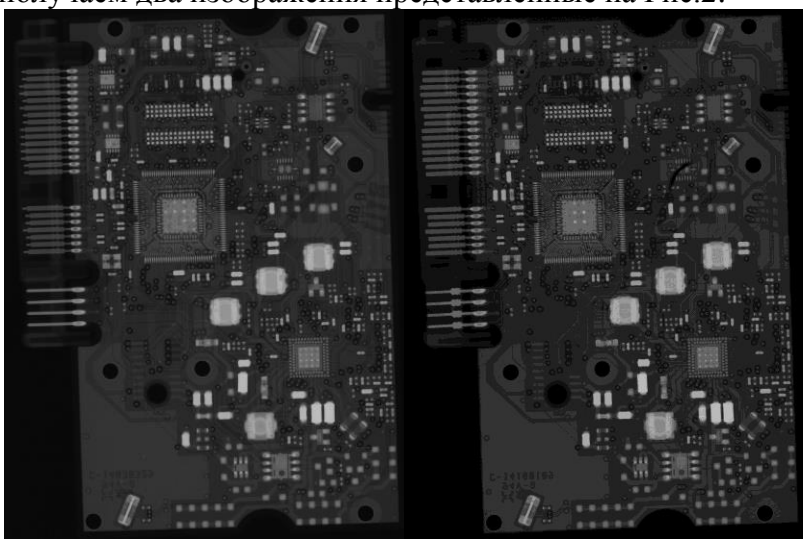
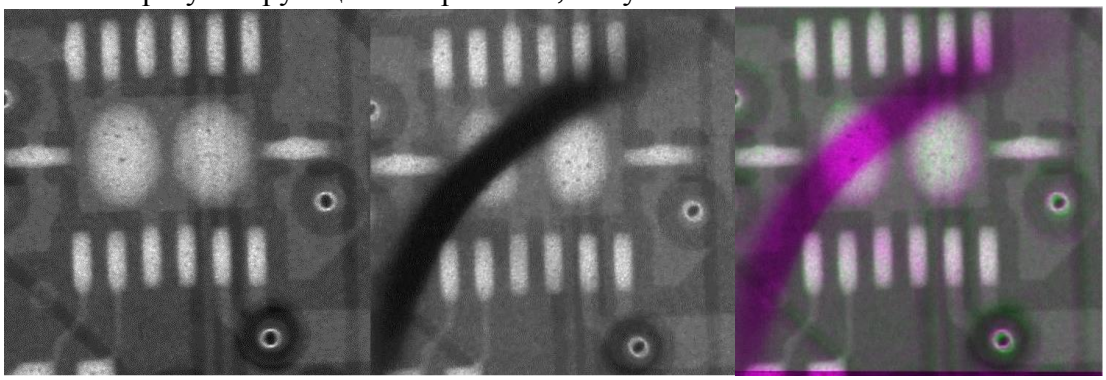


Рис.2. Изображение эталонной и сравниваемой печатной платы после проведения процесса первичного выравнивания.

Яркостное выравнивание крупных изображений дает большую погрешность, что вызвано большим числом элементов изображения и их весовых характеристик. С целью повышения точности на третьем этапе предлагается проводить фрагментацию изображения и отдельный анализ соответствующих фрагментов. Для достижения максимального совпадения изображений предлагается применять механизм яркостного совмещения фрагментов изображений аналогичный применяемому на втором этапе, за исключением того, что вычисление коэффициента совпадения производится относительно самих изображений, а не их бинаризированных отображений.

На рис.3 представлены исходные фрагменты эталонного и исследуемого изображений и результирующее изображение, полученное после сопоставления.



а б

Рис.3. а) Фрагмент эталонного и сравниваемого изображения. б) Результат работы алгоритма

Полученное изображение в результате работы алгоритма может быть подвергнуто оцениванию на совпадение, с использованием различных методов, при этом могут использоваться как жесткие модели оценивания: присутствия и отсутствия дефекта на изображении, так и мягкие модели с градацией соответствия.[4]

Для повышения точности и наглядности можно брать любое количество оценок, все зависит от разработчика и задачи. Также необходимо заметить, что при слишком большом количестве оценок повышаются затраты на время обработки и нагрузку системы в целом.

Вывод

В данной работе представлен алгоритм верификации изображений рентгенограмм печатных плат, базирующийся на геометрическом и яркостном выравнивание изображений. Применение данного алгоритма дает высокий показатель совпадения, что позволяет применять его, когда требуется микроскопическая точность.

Генерируемые в результате применения алгоритма изображения пригодны для оценивания на степень совпадения, при этом допустим как выбор жесткого метода, так и выбор мягкого с настраиваемым числом оценок.

Литература

1. Овчинников А. Концепция построения бюджетных систем оптической инспекции качества монтажа печатных плат // Технологии в электронной промышленности. - 2009. - № 8 (36). - С. 41-44.

2.Бондаренко М.А. Алгоритм совмещения сенсорной и синтезированной видеоинформации в авиационной системе комбинированного видения // Кибернетика и программирование. — 2016. - № 1. - С.236-257.

3. Ковалев, В.А. Анализ текстуры трехмерных медицинских изображений // Минск: Белорус. наука, 2007. − 263 с.

4. Климов Р.В., Солодовникова Д.Н. Методы формирования индексов мягких решений символов на основе модификации параметров канала со стираниями // Радиотехника. – 2014. – № 11. – С. 90–93.

Сведения об авторах

Климов Роман Владимирович – 1990 г.р.
Окончил Ульяновский государственный технический университет (УлГТУ) в 2013 г. В настоящее время преподаватель кафедры"Информационные технологии и системы связи" Нижегородского государственного инженерно-экономического университета
Область научных интересов: мягкое декодирование избыточных кодов
E-mail: chorrus@mail.ru.

Соловьева Мария Сергеевна –1996 г.р.
студентка 3 курса радиотехнического факультета Ульяновский государственный технический университет, по специальности "Инфокоммуникационные технологии и системы связи"
E-mail: solovyova.maria11@gmail.com

РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ В ПРОЦЕССЕ УПРАВЛЕНИЯ БОЕМ

С.А. Житенёв, Ю.С. Сухоруков, А.Н. Голубинский

Предложены модели, учитывающие влияние вероятностно-временных характеристик процессов управления, на основе протекающих в них информационных процессов, на результаты боя при аппроксимации его динамики ветвящимся полумарковским случайным процессом с дискретными состояниями.

DEVELOPMENT OF MATHEMATICAL MODELS FOR INFOCOMMUNICATIONS SYSTEM'S OPERATING EFFECTIVENESS ESTIMATION IN THE PROCESS OF COMBAT CONTROL

S.A. Zhitenyov, Y.S. Sukhorukov, A.N. Golubinsky

Mathematical models that allow to take into account control process probabilistic and time characteristics influence on the combat outcome, taking into account information processes occurring in them, are developed on the basis of its dynamics' approximation by branching semi-Markov random process with discrete states.

В современных условиях ведения боевых действий важнейшую роль в процессе управления войсками (силами) и оружием играет его главный системообразующий компонент – инфокоммуникационная система (ИКС). В связи с этим многократно возрастают требования к применению и проектированию ИКС военного назначения.

В общем случае процесс проектирования ИКС, как процесс разработки конструктивно-схемных, конструктивно-технологических и технических решений по их построению, включает этапы концептуального, эскизного и технического проектирования. При этом процесс проектирования на ранних этапах является наиболее сложным, так как ошибки, допущенные на данных этапах, приводят к значительным затратам времени и средств для их исправления на последующих этапах.

Данная проблема предполагает решение целого комплекса взаимоувязанных научно-технических задач, одним из наиболее ключевых вопросов в связи с этим является оценка эффективности функционирования проектируемой ИКС в сложных (боевых) условиях применения. Указанные обстоятельства определяют актуальность данной работы.

Целью работы является разработка математических моделей для оценки эффективности функционирования ИКС в процессе управления боем.

Для того чтобы оценить эффективность функционирования ИКС в процессе управления боем, используя принципы системного подхода, предлагается иерархия частных и основных показателей эффективности конфликтующих сторон, как систем и всех их подсистем, включая элементы (см. рисунок 1).

На рисунке 1 обозначено: КС 1(2) – первая (вторая) конфликтующая сторона, СУ 1(2) – система управления первой (второй) стороны, ОУ 1(2) – объект управления первой (второй) стороны, УС 1(2) – управляющая система первой (второй) стороны, ИКС 1(2) – существующая инфокоммуникационная система первой (второй) стороны, ИКС$^{/}$ 2 – перспективная инфокоммуникационная система второй стороны; $N_{1(2)}$ – начальные численности средств ближнего боя первой (второй) стороны; $K_{1(2)}$ – доля

потерь средств ближнего боя первой (второй) стороны до начала боя соответственно (в т.ч. от ударов авиации); $\lambda_{1(2)}$ – интенсивности потока потенциально-успешных выстрелов средств ближнего боя (коэффициенты боевой эффективности) первой (второй) стороны; $M_{1(2)}$ – начальные значения численности огневых средств первой (второй) стороны; $L_{1(2)}$ – доля потерь огневых средств первой (второй) стороны до начала боя (в т.ч. от ударов авиации); $\gamma_{1(2)}$ – интенсивности потоков потенциально-успешных выстрелов огневых средств первой стороны при стрельбе соответственно по средствам ближнего боя и огневым средствам второй стороны; $\alpha_{1(2)}$ – доли огневых средств, привлекаемых первой стороной для поражения соответственно средств ближнего боя и огневых средств второй стороны; $\psi_{1(2)}$ – интенсивности потоков потенциально-успешных выстрелов огневых средств первой (второй) стороны при стрельбе соответственно по средствам ближнего боя и огневым средствам первой стороны; $\beta_{1(2)}$ – доли огневых средств, привлекаемых второй стороной для поражения соответственно средств ближнего боя и огневых средств первой стороны; $m[t^{\text{ц}}_{1(2)}]$, $\sigma^2[t^{\text{ц}}_{1(2)}]$ – соответственно математическое ожидание и дисперсия длительности цикла управления первой (второй) стороны); $m[t_{1(2)}]$, $\sigma^2[t_{1(2)}]$ – соответственно математическое ожидание и дисперсия продолжительности ведения огня первой (второй) стороной.

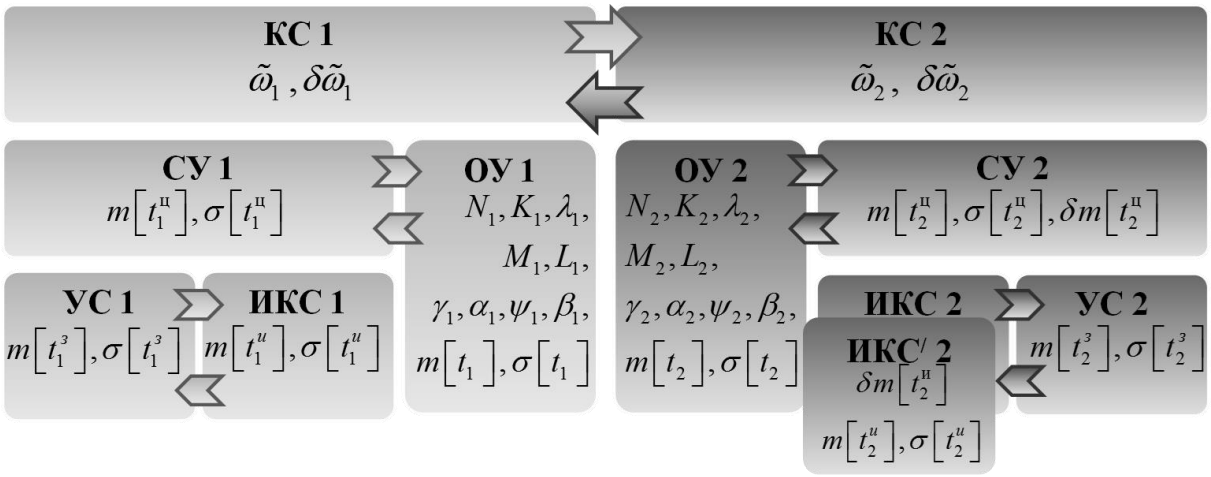


Рисунок 1 – Иерархия частных и основных показателей эффективности противоборствующих сторон в боевых действиях

Для подсистемы произвольного уровня будут существовать кроме частных показателей эффективности функционирования средств этой подсистемы, характеризующих степень достижения целей, стоящих перед данной подсистемой, также основные показатели эффективности функционирования средств рассматриваемой подсистемы, характеризующие вклад в достижение целей, стоящих перед подсистемой на уровень выше.

В качестве основных показателей эффективности функционирования системы будем рассматривать относительное изменение частных показателей функционирования системы за счет включения в ее состав рассматриваемой подсистемы следующего вида:

$$\delta W_l = \frac{\left|W_l^{/} - W_l\right|}{W_l}, \qquad (1)$$

где δW_l – относительное изменение значения l-го частного показателя функционирования системы; W_l – значение l-го частного показателя функционирования системы; $W_l^{/}$ – значение l-го частного показателя функционирования системы при включении в ее состав рассматриваемой подсистемы.

На основе иерархии частных и основных показателей эффективности конфликтующих сторон в, представленной на рисунке 1, построены математические модели оценки рассматриваемых частных и основных показателей эффективности.

Процесс управления войсками (силами) является циклическим процессом. Цикл управления состоит из решаемых ДЛ органов управления задач управления и передачи информации между ДЛ по результатам решения задач управления через ИКС. Для получения численных значений длительности цикла управления может служить метод построения и расчета сетевых графиков. Пользуясь этим методом, вычисляют критический путь – продолжительность осуществления всего комплекса задач управления стоящего перед органами управления. Таким образом, математическое ожидание и дисперсия длительности цикла управления первой (второй) стороны, определяется следующим образом:

$$m[t^{\text{ц}}_{1(2)}] = m[t^{\text{и}}_{1(2)}] + m[t^{\text{з}}_{1(2)}];\ \sigma^2[t^{\text{ц}}_{1(2)}] = \sigma^2[t^{\text{и}}_{1(2)}] + \sigma^2[t^{\text{з}}_{1(2)}], \qquad (2)$$

где $m[t^{\text{и}}_{1(2)}]$, $\sigma^2[t^{\text{и}}_{1(2)}]$ – соответственно математическое ожидание и дисперсия общего времени передачи информации между ДЛ по результатам решения задач управления через ИКС (лежащих на критическом пути) первой (второй) стороной; $m[t^{\text{з}}_{1(2)}]$, $\sigma^2[t^{\text{з}}_{1(2)}]$ – соответственно математическое ожидание и дисперсия общего времени решения задач управления ДЛ (лежащих на критическом пути) первой (второй) стороной.

Тогда относительное изменение среднего значения длительности цикла управления первой (второй) стороны, используя формулу (1), вычисляется следующим образом:

$$\delta m[t^{\text{ц}}_{1(2)}] = \frac{\left|m[t^{\text{ц}}_{1(2)}] - m^{/}[t^{\text{ц}}_{1(2)}]\right|}{m[t^{\text{ц}}_{1(2)}]} = \frac{\left|(m[t^{\text{и}}_{1(2)}] + m[t^{\text{з}}_{1(2)}]) - (m[t^{\text{и}}_{1(2)}](1 - \delta m[t^{\text{и}}_{1(2)}]) + m[t^{\text{з}}_{1(2)}])\right|}{m[t^{\text{и}}_{1(2)}] + m[t^{\text{з}}_{1(2)}]} =$$
$$= \frac{\left|\delta m[t^{\text{и}}_{1(2)}]\right|}{1 + (m[t^{\text{з}}_{1(2)}] / m[t^{\text{и}}_{1(2)}])}, \qquad (3)$$

где $m[t^{\text{ц}}_{1(2)}]$ – среднее значение длительности цикла управления первой (второй) стороны; $m^{/}[t^{\text{ц}}_{1(2)}]$ – среднее значение длительности цикла управления первой (второй) стороны при применении перспективной ИКС; $\delta m[t^{\text{и}}_{1(2)}] = \left|m[t^{\text{и}}_{1(2)}] - m^{/}[t^{\text{и}}_{1(2)}]\right| / m[t^{\text{и}}_{1(2)}]$ – относительное изменение среднего общего времени передачи информации между ДЛ по результатам решения задач управления через ИКС первой (второй) стороной.

На рисунке 2 приведены зависимости относительного снижения среднего значения длительности цикла управления второй стороны $\delta m[t^{\text{ц}}_2]$ от относительного снижения среднего общего времени передачи информации между ДЛ по результатам решения задач управления через ИКС второй стороной $\delta m[t^{\text{и}}_{1(2)}]$ при различных значениях соотношения $m[t^{\text{з}}_2] / m[t^{\text{и}}_2]$.

Анализ полученных результатов показывает, что зависимость $\delta m[t^{\text{ц}}_2]$ от $\delta m[t^{\text{и}}_{1(2)}]$ имеет линейный вид с коэффициентом наклона $1/(1 + m[t^{\text{з}}_2] / m[t^{\text{и}}_2])$. В идеальном случае, когда соотношение $m[t^{\text{з}}_2] / m[t^{\text{и}}_2]$ стремится к нулю, коэффициент наклона прямой равен единице и соответственно эффект от применения перспективной ИКС максимальный. В практически значимых случаях, чем больше доля времени решения задач управления

ДЛ в длительности цикла управления, тем меньше коэффициент наклона прямой и соответственно меньше эффект от применения перспективной ИКС, выражающийся в сокращении $\delta m[t_2^{\text{ц}}]$.

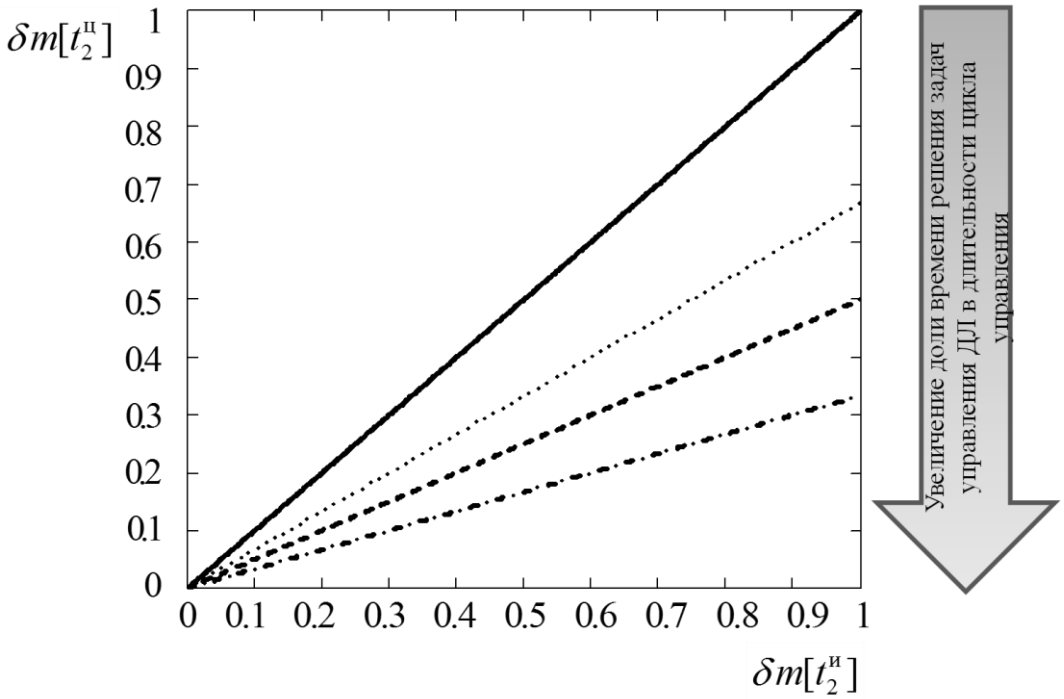


Рисунок 2 – Зависимости относительного снижения среднего значения длительности цикла управления второй стороны $\delta m[t_2^{\text{ц}}]$ от относительного снижения среднего общего времени передачи информации между ДЛ по результатам решения задач управления через ИКС второй стороной $\delta m[t_{1(2)}^{\text{и}}]$

— - $m[t_2^{\text{з}}]/m[t_2^{\text{и}}]=0$ ····· - $m[t_2^{\text{з}}]/m[t_2^{\text{и}}]=0{,}5$ - - - $m[t_2^{\text{з}}]/m[t_2^{\text{и}}]=1$ -·-·- $m[t_2^{\text{з}}]/m[t_2^{\text{и}}]=2$

Таким образом, из формулы (3) видно, что конструктивный путь сокращения длительности цикла управления заключается в уменьшении доли времени решения задач управления ДЛ, что может достигаться за счет применения интеллектуальной системы поддержки принятия решений (ППР) ДЛ органов управления.

В антагонистических конфликтах выполнение задач, как правило, связано с нанесением противнику заданного ущерба (потерь) с минимальными собственными потерями, поэтому наиболее полно эффект от применения перспективной ИКС будет характеризоваться изменением средних общих относительных потерь первой (второй) стороны $\delta\tilde{\omega}_{1(2)}$ за счет сокращения среднего общего времени передачи информации между должностными лицами (ДЛ) по результатам решения задач управления первой (второй) стороной $\delta m[t_{1(2)}^{\text{и}}]$ и соответственно среднего значения длительности цикла управления первой (второй) стороны $\delta m[t_{1(2)}^{\text{ц}}]$, т.е. изменении возможностей по упреждению противника в действиях (см. рисунок 1):

$$\delta\tilde{\omega}_{1(2)}=\frac{\left|\tilde{\omega}_{1(2)}-\tilde{\omega}'_{1(2)}\right|}{\tilde{\omega}_{1(2)}}, \qquad (4)$$

где $\delta\tilde{\omega}_{1(2)}$ – изменение средних общих относительных потерь первой (второй) стороны; $\tilde{\omega}_{1(2)}$ – средние общие относительные потери первой (второй) стороны; $\tilde{\omega}'_{1(2)}$ – средние

общие относительные потери первой (второй) стороны при применении перспективной ИКС.

Анализ отечественной и зарубежной литературы по теме математического моделирования вооруженного противоборства [1–4] показал, что в интересах прогнозирования боевых потерь противоборствующих сторон целесообразно использовать метод системной динамики, основанный на аппарате дифференциальных уравнений. Его использование обеспечивает приемлемую точность расчетов при моделировании боя и учитывает двухсторонний характер вооруженного противоборства, а именно процессов противостояния двух антагонистических систем. Однако известные аналитические модели записаны при ряде существенных допущений, поэтому они годятся лишь для приближенной оценки противодействия противника [5]. Более полный учет всех особенностей реальных боевых действий может быть осуществлён с помощью имитационных моделей [6, 7].

В отношении организации боя с учетом принятых допущений в модели боевых действий для так называемого «высокоорганизованного боя» в [4] была построена математическая модель, описывающая противоборство сторон, основанная на следующей системе дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \dfrac{dn_1(t)}{dt} = -\lambda_2 n_2(t) - \psi_1 \beta_1 m_2(t); \\ \dfrac{dn_2(t)}{dt} = -\lambda_1 n_1(t) - \gamma_1 \alpha_1 m_1(t); \\ \dfrac{dm_1(t)}{dt} = -\psi_2 \beta_2 m_2(t); \\ \dfrac{dm_2(t)}{dt} = -\gamma_2 \alpha_2 m_1(t), \end{cases} \qquad (5)$$

где $n_{1(2)}(t)$ – текущие значения численности средств ближнего боя первой (второй) стороны;

$m_{1(2)}(t)$ – текущие значения численности огневых средств первой (второй) стороны.

Для системы дифференциальных уравнений (5) были получены решения в виде общих относительных потерь сторон для промежуточных состояний, соответствующих частным упреждениям по времени в совершении действий по выработке управляющих воздействий, предшествующих ведению огня, и для конечных состояний соответствующих исходам боя с учетом начала и продолжительности ведения огня.

Для апробации модели функционирования ИКС в процессе управления боем была разработана программа для ЭВМ [8]. Использовались следующие исходные данные: боевые действия рассматриваются в одной «узловой точке», первая сторона (войска противника) является наступающей стороной, а вторая сторона (свои войска) – обороняющейся; вероятностно-временные характеристики длительности цикла управления $t^{\text{ц}}_{1(2)}$ и продолжительности ведения огня $t_{1(2)}$ противоборствующих сторон: $m[t^{\text{ц}}_{1(2)}] = 30$ мин., $\sigma[t^{\text{ц}}_{1(2)}] \ll 1$ мин., $m[t_{1(2)}] = 15$ мин., $\sigma[t_{1(2)}] \ll 1$ мин.; начальные значения общих относительных потерь первой (второй) стороны: $\tilde{\ell}^0_{1(2)} = 0$.

С использованием разработанной программы для ЭВМ получены зависимости снижения средних общих относительных потерь своих войск $\delta\tilde{\omega}_2$ от относительного снижения средней длительности цикла управления своих войск $\delta m[t^{\text{ц}}_2]$ при различных значениях соотношения средних длительностей циклов управления своих войск и войск противника $m[t^{\text{ц}}_1]/m[t^{\text{ц}}_2]$ и начальных условиях вооруженного противоборства сторон ($c = \tilde{N}_1/\tilde{N}_2$; $b = \lambda_1/\lambda_2$).

Также допустим, что численное превосходство будет у наступающей стороны над обороняющейся ($c = \tilde{N}_1 / \tilde{N}_2 \geq 1$). В качестве примера на рисунке 3 приведены два типовых случая: $c = 1$ – паритет в численности противников и $c = 3$ – соотношение 3:1 в пользу наступающей стороны.

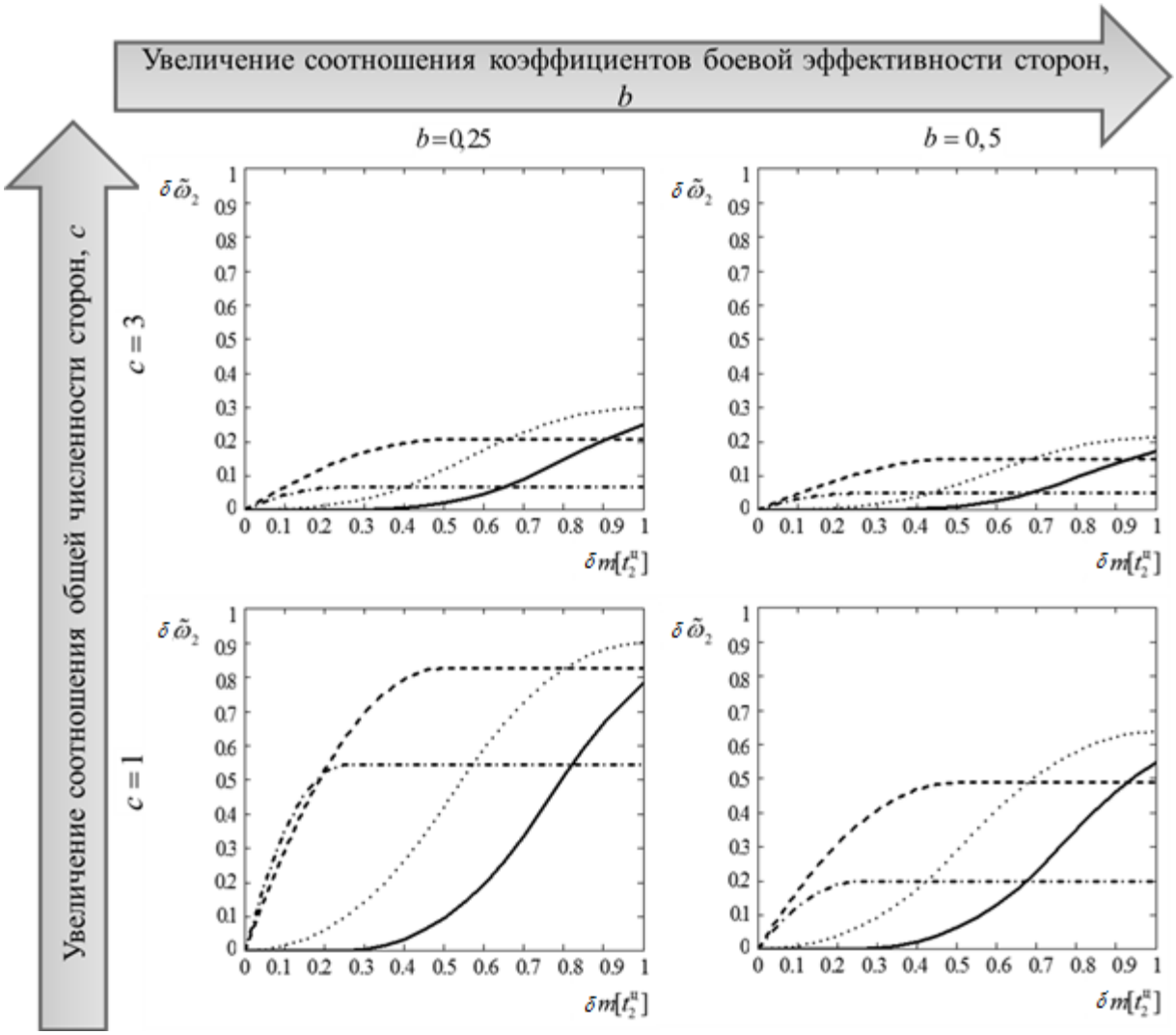


Рисунок 3 – Зависимости снижения средних общих относительных потерь своих войск $\delta\tilde{\omega}_2$ от снижения средней длительности цикла управления своих войск $\delta m[t_2^{ц}]$

— - $m[t_1^{ц}]/m[t_2^{ц}] = 0,25$ ····· - $m[t_1^{ц}]/m[t_2^{ц}] = 0,5$ ···· - $m[t_1^{ц}]/m[t_2^{ц}] = 1$ ·-·-· - $m[t_1^{ц}]/m[t_2^{ц}] = 1,25$

Анализ полученных результатов показывает, что при определенных соотношениях средних длительностей циклов управления своих войск и войск противника $m[t_1^{ц}]/m[t_2^{ц}]$ существует значение сокращения средней длительности цикла управления своих войск $\delta m[t_2^{ц}]$, при котором наступает предел снижения средних общих относительных потерь своих войск $\delta\tilde{\omega}_2$ и дальнейшее их снижение за счет сокращения средней длительности цикла управления становится невозможным. Это объясняется тем, что длительность цикла управления своих войск оказывается настолько меньше длительности цикла управления войск противника, что свои войска действуют «внутри цикла управления противника».

Из полученных зависимостей следует, что с увеличением соотношения коэффициентов боевой эффективности сторон b и при увеличении соотношения общей чис-

ленности сторон c уровень снижения средних общих относительных потерь своих войск $\delta\tilde{\omega}_2$ падает. Это объясняется тем, что в вооруженной борьбе со значительно превосходящем по силе противником эффект от автоматизации управления своими войсками становится менее значительным.

Определены направления дальнейшего развития связанные с применением методов теории искусственного интеллекта в интересах разработки интерактивной интеллектуальной системы ППР при проектировании и развитии ИКС. Применение такой системы позволит оптимизировать проектные решения для создания эффективных ИКС, сократить продолжительность их разработки и модернизации, снизить материальные затраты на проектирование и производство. Кроме того, полученные результаты могут служить основой для построения интеллектуальной системы ППР ДЛ органов управления тактического звена.

Литература

1 Новиков Д.А. Иерархические модели военных действий // Управление большими системами. Вып. 37. М.: ИПУ РАН, 2012. С. 25 – 62.

2 Короленко В.А. ,Синявский В.К., Гочиев Н.Х. Моделирование боевых действий, как основной инструмент принятия обоснованных решений // Наука и военная безопасность. 2014. № 4. Прил. к журналу «Армия».

3 Выпасняк В.И., Калиновский Д.Б., Тиханычев О.В. Моделирование вооруженного противоборства: перспективы развития // Военная мысль. 2009. № 7. С. 12 – 20.

4 Оценка эффективности огневого поражения ударами ракет и огнем артиллерии / Под общ. ред. А.А. Бобрикова. СПб.: «Галея Принт», 2006. 424 с.

5 Ахмеров Д.Е., А.В. Беломытцев, С.Л. Васкецов О роли упрощенных оптимизационных моделей // Военная мысль. 2008. № 1. С. 57 – 61.

6 Резяпов Н., Чесноков С., Инюхин М. Имитационная система моделирования боевых действий JWARS ВС США // Зарубежное военное обозрение. 2008. № 11. С. 27 – 32.

7 Официальный сайт ОАО «НПО РусБИТех».URL: www.rusbitech.ru

8 Житенёв С.А., Меркулов С.Н., Сухоруков Ю.С., Фомин В.В. Оценка влияния процессов управления на результаты антагонистического взаимодействия организационно-технических систем: свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ от 04.02.2010 № 2010611064. М.: ФИПС, 2010.

Сведения об авторах

Житенёв Сергей Александрович, 1984 г.р., инфокоммуникационные системы, интеллектуальные системы поддержки принятия решений, моделирование сложных систем, АО «Концерн «Созвездие», szhitenev@yandex.ru

Сухоруков Юрий Сергеевич, 1938 г.р., доктор технических наук, профессор, автоматизированные системы управления и связи, интеллектуальные системы поддержки принятия решений

Голубинский Андрей Николаевич, 1979 г.р., доктор технических наук, доцент, цифровая обработка сигналов, математическое моделирование, методы повышения эффективности работы систем и устройств телекоммуникаций, обработка речевых сигналов, АО «Концерн «Созвездие», annikgol@mail.ru

УДК 629.7.083

ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ ИНЖЕНЕРНО-АВИАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ГОСУДАРСТВЕННОЙ АВИАЦИИ В СЛОЖНЫХ УСЛОВИЯХ ПРИМЕНЕНИЯ

С.Ю. Струков, Е.С. Губанова

Возросший объем документов, подлежащих заполнению личным составом инженерно-авиационной службы, с одной стороны, и создание в настоящее время информационно-управляющих систем инженерно-авиационного обеспечения государственной авиации, с другой стороны, вызывает необходимость разработки новых подходов по повышению автоматизации работы с эксплуатационной документацией, за счет использования возможностей автоматизированных средств контроля технического состояния авиационной техники.

Functioning management information systems engineering-aviation maintenance of state aircraft in difficult condition of use.

S.Y. Strukov, E.S. Gubanova

The increased volume of documents to be filled by personnel of the aviation engineering service, on the one hand, and the creation of currently the management information systems engineering-aviation maintenance of state aircraft, on the other hand, necessitates the development of new approaches to improve automation of operational documentation, through the use of possibilities of the automated control of a technical condition of aviation equipment.

Одним из основных видов деятельности высшего военно-учебного заведения является научная работа. Её направление по обоснованию перспектив развития и совершенствования вооружения и военной (специальной) техники, разработку способов их боевого применения, эксплуатации и ремонта может быть реализовано путем совершенствования методологии эксплуатации вооружения и военной техники по техническому состоянию, прежде всего применительно к государственной военной авиации.

Практическая реализация метода эксплуатации авиационной техники военного назначения по фактическому техническому состоянию, с контролем параметров, невозможна без проведения научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ, направленных на совершенствование средств и методов контроля технического состояния авиационной техники в условиях эксплуатации.

Вместе с тем, для обеспечения эксплуатации авиационной техники по техническому состоянию, методом контроля уровня надежности, должны проводиться исследования, направленные на корректировку объема и периодичности работ по техническому обслуживанию, а также по определению возможности увеличения её ресурса и срока службы. Для этого необходимо обеспечить постоянный сбор информации о неисправностях и отказах авиационной техники, выявленных в эксплуатирующих организациях и при ремонте на предприятиях промышленности. На основании анализа этой информации могут быть оценены тенденции и факторы изменения состояния авиационной техники в процессе эксплуатации, а по каждому комплектующему изделию, эксплуатируемому до безопасного отказа, проводиться периодический контроль уровня

безотказности, при необходимости, разрабатываться мероприятия по обеспечению заданного уровня безотказности.

Анализ процессов сбора информации о неисправностях и отказах авиационной техники, ведения формуляров и паспортов авиационной техники, заполнения отчетной документации позволяет сделать вывод о том, что данные виды работ фактически не автоматизированы. Актуальность проблемы автоматизации ведения документации подчеркивается возросшим объемом документов, подлежащих заполнению личным составом инженерно-авиационной службы. В качестве примера можно привести:

ведение учета повреждённости и выработки ресурса основных деталей двигателя (представляет собой дополнительный лист в разделе наработки двигателя или отдельный журнал, состоящий из девяти столбцов, при этом столбцы со второго по восьмой заполняются шестизначными значениями. При этом расчет и контроль поврежденности основных деталей двигателя с использованием программного модуля наземных устройств обработки полетной информации «СКАТ», «АРМ-ТСВ» ведется после каждого летного дня, но записывается в бумажный формуляр двигателя каждые 50±5 часов наработки до достижения доли исчерпания ресурса 95% одной из основных деталей двигателя. В связи с этим возникает проблема хранения информации между записями в бумажный формуляр, особенно при перебазировании без баз данных наземных устройств обработки полетной информации. «АРМ-ТСВ» не формирует единой базы обработанной полетной информации, результаты обработки хранятся в отдельных файлах);

ведение паспорта виброхарактеристик двигателя;

ведение журналов данных для расчета эксплуатационной нагруженности планера самолетов (состоящий из восьми столбцов, содержащих информацию о продолжительности полета, минимальной и максимальной перегрузке, взлетной и посадочной массе. Ведется на каждый вылет.);

ведение книг учета работы воздушных судов и расхода топлива «форма 77» (двадцать столбцов, ведется на каждый вылет);

ведение журналов налетов воздушных судов авиационной эскадрильи, и т.д.

Очевидно, что для ведения упомянутой документации используется один и тот же источник – наземные устройства обработки полетной информации и результаты обработки полетной информации, формализованные в виде журнала учета обработки информации бортовых устройств регистрации по авиационной технике. Форма журнал определена приложением № 5 к приказу главнокомандующего Воздушно-космическими силами № 620 от 6 декабря 2016 г. «Руководство по организации объективного контроля в авиации Воздушно-космических сил». Очевидно, что того количества параметров, записываемого в определенных Приказом графах, не достаточно для хранения информации о техническом состоянии авиационной техники. С другой стороны увеличение количества параметров, при условии их ручной записи в журнал, не представляется рациональным исходя из трудоемкости процесса.

Принятые в настоящее время на снабжение информационно-управляющие системы инженерно-авиационного обеспечения государственной авиации фактически представляют собой информационные системы обеспечения технической эксплуатации, при отсутствии компонента управления. Для исследования возможностей по передаче информации

о техническом состоянии авиационной техники выбраны автоматизированные средства контроля, обладающие способностью передачи данных во внешние информационные системы и (или) формирования единой базы данных (электронных эксплуатационных дел (формуляров) авиационной техники).

Для обработки информации необходимо создание самостоятельных программно-аппаратных комплексов или использование ресурсов находящихся на разных этапах создания информационно-управляющих систем, которые в той или иной степени обеспечивают автоматизацию решения задач инженерно-авиационного обеспечения государственной авиации:

автоматизированная система контроля движения, наличия и расходования горюче-смазочных материалов в ВС РФ (АСК ГСМ);

автоматизированный комплекс мониторинга технической эксплуатации самолета Су-34 (АКМ-34);

специализированная лаборатория поддержки эксплуатации вертолетов Ка-226.80, укомплектованная электронными эксплуатационными делами;

интегрированная система управления технической эксплуатацией изделия «296» (ИЛП-28М);

автоматизированная система обеспечения эксплуатации, ремонта и обслуживания техники ВМФ в составе интегрированной автоматизированной системы управления ВМФ (АСУ ТехО ВМФ).

Разработка «Автоматизированного комплекса мониторинга технической эксплуатации самолета Су-34» является продолжением работ в рамках развития «Информационной системы обеспечения технической эксплуатации» (ИСОТЭ) и «Информационной системы интегрированной логистической поддержки» (ИС ИЛП) самолетов марки «Су».

Специализированная лаборатория поддержки эксплуатации вертолетов Ка-226.80 укомплектовывается не только электронными эксплуатационными делами (на основе ИУС «Эрлан-3»), но и электронной документацией. Так же для вертолета Ка-226.80 разработан «Каталог деталей и сборочных единиц».

Интегрированная система управления технической эксплуатацией изделия «296» (ИЛП-28М) включает в себя следующие информационные подсистемы:

подсистему информационной поддержки - интерактивные электронные технические руководства;

подсистему планирования процедур технического обслуживания и ремонта;

подсистему планирования материально-технического обеспечения процессов эксплуатации, технического обслуживания и ремонта;

подсистему информационно-диагностической поддержки эксплуатации.

АСУ ТехО ВМФ представляет собой информационно-управляющую систему, включающую в себя автоматизированные функциональные подсистемы по видам технического обеспечения ВМФ, в том числе инженерно-авиационного обеспечения авиации ВМФ. В целом АСУ ТехО ВМФ предназначена для автоматизации процессов сбора, обработки, накопления, хранения и передачи информации о состоянии ВВСТ ВМФ, планирования и контроля выполнения заказов и поставок ВВСТ, управления техническим обеспечением ВМФ.

Необходимо отметить, что сами по себе автоматизированные информационные системы интегрированной логистической поддержки жизненного цикла авиационных комплексов являются авиационной техникой. Требования о необходимости разработки системы ИЛП заданы в ТТЗ на перспективные авиационные комплексы фронтовой и дальней авиации, модернизированные боевые самолеты и вертолеты. Система ИЛП предназначена для сбора, накопления и предоставления субъектам системы необходимой информации о техническом состоянии, как отдельных летательных аппаратов (ЛА), так и всего парка однотипных ЛА в целом, а так же об условиях их эксплуатации, возникших отказах и неисправностях, об особенностях технического обслуживания, ремонта и возникающих потребностях в материально-технических ресурсах [1, 2].

Так, АКМ-34 предназначен для информационного обеспечения процессов технической эксплуатации самолета Су-34. АКМ-34 является не только источником информации из эксплуатирующей организации, но и потребителем информации из соответствующих информационных систем разработчиков и изготовителей АТ. А в перспективе должна обеспечивать отображение указаний ИАС ВВС, в части касающейся изменения ресурсов и сроков службы воздушных судов и их составных частей. В составе комплекта аппаратных средств АКМ-34 как основной компонент предусмотрен АРМ формирования и ведения электронного эксплуатационного дела самолета (на основе ИУС «Эрлан-3»).

Передача необходимой информации для автоматизированного заполнения электронного эксплуатационного дела (формуляра) самолета возможно после проведения объективного контроля полётной информации, через АРМ группы контрольно-записывающей аппаратуры и обработки информации (КЗА и ОИ) оснащенные наземными устройствами обработки информации типа «Топаз-М», «АРМ-ТСВ». Импорт результатов экспресс-анализа из наземных устройств обработки полетной информации был предусмотрен в ИУС «Эрлан-2». И был продемонстрирован на этапе приемочных испытаний ИУС «Эрлан-3».

В данном случае представляется возможным автоматизированная регистрация всех отказов и повреждений, даже ложных, с целью оценки собственно системы объективного контроля.

Однако, для ведения электронного эксплуатационного дела (формуляра) самолета недостаточно только информации бортовых устройств регистрации полетной информации. Так, для автоматизированного заполнения раздела формуляра по периодическому контролю параметров работы силовой установки, выполняемых силами технико-эксплуатационной части, необходимо применение автоматизированных средств эксплуатационного контроля типа АРМ ДК-30 (СД) серия М. Информацию о техническом состоянии бортового радиоэлектронного оборудования необходимо собирать с помощью наземных автоматизированных систем контроля и диагностики типа НАСКД-200 (ЗАО «БЕТА ИР»), контрольно-проверочных комплексов АО «НПО «СПАРК» и т.д.

Автоматизированная система контроля движения, наличия и расходования ГСМ в ВС РФ (АСК ГСМ) предусматривает использование для передачи информации автоматизированную систему управления «Палас». Для унификации и минимизации количества АРМ находящихся в эксплуатации одними и теми же должностными лицами, целесообразно информационно связать данные системы и реализовывать на единых АРМ эксплуатанта.

Дальнейшим развитием информационно-управляющих систем инженерно-авиационного обеспечения государственной авиации может быть дополнение функционала электронного эксплуатационного дела (формуляра) самолета электронным журналом подготовки к полетам воздушного судна. В связи, с чем возникнет необходимость, кроме прочего, регистрации количества горюче-смазочных материалов, спецжидкостей и газов на воздушном судне (дозаправленного и фактического) перед полетом, что уже должно быть реализовано АСК ГСМ.

В настоящее время обеспечение управления повседневной деятельностью Военно-воздушных сил возлагается на Национальный центр управления обороной Российской Федерации. В частности, одной из задач Национального центра управления обороной является контроль состояния Вооруженных Сил и обеспечение этой информацией руководства Министерства обороны. Наиболее востребованной является информация о прогнозировании технического состояния парка эксплуатируемой авиационной техники, а также о снабжении эксплуатирующих организаций запасными частями. Для подготовки исходных данных для Национального центра управления обороной по этим вопросам логично использовать создаваемые в настоящее время информационно-управляющие системы инженерно-авиационного обеспечения государственной авиации.

Таким образом, военно-научное сопровождение опытно-конструкторских работ по созданию информационно-управляющих систем инженерно-авиационного обеспечения государственной авиации личным составом ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» является существенным практическим вкладом в решение научной задачи обеспечения эксплуатации государственной военной авиации по фактическому техническому состоянию.

Литература

1 ГОСТ Р 53393-2009 Система интегрированной логистической поддержки. Построение и функционирование системы. 30 с.

2 ГОСТ Р 53392-2009 Система интегрированной логистической поддержки. Процедуры анализа. 16 с.

Сведения об авторах

Струков Сергей Юрьевич, 1978 г.р., Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского (г. Москва) 2005 г., управление жизненным циклом авиационной техники на основе определения фактического технического состояния, кандидат технических наук с 2011 г., Военный учебный научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), vaiu@mil.ru

Губанова Екатерина Сергеевна, 1985 г.р., Воронежский государственный архитектурно-строительный университет 2007 г., исследование информационных потоков в организационно-технических системах обеспечения технической эксплуатации авиационной техники государственной авиации. Военный учебный научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж). E-mail: ogli.85@mail.ru

О ПРИМЕНЕНИИ ТЕОРИИ ФРАКТАЛОВ В АДАПТИВНЫХ ПОПУЛЯЦИОННЫХ (РОЕВЫХ) МЕТОДАХ ФОРМИРОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ГРУППИРОВОК БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ И В ОБРАБОТКЕ ПОСТУПАЮЩЕЙ ИНФОРМАЦИИ С ТОЧКИ ЗРЕНИЯ ТЕОРИИ ИХ ЭФФЕКТИВНОГО ПРИМЕНЕНИЯ

Потапов А.А.

Решение сложных комплексных задач возможно только в результате группового применения беспилотных летательных аппаратов (БЛА). В рамках стохастических моделей управления даны подходы к исследованию теоретико-игровых задач информационного противоборства. Речь идет об организации “распределенного интеллекта” и коллективного взаимодействия БЛА в группе, создания средств информационного обмена и формирование распределенных баз данных и знаний, разработки методов и алгоритмов принятия группового решения и адаптивного управления в условиях динамически изменяющейся естественной среды. Рассмотрены и децентрализованные системы управления с минимизацией обмена информацией между БЛА группы. Важная роль отводится современным методам обработки изображений и распознавания образов. Рассмотрена задача обнаружения объектов, в том числе и малозаметных, на нечетких изображениях, полученных с БЛА. Как и ранее, исследование ведется в рамках фрактально-скейлинговой пороговой обработки, в том числе, и с адаптивным порогом. В работе предлагаются фрактальные подходы к решению таких задач на всех этапах обработки и реализации поступающей информации.

ON THE FRACTAL THEORY APPLICATION IN ADAPTIVE POPULATION (SWARMING) METHODS OF FORMATION OF DYNAMICAL GROUPS OF UNMANNED AERIAL VEHICLES AND IN PROCESSING OF INCOMING INFORMATION IN RESPECT TO ITS EFFECTIVE APPLICATION THEORY

Potapov A.A.

Solution of complicated complex problems is possible only as a result of group application of unmanned aerial vehicles (UAV). Approaches to studying game-theoretical problems of the information confrontation have been given in the framework of stochastic control models. This is about organization of “distributed intelligence” and collective interactions of UAVs in group, designing assets of informational exchange and forming distributed data bases and knowledge bases, designing methods and algorithms of group decision-making and adaptive control in conditions of dynamically changing natural environment. Distributed control systems with minimization of information exchange between group UAVs have been considered as well. An important role is allocated to modern methods of images processing and patterns recognition. A task of detecting objects including stealthy ones at fuzzy images which are obtained from UAV has been considered. As before the investigation is conducted within the framework of fractal-scaling thresholding including an adaptive threshold. Fractal approaches to solution of such problems at every stage of processing and realization of incoming information have been proposed in the work.

Введение

Беспилотные летательные аппараты (БЛА) в настоящее время используются для решения широкого спектра научных и практических задач и могут стать основным элементом формирования единого информационного поля [1 - 9]. Можно сказать, что сейчас происходит бурное развитие беспилотной авиационной техники. С помощью

находящихся на ЛА оптических, радиолокационных и ИК-датчиков можно получать в любое время суток цифровые изображения с высоким разрешением и высокой степенью оперативности их получения. При этом возможны следующие режимы: сканирование заранее определенного участка местности; поиск целей по линейному маршруту; маршрутное картографирование; получение детального изображения представляющих интерес небольших участков местности и находящихся на них объектов. Широкое поле зрения датчиков дает возможность сканирования местности независимо от маневров БЛА. Согласно [3, 7], по прогнозам журнала “Aviation Week and Space Technology” доля мирового рынка БЛА в 2014-2023 гг. составит порядка 67 миллиарда долларов США. При этом предполагаемые расходы будут распределены следующим образом: проведение НИОКР – 28,7 млрд. дол.; производство БЛА – 35,6 млрд. дол.; сервисное обслуживание 2-3 млрд. дол.

Современный этап развития мирового авиастроения характеризуется бурным развитием беспилотной авиационной техники. По оценкам специалистов «Рособоронэкспорта» в настоящее время более 50 фирм в 40 странах мира разрабатывают и производят более 600 типов БЛА [3, 7]. Ведущее положение по их разнообразию и объемам выпуска занимают США (32,5%). Далее следуют такие страны как Израиль (6,4%), Франция (5,7%), Англия (5,6%), Россия (5,5%), Германия (4,0%), Италия (3,4%), Испания (3,0%), Иран (2,9%) и Китай (2,4%). Доля остальных стран мира составляет 28,5%.

1. Групповое взаимодействие БЛА

Решение сложных комплексных задач возможно только в результате группового применения БЛА. Группа – совокупность некоторого числа однотипных или разнотипных БЛА, объединенных общей целевой задачей. По данным [1, с. 652-653], количество БЛА в составе типовых формирований может составлять от нескольких штук до нескольких десятков - “Тяжелая” бригада: комплекс тактического разведывательного БПЛА “Shadow” - 4 тактических разведывательных БПЛА RQ-7 “Shadow”; комплексов тактического разведывательного мини-БПЛА “Raven” - 10 (по 3 тактических разведывательных БЛА RQ-11 “Raven”). “Легкая” бригада: комплекс тактического разведывательного БПЛА “Shadow” - 1 (4 тактических разведывательных БЛА RQ-7 “Shadow”); комплекс тактического разведывательного мини-БЛА “Равен” - 3 (по 3 тактических разведывательных БЛА RQ-11 “Raven”). Бригада “Страйкер”: комплекс тактического разведывательного БЛА «Shadow» - 1 (четыре тактических разведывательных БПЛА RQ-7 “Shadow”).

Групповое применение БЛА становится перспективным направлением авиационной науки и техники. Успешное решение этой проблемы требует комплексного или системного подхода, который практически отсутствует в существующих работах, посвященных вопросам применения беспилотной авиационной техники. Первая попытка реализации такого подхода была сделана в монографиях [7, 9]. На практике возможна реализация значительного числа видов групповых полетов БЛА. В монографии [9] приводится классификация групповых полетов БЛА в процессе выполнения группой поставленных ей задач: полеты группы БЛА по плоским траекториям, полеты группы БЛА по пространственным траекториям, полеты БЛА “роем”, полеты БЛА колонной, полеты БЛА строем, полеты БЛА без пересечения их траекторий, полеты БЛА с пересечением их траекторий, полеты БЛА в сомкнутом порядке, полеты БЛА с роспуском строя.

Следует заметить, что очень важной является разработка теоретических основ и практических методик организации основных и вспомогательных (сервисных) процессов эффективного применения БЛА различного назначения [1 - 18]. Массовое группо-

вое применение БЛА в различных военных и гражданских областях подразумевает переход от их единичного к серийному производству.

Постановка задачи группового управления БЛА (в общем случае, роботами) и ее решение является предметом повышенного интереса ученых и проводится различными итерационными методами. Кратко рассмотрим здесь некоторые из них.

2. «Распределенный интеллект» при групповом взаимодействии БЛА

В реальных условиях БЛА функционируют в недетерминированной, непредсказуемой среде и в условиях противодействия. Каждый из БЛА выполняет ряд действий, направленных на решение общей задачи. При этом возникает необходимо рассеивать контроль на поле решения задач. Это возможно при минимальном центральном контроле, чтобы обеспечить сети работать без заторов трафика. Следует провести параллель с биологическими исследованиями, которые пытаются ответить на вопрос о возникновении кооперативного поведения в процессе эволюции или так называемая эволюционная стратегия [10 - 14].

Для эффективного решения задач глобальной оптимизации в 80-х годах прошлого века начали интенсивно разрабатывать стохастические поисковые алгоритмы оптимизации. Интеллектуальные или популяционные алгоритмы (методы) относятся к классу стохастических поисковых алгоритмов оптимизации. Популяционные алгоритмы входят в класс эвристических алгоритмов, для которых сходимость к глобальному решению не доказана, но экспериментально установлено, что они дают достаточно хорошее решение. Согласно [10], схема популяционных алгоритмов содержит следующие этапы: 1 – инициализация популяции; 2 – миграция агентов популяции; 3 - завершение поиска. Из содержания этих этапов следует множественность таких алгоритмов из-за варьирования правил инициализации популяции, миграционных операторов и условий завершения поиска.

Свойства членов или агентов популяции (в нашем случае БЛА): автономность, стохастичность, ограниченность представления, децентрализация, коммуникабельность. Данные свойства агентов даже при их простейших стратегиях поведения способствуют формированию роевого интеллекта популяции, т.е., здесь “включается" синергетическая парадигма с законами сложных систем. Идеологическая основа – эффект эмерджентности поведения в теории систем - наличие у какой-либо системы особых свойств, не присущих ее элементам. Считается, что относительно простые правила индивидуального поведения могут создавать сложное организованное поведение всего роя. Ключевым моментом является взаимодействие между членами группы, которое создает систему постоянной обратной связи, а целевой функцией – разумность поведения не индивидуума, а всей группы роботов.

Чем хороши популяционные алгоритмы поисковой оптимизации? Для плохо формализуемых задач с их частой многомодальностью и высокой размерностью такие алгоритмы обеспечивают высокую вероятность локализации глобального экстремума при субоптимальном решении. Механизмы адаптации и самоадаптации обеспечивают переход от диверсификации (широкий обзор пространства поиска) к интексификации (скорость сходимости алгоритма) поиска.

3. Классификация популяционных алгоритмов

Можно предложить несколько классификаций популяционных алгоритмов оптимизации. В [10] выделены следующие классы таких алгоритмов:

• эволюционные алгоритмы, включая генетические;

• популяционные алгоритмы, вдохновленные живой природой (алгоритмы роя частиц, колонии муравьев, пчелиного роя, искусственной иммунной системы, бактериальной оптимизации и т.д.);

• алгоритмы, вдохновленные неживой природой (алгоритмы гармонического, гравитационного и электромагнитного поиска (или потенциальных полей) и т.д.);

• алгоритмы, инспирированные человеческим обществом (алгоритмы эволюции разума, стохастического диффузионного поиска, “культурные” алгоритмы, меметические алгоритмы и т.д.);

• прочие алгоритмы (самоорганизующийся миграционный алгоритм, алгоритмы рассеянного поиска, прокладки путей и т.д.).

Применение метода потенциальных полей позволяет создать различные типы группового управления [11]: 1 - “гонка за лидером” - к цели притягивается ведущий робот, а остальные роботы группы притягиваются к ведущему; 2 - “цепь” – к цели притягивается робот-ведущий, а каждый последующий притягивается к предыдущему; 3 - “расхождение” – на всех роботов группы действует сила отталкивания от ведущего, что приводит к рассредоточению группы; 4 - “схождение” – на всех роботов группы действует сила притяжения к ведущему роботу; 5 - “свободный поиск” – на роботы действуют лишь силы отталкивания от препятствий и от других роботов группы при чрезмерном сближении. При методе потенциальных полей достигается простота вычислений суммарных сил, которые легко реализуются и для маломощных бортовых вычислителей, встроенных в малоразмерные роботы. Данный метод позволяет реализовать формирование строев лишь с равноудаленными роботами. Эффективное формирование траекторий возможно лишь при выпуклом множестве контуров элементов среды, в противном случае необходимо применение дополнительных эвристических алгоритмов для ликвидации локальных минимумов.

При функционировании БЛА в нестационарных средах с препятствиями или конфликтных средах широкое распространение получил метод непотенциальных полей [11]. Основной особенностью данного метода является то, что БЛА движется в поле непотенциальных сил, т.е., репеллеры (отталкивающее множество) и аттракторы (притягивающее множество) формируют отталкивающие или притягивающие силы, зависящие не только от взаимного расположения БЛА и препятствия, но и от скоростей и дополнительных свободных переменных. Здесь использована идея формирования неустойчивых состояний в фазовом пространстве систем управления. Идея взята из теории нелинейной динамики и синергетики.

4. Роевые алгоритмы

Эффективность группировки (“Swarm” – “Рой”) БЛА значительно повышается при наличии информационного взаимодействия между ее членами. Интеллектуальные методы управления опираются на математические и логические операции. Это требует для своего решения мощных вычислительных ресурсов и построения адаптивных сетей связи (высокая живучесть и гибкость топологии сети) для обмена информацией. Таким образом, речь идет об организации “распределенного интеллекта” и коллективного взаимодействия БЛА в группе, создания средств информационного обмена и формирование распределенных баз данных и знаний, разработки методов и алгоритмов принятия группового решения и адаптивного управления в условиях динамически изменяющейся естественной среды. Рой может управляться всего одним оператором, т.е., необходимо включение человека в контур управления “роем” и обеспечение передачи человеком - оператором команд управления для частичного выполнения условий устойчивости к внешним воздействиям.

Формирование роя подчинено набору правил [13]: 1 - правило связи – обеспечивает связность БЛА, ориентируясь на их векторы ускорения в направлении местного центра роя при условии, что расстояние между ними больше некоторого заданного значения; 2 - правило выравнивания – позволяет БЛА двигаться со скоростями,с какими движутся соседи; 3 - правило разделения – позволяет каждому БЛА сохранять дистанцию между собой и своими соседями больше минимально необходимой для того, чтобы предотвратить перекрытие датчиков; 4 - правило избегания целей – обеспечивает приближение к цели на расстояние, не ближе заданного (например, до получения определенных команд).

Актуальность – научить БЛА летать как стая птиц или рой пчел. Как специально отмечено в [15], "…Тогда мы сможем управлять одним аппаратом, а остальные будут управляться этой технологией. А если лидер по каким-то причинам погибает, функция вожака стаи автоматически переходит к следующему. И так будет до тех пор, пока жив последний аппарат. И, например, в боевых операциях это очень важное качество, которым не обладает сегодня никто. Практически неистребимая, неуничтожимая вещь. Вот к чему мы идеи, занимаясь вещами, которые с точки зрения этого будущего примитивны. Но когда ты начинаешь движение, важно видеть конечную цель".

5. О фрактальных подходах к формирования динамических группировок БЛА

К решению данных задач применим и авторский фрактально-скейлинговый метод, давно и широко известный в научном мире [14, 16 - 33]. Допустим, сложная сеть из множества микро- (нано-) БЛА ($> 10^2 \ldots 10^3$) осуществляет глобальный мониторинг территории и расположенных на ней объектов. Задачу можно рассматривать в рамках понятия распределенной измерительной среды, когда каждая точка некоторой динамической среды способна выполнять сенсорные, измерительные и информационные функции [21, 24]. Фрактально-графовый подход позволяет изучать рост сложных сетей и дает метод манипулирования такими сетями на глобальном уровне, не прибегая к детальному описанию. При этом оказывается, что избыточное число датчиков (БЛА) не гарантирует их оптимальное распределение в/по исследуемой недетерминированной среде. Введение фрактальной топологии таких сетей с учетом конфигурации исследуемой территории позволит *более точно и меньшими средствами* (количество БЛА) осуществлять ее мониторинг с обнаружением объектов. Речь идет не об единицах процентов, а о более существенном выигрыше в необходимом и достаточном числе БЛА.

В работах [16 - 19] рассмотрена задача обнаружения объектов, в том числе и малозаметных, на нечетких изображениях, полученных с БЛА. Как и ранее, исследование ведется в рамках фрактально-скейлинговой пороговой обработки, в том числе, и с адаптивным порогом. Параллельно рассмотрены также вопросы обработки изображений с БЛА на основе целочисленной меры Лебега.

В свете постановки и усовершенствования решений задач коллективного взаимодействия БЛА можно применить новые концепции, представленные в наших работах [34, 35], по методам наведения и теории игр с неполной информацией.

Основным средством конструирования новых популяционных алгоритмов является гибридизация известного популяционного алгоритма с другими популяционными или непопуляционными. При решении задач из практики очень часто возникает задача многокритериальной оптимизации. В основу большинства рассмотренных задач полагается подход, учитывающий их многокритериальность и получение совокупности вариантов, оптимальных по Парето (неулучшаемых, эффективных) решений. Наиболее известные алгоритмы Парето-аппроксимации построены на основе эволюционных генетических алгоритмов.

6. Топологические признаки и методы обнаружения объектов на фоне интенсивных помех от земли, моря и осадков

Радиолокационное обнаружение малозаметных и малогабаритных объектов вблизи поверхности земли и моря, а также в метеорологических осадках представляет крайне трудную задачу [16, 18, 21 – 23, 25 – 33, 36 – 43]. Следует учитывать и тот факт, что помехи от морской поверхности и растительности имеют нестационарный и многомасштабный характер, особенно при малых углах скольжения ϑ. Разнообразие подстилающих покровов, условий радиолокационного наблюдения и сопровождение указанных выше объектов очень часто приводит к тому, что отношение сигнал/помеха q_0^2 для таких задач почти всегда заполняет область отрицательных (в децибелах) значений, то есть, $q_0^2 < 1$ дБ. Это делает неприменимым классические радиолокационные методы и алгоритмы обнаружения в большинстве случаев, т.е., использование энергетических обнаружителей (когда отношение правдоподобия определяется исключительно энергией принимаемого сигнала) невозможно.

Первичные радиосистемы (в том числе, и предложенные автором на основе фрактальных принципов) исходной информации приведены на рис. 1.

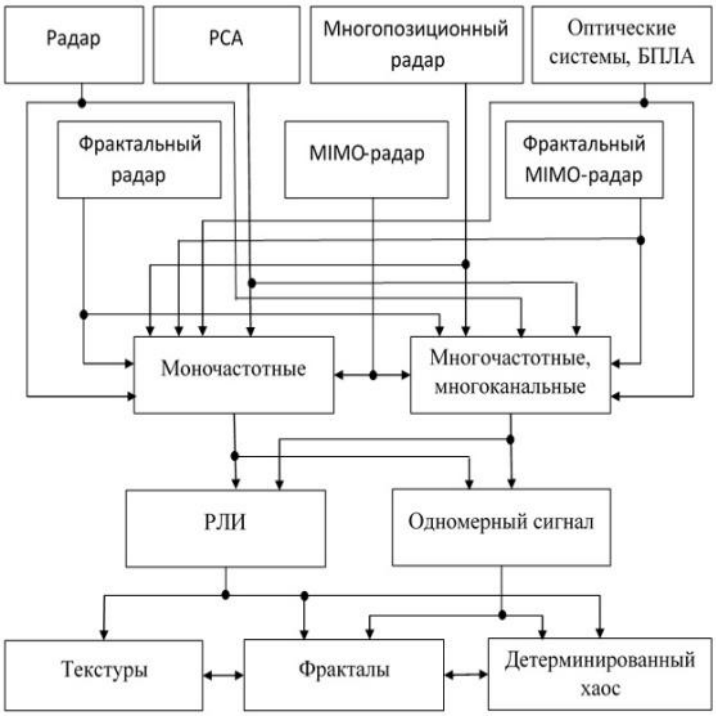


Рис. 1. Первичные радиосистемы исходной информации (включены дополнительно фрактальный радиолокатор и фрактальный MIMO-радар [21, 25 – 33, 25 – 33, 36 – 43]).

Все существующие на данный момент методы и топологические признаки обнаружения малозаметных объектов на фоне интенсивных отражений от моря, земли и метеорологических образований компактно представлены на рис. 2. Там же отмечены взаимосвязи между разнообразными *топологическими признаками и методами*. Данная схема разрабатывалась автором достаточно длительное время параллельно с его авторскими пионерскими работами и идеями, а также с учетом всей доступной отечественной и зарубежной информации. Более подробно обнаружение объектов при условии $q_0^2 < 1$ дБ и различных негауссовских помех рассмотрено в работах [16, 18, 21 – 23, 25 –

33, 36 – 43]. Признаки в среднем ряду на рис. 2 в своей основе определяются фрактальной размерностью или размерностью Хаусдорфа.

Рис. 2. Новые топологические признаки и методы обнаружения малоконтрастных объектов на фоне интенсивных помех: РЛИ – радиолокационное изображение, ТП – текстурные признаки, ЧФК – частотная функция когерентности.

Эффективность координатной привязки и обнаружения объектов наблюдения при дешифрировании оптических, оптико-электронных и радиолокационных изображений в условиях воздействия маскирующих помех существенно зависит от качества обработки изображений. В настоящее время одним из эффективных методов обработки изображений является глобальный авторский фрактально-скейлинговый метод обработки [16, 18, 21 – 23, 25 – 33, 36 – 43].

7. Постулаты фрактальной радиолокации

Основываясь на фрактальной интерпретации отраженного радиолокационного многомерного сигнала [16, 18, 21 – 23, 25 – 33, 36 – 43], можно отметить, что открытая

и предложенная автором *фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация* базируется на *трех постулатах*:

1-интеллектуальная обработка сигнала / изображения, основанная на теории дробной меры и скейлинговых эффектов, для расчета поля (сигнатур) фрактальных размерностей *D*;

2-выборка принимаемого сигнала в шумах относится к классу устойчивых негауссовых распределений вероятностей фрактальной размерности сигнала (т.е., работаем с распределениями с тяжелыми хвостами);

3-максимум топологии при минимуме энергии входного случайного сигнала.

8. Статистическая теория фрактальной радиолокации

Быстрое развитие теории фракталов в радиолокации и радиофизике обусловило актуальную задачу становления нового теоретического направления в современной радиолокации. Это направление можно обозначить как «Статистическая теория фрактальной радиолокации». Оно включает (по крайней мере, на начальном первом этапе) следующие основные вопросы:

1. Теория целочисленной и дробной меры. 2. Конструкции Каратеодори в теории меры. 3. Мера Хаусдорфа и размерность Хаусдорфа-Безиковича. 4. Теория топологических пространств. 5. Теория размерности. 6. Линия с точки зрения математика. 7. Недифференцируемые функции и множества. 8. Основы теории вероятности. 9. Устойчивые вероятностные распределения. 10. Теория дробного исчисления. 11. Классическое броуновское движение. 12. Обобщенное броуновское движение. 13. Фрактальные множества. 14. Аномальная диффузия. 15. Основные критерии теории статистических решений в радиолокации. 16. Распространение волн во фрактальных случайно-неоднородных средах. 17. Рассеяние волн обобщенной броуновской поверхностью. 18. Рассеяние волн поверхностью на основе недифференцируемых функций. 19. Дифракталы. 20. Кластерный анализ. 21. Теория и схемотехника фрактальных обнаружителей. 22. Фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация. 23. Многопозиционная радиолокация. 24. MIMO-радиолокация. 25. Когнитивная радиолокация.

Данный список изучаемых вопросов, естественно, подлежит расширению и уточнению в будущем. Этим и занимается автор в течение 40 лет своей научной деятельности.

9. О развитии теории эффективного применения БЛА

Кратко рассмотрим по монографиям [4 – 9] основы теории эффективного применения БЛА. (Все эти малодоступные книги присланы проф. В.С. Моисеевым проф. А.А. Потапову в процессе их переписки и обменом написанных ими монографий). Значительные затраты на выпуск различных типов БЛА делает актуальной проблему их эффективной эксплуатации при решении разнообразных военных и гражданских задач. Как показал ретроспективный анализ развития беспилотной авиационной техники [1, 3, 4 – 9, 15], разработка, производство и применение БЛА различного назначения у нас в стране и за рубежом осуществляется при отсутствии серьезной теоретической базы, учитывающей все характерные особенности этого вида авиационной техники.

На взгляд проф. В.С. Моисеева [4 – 9], выход России на лидирующие позиции по созданию и выпуску разнообразной беспилотной техники невозможен без разработки и активного применения на практике общей теории автоматизированного проектирования и производства БЛА. Не менее важной является разработка теоретических основ и практических методик организации основных и вспомогательных (сервисных) процессов эффективного применения БЛА различного назначения. Следует отметить, что достаточно подробное рассмотрение таких вопросов практически отсутствует в

существующей научно-технической литературе и периодических изданиях. В монографиях [4 – 9] представлены результаты многолетних исследований и разработок, выполненных проф. В.С. Моисеевым в качестве главного специалиста одной из проектных организаций г. Казани, занимающейся разработкой БЛА и беспилотных авиационных комплексов (БАК).

В основу большинства задач, рассмотренных в монографиях [4 – 9], по эффективному применению БЛА и БАК полагается подход, учитывающий их многокритериальность и получение совокупности вариантов, оптимальных по Парето (неулучшаемых, эффективных) решений. Эти варианты должны выдаваться соответствующему лицу, принимающему решения, для выбора им применяемого решения на основе его опыта, интуиции и текущей практической ситуации. При затруднениях в выборе конкретного решения предлагается использовать метод «идеальной точки», позволяющий указать в паретооптимальном множестве вариант решения, наиболее близкого к «идеальному» решению рассматриваемой многокритериальной задачи оптимизации.

В монографиях [4 – 9] представлен опыт применения системного подхода к эффективной организации основных и вспомогательных процессов применения БЛА различного назначения. Дальнейшее развитие предложенной теории должно проводиться в направлении углубления и расширения состава ее задач с точки зрения максимального приближения к практике эксплуатации различных, в том числе перспективных, типов БЛА. В настоящее время теорию эффективного применения БЛА и БАК необходимо срочно дополнять элементами математической теории фракталов в совокупности со скейлинговыми эффектами, т.е., теми актуальными направлениями, которые названы нами как фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация и кратко представлены здесь выше.

Важнейшим аспектом практического использования результатов теории эффективного применения БЛА является разработка и внедрение защищенных информационно-коммуникационных технологий решения ее задач. Пользователями таких технологий, которые должны быть реализованы в среде сетеоцентрической мобильной распределенной АСУ группировкой БЛА, являются персонал и руководящий (командный) состав БАК и соответствующих беспилотных подразделений. Перспективным направлением развития предложенной теории является включение в ее состав задач, методов и алгоритмов формирования оптимального программного управления БЛА, непосредственно связанного с целями их применения. В результате должна быть разработана общая теория эффективного применения БЛА, в которой в качестве составной части будет присутствовать теория оптимального управления БЛА различного назначения.

По глубокому убеждению автора [4 – 9], выход России на ведущие мировые позиции по беспилотной авиационной технике возможен только при активном использовании в отечественной практике серьезной теоретической базы разработки, производства и применения БЛА и БАК.

Заключение

Рассмотренные основные тенденции в развитии методов группового управления неизбежно требуют углубления и расширения с точки зрения *теории эффективного применения БЛА* [4 – 9]. Впервые предложено ввести в поисковые алгоритмы и в процессы формирования динамической группировки БЛА элементы теории фракталов в совокупности со скейлинговыми эффектами. Алгоритмы, построенные на таких правилах, позволят достаточно успешно контролировать группу БЛА в процессе движения, поиска целей, развертывания в определенный порядок и выполнения целевых задач. Ранее применение теории фракталов в радиолокации, радиофизике и обработке многомерных сигналов привело к созданию нового теоретического направления в современ-

ной радиолокации [16, 18, 21 – 23, 25 – 33, 36 – 43]. Его можно охарактеризовать как “Статистическая теория фрактальной радиолокации”. Перечень фундаментальных вопросов – см. [27, 43] и выше в данной работе.

Список литературы

1. *Сидорин А.Н., Прищепов В.М., Акуленко В.П.* Вооруженные силы США в XXI веке. М.: Военная книга, 2013. 800 с.
2. *Gonzales D., Harting S.* Designing Unmanned Systems with Greater Autonomy: Using a Federated, Partially Open Systems Architecture Approach. Santa Monica, Calif: RAND, 2014. 96 pp.
3. *Быстров Р.П., Гвоздев А.Е., Немцов А.В., Потапов А.А., Шеремет И.Б.* Современное состояние и перспективы развития беспилотных летательных аппаратов ведущих государств мира. М.: 3 ЦНИИ Минобороны России, 2016. 399 с.
4. *Козар А.Н., Моисеев В.С.* Информационные технологии оптимального применения управляемых артиллерийских снарядов. Казань: РИЦ, 2012. 348 с.
5. *Горбунов Д.А., Моисеев В.С.* Основы прикладной теории неявных математических моделей и методов. Казань: РИЦ, 2012. 172 с.
6. *Гимадеев Р.Г., Моисеев В.С., Арутюнова Н.К.* Обратные задачи управления беспилотными летательными аппаратами артиллерийской разведки. Казань: РЦ МКО, 2013. 240 с.
7. *Моисеев В.С.* Основы теории эффективного применения беспилотных летательных аппаратов. Казань: РИЦ “Школа”, 2015. 444 с.
8. *Моисеев В.С.* Прикладная теория управления беспилотными летательными аппаратами. Казань: РЦ МКО, 2013. 768 с.
9. *Моисеев В.С.* Групповое применение беспилотных летательных аппаратов. Казань: РИЦ “Школа”, 2017. 572 с.
10. *Карпенко А.П.* Современные алгоритмы поисковой оптимизации. Алгоритмы, вдохновленные природой. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2014. 446 с.
11. Групповое управление подвижными объектами в неопределенных средах / Под ред. *В.Х. Пшихопова*. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2015. 305 с.
12. *Гладков Л.А., Курейчик В.В., Курейчик В.М.* Генетические алгоритмы. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2010. 368 с.
13. *Cheng H., Page J., Olsen J.* Dynamic Mission Control for UAV Swarm via Task Stimulus Approach // American Journal of Intelligent Systems. 2012. № 2(7). P. 177–183.
14. *Бекмачев Д.А., Потапов А.А., Ушаков П.А.* Проектирование фрактальных пропорционально-интегрально-дифференциальных регуляторов дробного порядка // Успехи современной радиоэлектроники. 2011. № 5. С. 13–20.
15. http://rusrep.ru/article/2012/04/24/buduhee/
16. *Гуляев Ю.В., Потапов А.А.* Создание и развитие в ИРЭ РАН текстурных и фрактальных методов обнаружения, обработки и распознавания слабых сигналов и изображений неподвижных и движущихся целей на фоне интенсивных помех для современных задач статистической радиофизики, радиолокации, навигации и дистанционного зондирования // Материалы 18-й Междунар. науч.-техн. конф. "Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций" (Рязань, 26–28 октября 2015 г.). М.: Изд-во “Горячая линия - Телеком”, 2015. С. 3–9.
17. *Потапов А.А., Лазин Ю.А., Кубенцов Д.И. и др.* Обработка фрактально-скейлинговыми и интегральными методами изображений, полученных с беспилотных летательных аппаратов в режиме пролета над неоднородной местностью с оперативным обнаружением объектов // Материалы 18-й Междунар. науч.-техн. конф. "Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций" (Рязань, 26–28 октября 2015 г.). М.: Изд-во “Горячая линия - Телеком”, 2015. С. 22–24.

18. *Потапов А.А.* Обработка фрактально-скейлинговыми и интегральными методами нечетких изображений, полученных с беспилотных летательных аппаратов в режиме пролета над неоднородной местностью // Радиотехника. 2016. № 7. С. 119–124.

19. *Potapov A.A., German V.A., Pahomov A.A.* Processing of images obtained from unmanned aerial vehicles in the regime of flight over inhomogeneous terrain with fractal-scaling and integral method // Proc. 2016 Int. Conf. on Radar "Radar 2016" / Ed. Wu Shunjun (China, Guangzhou, Oct. 10–12, 2016). Beijing: Chinese Institute of Electronics (CIE), 2016. P. 585–587.

20. *Потапов А.А., Шифрин Я.С., Кузеев Р.Р.* Генетические и самоаффинные методы проектирования фрактальных антенн // Антенны. 2014. № 3 (202). С. 25–48.

21. *Потапов А.А.* Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Университетская книга, 2005. 848 с.

22. *Потапов А.А.* Фракталы и хаос как основа новых прорывных технологий в современных радиосистемах. - Дополнение к кн.: *Кроновер Р.* Фракталы и хаос в динамических системах / Пер. с англ.; Под ред. *Т.Э. Кренкеля*. – М.: Техносфера, 2006. С. 374–479.

23. *Потапов А.А., Гуляев Ю.В., Никитов С.А., Пахомов А.А., Герман В.А.* Новейшие методы обработки изображений / Под ред. *А.А. Потапова.* М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. 496 с. (монография - по гранту РФФИ № 07 – 07 - 07005).

24. *Евдокимов Ю.К., Потапов А.А., Шахтурин Д.В.* Фрактальное моделирование задержек сообщений в больших сетях // Нелинейный мир. 2008. Т. 6. № 8. С. 444–451.

25. *Potapov Alexander A.* Chaos Theory, Fractals and Scaling in the Radar: A Look from 2015. – Глава 12 в книге: The Foundations of Chaos Revisited: From Poincaré to Recent Advancements / Ed. Skiadas C. Switzerland, Basel: Springer Int. Publ., 2016. P. 195–218.

26. *Потапов А. А.* Стратегические направления в синтезе новых топологических радиолокационных обнаружителей малоконтрастных объектов на фоне интенсивных помех от земли, моря и осадков // Нелинейный мир. 2016. Т. 14. № 3. С. 6 – 22.

27. *Potapov A.A.* Analysis and Synthesis of Topological Radar Detectors of Low-Contrast Targets Against the Background of High Intensity Noise as a New Branch of Radiolocation and the Theory of Statistical Solutions // Eurasian Physical Technical Journal. 2016. Vol. 13. No. 2(26). P. 12–23.

28. *Potapov A.A.* Strategic Directions in Synthesis of New Topological Radar Detectors of Low-Contrast Targets against the Background of High-Intensity Noise from the Ground, Sea and Precipitations // Proc. 2016 Int. Conf. on Radar "Radar 2016" / Ed. Wu Shunjun (China, Guangzhou, Oct. 10–12, 2016). – Beijing: Chinese Institute of Electronics (CIE), 2016. P. 692–696.

29. *Potapov A.A.* Fractality and scaling problems in radio location and radio physics with new methods of detection of low-contrast targets against a background of high intensity noise // Proc. of the XV Int. Academic Congress "Fundamental and Applied Studies in the Modern World" (United Kingdom, Oxford, 06 – 08 September 2016). Oxford: Oxford University Press, 2016. P. 314–322.

30. *Potapov Alexander A.* New Conception of Fractal Radio Device with Fractal Antennas and Fractal Detectors in the MIMO Systems // Book of Abstracts 9th Int. Conf. (CHAOS' 2016) on Chaotic Modeling, Simulation and Applications (23 – 26 May 2016, Senate House, University of London, London, UK). London: University of London, 2016. P. 85.

31. *Потапов А.А.* Фрактально-скейлинговые или масштабно - инвариантные принципы радиолокации и их применение в радиолокаторах с синтезированной апертурой // Сб. трудов III Всероссийской НТК «Перспективы развития РЛС дальнего обнаружения, интегрированных систем и комплексов информационного обеспечения ВКО и комплексов управления и обработки информации: «РТИ Системы ВКО–2015» (Москва,

ОАО «РТИ им. академика А.Л. Минца», 28 мая 2015 г.). М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2015. С. 573–590.

32. *Потапов А.А.* У истоков фрактально-скейлинговой или масштабно-инвариантной радиолокации (1980 – 2015) // Радиотехника. 2015. № 8. С. 95–108.

33. *Потапов А. А.* О стратегических направлениях в синтезе новых видов радиолокационных текстурно-фрактальных обнаружителей малоконтрастных объектов с выделением их контуров и локализацией координат на фоне интенсивных помех от поверхности земли, моря и осадков // IV Всероссийская НТК «Перспективы развития РЛС дальнего обнаружения, интегрированных систем и комплексов информационного обеспечения воздушно-космической обороны и комплексов управления и обработки информации (РТИ Системы ВКО – 2016)», посв. 100-летию НИИДАР и 70-летию РТИ им. академика А.Л. Минца: Программа и тезисы (Москва, 02 – 03 июня 2016 г.). М.: ОАО «РТИ им. академика А.Л. Минца», 2016. С. 12 (*сб. трудов выйдет в 2017 г.*).

34. *Foukzon J., Potapov A.A.* Homing Missile Guidance Law with Imperfect Measurements and Imperfect Information about the System // arXiv:1210.2933. (General Mathematics), 8 October 2012. Cornell University. USA. 2012. 58 pp. (https://www.researchgate.net/publication/232143888).

35. *Foukzon J., Men'kova E., Potapov A.A.* The Solution Classical Feedback Optimal Control Problem for m-Persons Differential Game with Imperfect Information // Open Journal of Optimization. 2013. V. 2. № 1. P. 16–25 (http://dx.doi.org/10.4236/ojop.2013.21003).

36. *Потапов А.А.* О комбинированных методах обнаружения объектов на изображениях с БПЛА, основанных на фрактальных и целочисленных операторах // Сб. тезисов III Всероссийской НТК "Системы связи и радионавигации" (Красноярск, 22 – 23 сентября 2016 г.). Красноярск: АО "НПП "Радиосвязь", 2016. С. 204–208.

37. *Потапов А.А.* Синтез новых видов динамических текстурно-фрактальных обнаружителей малоконтрастных объектов с выделением их контуров и локализацией координат на фоне интенсивных помех от поверхности земли, моря и осадков // Материалы 26-й Междунар. Крымской конф. "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии.- КрыМиКо'2016" (Севастополь, Крым, Россия, 4 – 10 сентября 2016 г.). Москва; Минск; Севастополь: КНТЦ им. А.С. Попова, 2016. Т. 11. С. 2625–2636.

38. *Potapov A.A.* On Fractal Dimension Spectrum of New Lightning Discharge Types in Ionosphere: Elves, Jets and Sprites // Eurasian Physical Technical Journal. 2016. Vol. 13. No. 2(26). P. 6–12.

39. *Potapov Alexander A.* The Fractal - Scaling Radiolocation: Formation History 1980 – 2015 // Chaotic Modeling and Simulation (CMSIM). 2016. № 3. P. 317–331.

40. *Потапов А. А.* Создание, развитие и применение фрактально – скейлинговых методов для задач радиолокации и формирования основ фрактальной элементной базы // Труды девятой Всероссийской конф. "Необратимые процессы в природе и технике" (Москва, 25 – 27 января 2017 г.). М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2017. Часть I. С. 65–68.

41. *Потапов А.А.* Фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация: открытие, обоснование и пути развития (Пленарный доклад) // Сб. докл. II Всероссийской научно- практической конф. «Авионика» (Воронеж, 16 – 17 марта 2017 г.). Воронеж: Изд-во Военно-воздушной академии им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, 2017.

42. *Потапов А.А.* Дифракталы на частоте 36 ГГц, наблюдаемые при радиолокационном рассеянии электромагнитной волны фрактальной поверхностью, и волновые катастрофы во фрактальных случайно-неоднородных средах // Сб. материалов XIII Международной конф. «Забабахинские научные чтения», посв. 100-летию со дня рождения Е.И. Забабахина (Снежинск, 20 – 24 марта 2017 г.). Снежинск: Изд-во РФЯЦ - ВНИИТФ, 2017. С. 137–138.

43. *Потапов А.А.* О фрактальной структуре высотных грозовых разрядов в ионосфере: эльфы, джеты и спрайты // Сб. материалов XIII Международной конф. «Забабахинские научные чтения», посв. 100-летию со дня рождения Е.И. Забабахина (Снежинск, 20 – 24 марта 2017 г.). Снежинск: Изд-во РФЯЦ -ВНИИТФ, 2017. С. 335–336.

Сведения об авторе

Потапов Александр Алексеевич (4 мая 1951 г. р.):

Доктор физ.-мат. наук (1994); академик РАЕН (2007), академик Академии инженерных наук (АИН) им. А.М. Прохорова (2008); главный научный сотрудник ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН (2002); профессор Казанского государственного технического университета (КАИ) им. А.Н. Туполева (2008); ученый секретарь Диссертационного совета при ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН № Д 002.231.02 (1999); действительный член Вневедомственного экспертного совета по проблемам воздушно-космической обороны – ВЭС ВКО (декабрь 2015).

Главный редактор журнала “Нелинейный мир” (2003), член редколлегий 10 российских и международных журналов.

Автор более 830 научных работ, в том числе 23 монографий.

Почетный профессор Евразийского национального университета (Казахстан, Астана, 2010). Почетный профессор Джинанского университета (Китай, Гуанчжоу, 2011).

Почетный радист РФ (май 2006). Основатель Российской научной школы фрактальных методов, хорошо известной в мире. Президент совместной китайско-российской лаборатории информационных технологий и фрактальной обработки сигналов (2011). Автор основополагающих исследований в области фрактальных подходов к проблемам радиофизики, радиотехники, радиолокации, электродинамики, электроники, антенной техники, управления и широкого спектра смежных научных и технических направлений. Работает в этой области с 1979 г. Инициатор постановки первых НИР и ОКР в РФ по радиофизическим применениям теории фракталов, скейлинговых эффектов и дробных операторов в радиосистемах.

Лауреат Премии имени академика А.М. Прохорова (декабрь 2013). Награжден 17 медалями, в их числе медаль имени М.В. Келдыша (май 2007), медаль имени С.П. Королева (май 2008), медаль имени А.И. Берга (декабрь 2009), медаль имени Ю.А. Гагарина (май 2011), почетный знак “За заслуги в развитии науки и экономики России” (октябрь 2011), медаль “М.В. Ломоносов. За заслуги” (ноябрь 2011); медаль "50 Лет Космонавтике" (декабрь 2011); медаль “За заслуги в развитии радиоэлектроники и связи” - решение Президиума Центрального Совета РНТОРЭС им. А.С. Попова (май 2015), медаль имени В.Н. Челомея (май 2016), медаль имени А.А. Расплетина (декабрь 2016), медаль “Лауреат премии ВЭС ВКС” III степени (декабрь 2016).

Научные интересы: радиофизика, рассеяние и дифракция электромагнитных волн, радиолокация, распознавание и обработка сигналов и изображений, фрактальные антенны, детерминированный хаос, современная топология, фрактальный анализ, дробные операторы, эффекты скейлинга.

E-mail: potapov@cplire.ru **Сайт:** http://www.potapov-fractal.com

ГЛУБИННОЕ ФОРМИРОВАНИЕ ОБЪЕМНОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ КРУГОВОГО ОБЗОРА

А.М .Бобрешов, В.Ю. Вавилов, А.Г. Кошелев, Д.А.Чистилин

Аннотация: в работе проведен расчет глубинного изображения, создаваемого с помощью многоступенчатых светодиодных матриц трехмерной системы визуализации кругового панорамного обзора, которые могут найти широкое применение в тренажерах различного назначения, виртуальных планетариях, диспетчерских пунктах управления движением, кинотеатрах, видеоконференциях и т.д.

Ключевые слова: светодиодная матрица, 3D-дисплей, параллакс, глубинное зрение.

DEEP FORMATION OF THE VOLUME IMAGE OF THE CIRCULAR REVIEW

A.M. Bobreshov, V.Ju.Vavilov, A.G.Koshelev

Abstract: in work calculation of the deep image created by means of multistage light-emitting diode matrixes of three-dimensional system of visualisation of the circular panoramic review which can to find wide application in training apparatus of different function, virtual planetaria, traffic control control offices, cinemas, videoconferences etc.

Keywords: a light-emitting diode matrix, the 3D-display, a parallax, deep sight.

Введение.

Создание устройства формирования реального объемного изображения, наиболее достоверно отображающего окружающий нас мир, а также объемных изображений, формируемых при помощи компьютерной графики, с давних пор является актуальной задачей.

В последние десятилетия за счет создания эффективной элементной базы и цифровых методов обработки, хранения и передачи информации, значительно возросла интенсивность исследований в решении вышеупомянутой задачи. По мере развития технологии производства светодиодов менялись и инженерные подходы к построению экрана современных дисплеев. Вскоре стало возможным строить огромные наружные 360° (цилиндрические) светодиодные экраны с превосходным обзором со всех сторон, а также вогнутые экраны с излучением, направленным радиально к их центру, где обычно расположен наблюдатель.

Однако, главным недостатком подобных устройств является их узконаправленное применение, ограниченное рамками рекламной видеоинформации, что, естественно, требует дополнительных исследований и практических решений для расширения их функциональных возможностей.

С целью расширения функциональных возможностей дисплеев, использующих круговую светодиодную электронно-механическую развертку изображения, был разработан дисплей, в котором вращающиеся светодиоды излучающей поверхностью обращены внутрь к центру вращения, образуя, тем самым, панорамный экран внутреннего обзора изображения [1]. В процессе его работы наблюдатель, находящийся в центре кругового экрана, может наблюдать изображения со всех сторон, причем высокого качества, так как максимальное излучение светодиодов направлено к центру их вращения.

Человек видит мир объемным за счет стереоскопичности зрения. Большинство фотографий и видео являются двухмерными и не содержат информации о координате глубины. Создание метода, позволяющего выделить глубину изображения и отобразить ее, позволит получить больше информации с двухмерных изображений и применить

полученные результаты в данном устройстве. Поэтому эта задача также является актуальной [2-4, 8].

Цель данной работы – создание системы реальной трехмерной визуализации. В процессе проведения данной работы были рассмотрены следующие сопутствующие задачи:

1. Анализ трехмерной системы визуализации кругового панорамного обзора.
2. Расчет глубинного изображения, создаваемого с помощью многоступенчатых светодиодных матриц, и определение расстояния между пикселями светодиодных линеек.
3. Вычисление углового и линейного параллакса для цилиндрического экрана. Определение соотношения между восприятием глубины человеческим зрением и параметрами многослойного цилиндрического экрана.

1. Панорамный 3D-дисплей

Известно, что главным критерием оценки работы авиационного тренажера (АТ) является создание ощущения реальности полета, а это возможно лишь при условии правильного согласования характеристик системы визуализации АТ с характеристиками зрительного восприятия человека.

Основные недостатки существующих АТ – это отсутствие реальности передаваемых изображений, низкая четкость и яркость, отсутствие объемности сцен и объектов, усталость глаз, наличие промежутков между экранами, повышенная стоимость.

Исходя их этих недостатков, авторами был запатентован дисплей, реального трехмерного изображения, формируемого путем вращения многоступенчатых дугообразных светодиодных матриц (рис.1), состоящих из вертикальных, сдвинутых в глубину светодиодных линеек [1].

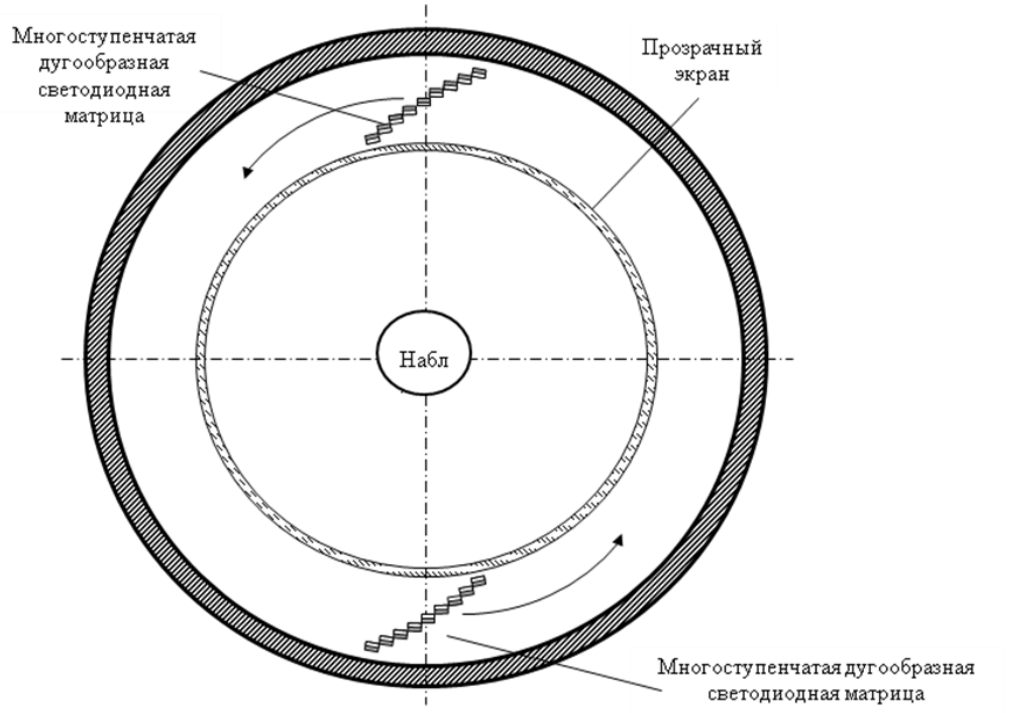


Рис.1. Светодиодные матрицы, вид сверху

2. Восприятие глубины изображения

2.1 Физика глубинного зрения

Рассмотрим физику глубинного зрения на примере некоторой точки *А* (рис. 2), расположенной в пространстве. При ее наблюдении на сетчатках обоих глаз возникают проекции этой точки - $а_л$ и $а_{пр}$, попадающие в центр желтого пятна. Появление в пространстве точки *Б*, соответственно, приводит к проекциям $б_л$ и $б_{пр}$. Фиксация взгляда на точке *А*, при наличии точки *Б*, приводит к возникновению углов δ_1 и δ_2, не равных между собой. Это неравенство ($\delta_1 \neq \delta_2$) определяет механизм возникновения стереоэффекта. При этом точки *А* и *Б* воспринимаются как разноудаленные по глубине.

При рассматривании предметов двумя глазами зрительные оси сходятся под некоторым углом, называемым углом конвергенции (сходимости). Для точек *А* и *Б* углами конвергенции являются соответственно α и β.

Из геометрических построений ясно, что $\alpha+\delta_1+c+d=180°$ и $\beta+c+d+\delta_2=180°$. Тогда $\alpha-\beta=\delta_2-\delta_1$, т.е. при смещении наблюдаемых точек (объектов) по глубине изменяются не только δ_1 и δ_2, но и углы конвергенции α и β. Разность углов конвергенции $\Delta=\alpha-\beta$, называемая угловым параллаксом, определяет восприятие глубинного расположения предметов. Параллакс является обязательным условием возникновения стереоскопического эффекта [5, 6].

Разноудаленность точек *А* и *Б* приводит к тому, что отрезки между проекциями этих точек не равны между собой, т.е. $а_л б_л \neq а_{пр} б_{пр}$. При рассматривании *А* и *Б* одновременно и фиксировании своего внимания, например, на точке *А*, т.е. при проецировании ее в середину желтого пятна обеих сетчаток, точки $б_л$ и $б_{пр}$ займут положение на разном расстоянии от $а_л$ и $а_{пр}$. Точки $а_л$, $а_{пр}$ и $б_л$, $б_{пр}$ называются соответствующими. Соответствующие точки – точки на сетчатках глаз, являющиеся изображениями одной и той же точки объекта.

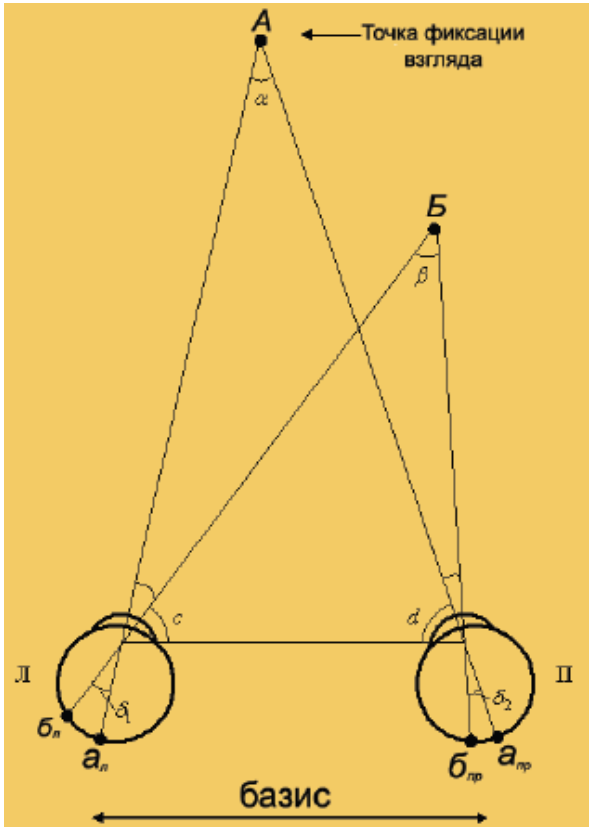


Рис. 2. Принцип глубинного зрения

Минимальный угловой параллакс, которому соответствует минимально различимое восприятие глубины, называется порогом глубинного зрения. Среднее его значение 10"…20". Острота глубинного, или стереоскопического, зрения определяется как величина, обратная порогу глубинного зрения.

Максимальным угловым параллаксом называется такой параллакс, при котором еще отсутствует двоение изображения при его просмотре. В результате экспериментальных исследований была определена его величина, которая составила 60'…70'.

Помимо углового параллакса существует и линейный, представляющий собой разность длин отрезков: $\Delta l = a_л б_л - a_{пр} б_{пр}$. Из-за этой разницы в сознании человека возникает стереоскопическое восприятие, дающее суждение о взаимном удалении точек *А* и *Б* по глубине.

Острота зрения — численное выражение способности глаза воспринимать раздельно две точки, расположенные друг от друга на определенном расстоянии. Условно принято считать, что глаз с нормальной остротой зрения способен увидеть раздельно две далёкие точки, если угловое расстояние между ними равно одной угловой минуте (1/60 градуса).

На рис.3 показано использование светодиодных матриц для формирования глубинного изображения.

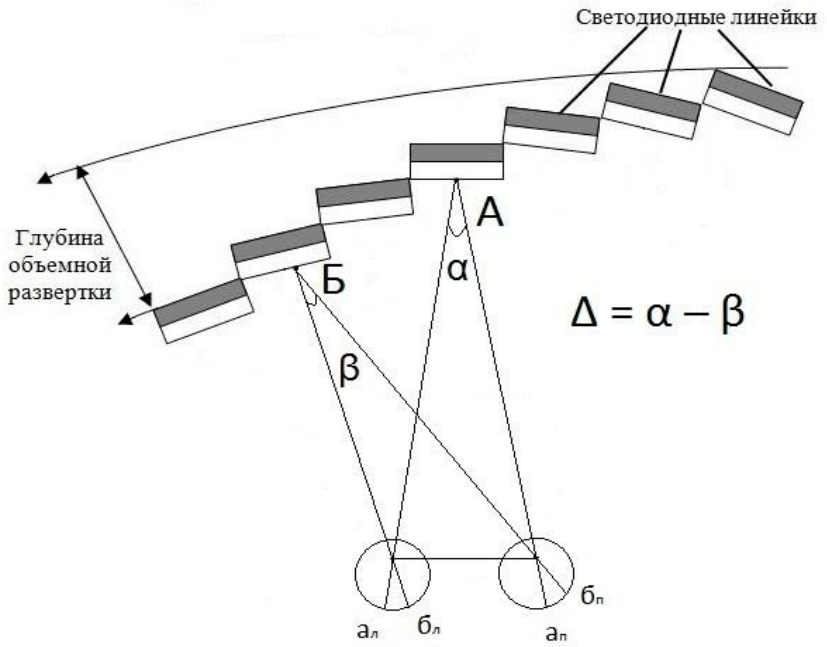


Рис.3. Формирование объемного изображения с помощью светодиодных линеек

2.2 Расстояние между светодиодными линейками

Экран состоит из набора светодиодных линеек. С помощью измерения порога глубинного зрения (*Δmin*) найдем расстояние между пикселями соседних светодиодных линеек (рис.4), где 1,2,3…n – линейки, *s* – расстояние между ними. Это расстояние *s* между пикселями соседних линеек получается за счет того, что человеческий глаз не способен различить глубину между двумя точками, которые находятся на расстоянии минимального углового параллакса.

Обозначим минимальный угловой параллакс как *Δmin*=15”= 0.004167°.

Пусть расстояние от наблюдателя до экрана *D*=2м=2000мм, глазной базис *b*=65мм. Производить расчеты будем в программе трехмерного моделирования Компас-3D (рис. 5).

A1 – угол конвергенции для 1-ой светодиодной линейки, которая расположена ближе всего к наблюдателю на расстоянии *D1*=2м. *A2* – угол конвергенции для 2-ой светодиодной линейки, находящейся на расстоянии *D2*. Расстояние s находится по формуле: *s=D2-D1*, где расстояние *D2* соответствует углу *A2=A1- Δmin*

Произведем измерения:

A1 = 1.861949°, *D1* = 2000 мм.

A2 = 1.861949° - 0.0041667° = 1.8577823°, *D2* = 2004.486412 мм

s=D2-D1=4.486412 мм ≈ 4.5 мм

В итоге получаем, что при расстоянии от наблюдателя до экрана *D*=2м, расстояние до соседней светодиодной линейки s ≈ 4.5 мм (рис.5).

Однако следует отметить, что расстояние s между светодиодными линейками может быть неодинаковым, т.к. при увеличении расстояния от наблюдателя, растет угловой параллакс.

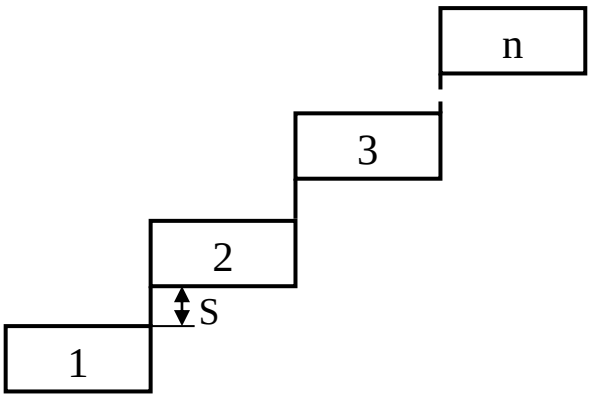


Рис.4. Расстояние между светодиодными линейками

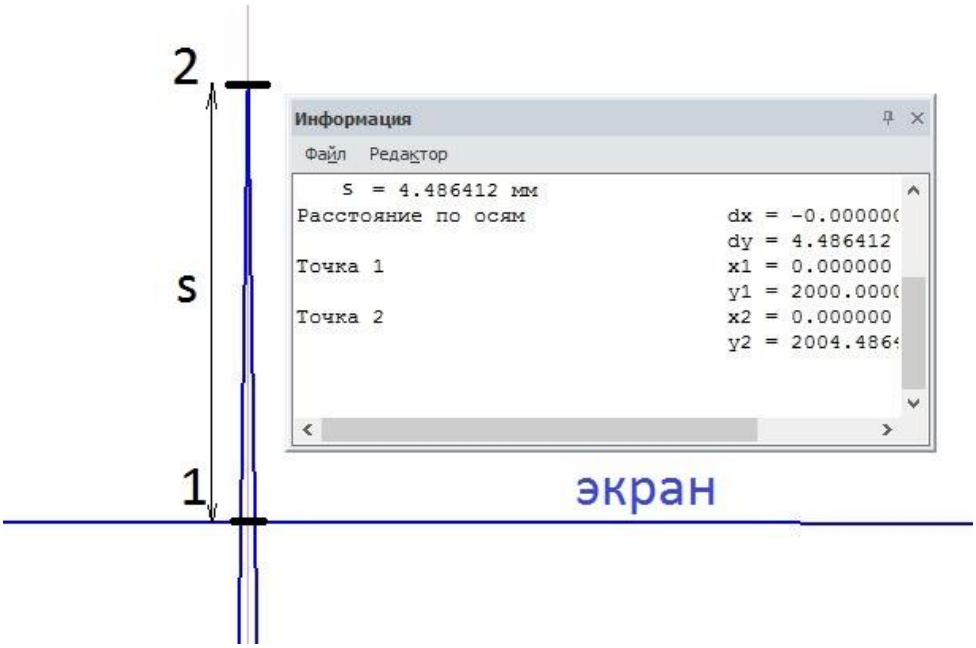


Рис. 5 – Измерение расстояния между светодиодными линейками

2.3 Измерение углового параллакса

Далее произведем оценку восприятия глубины человеком для цилиндрического многослойного экрана [7]. Для этого мы будем измерять углы конвергенции α, β. Далее будем находить угловой параллакс по формуле $\Delta=\alpha-\beta$.

Пусть угол α=1.861949° - это угол конвергенции при фиксации взгляда наблюдателя перед собой на расстоянии 2 метра (рис.6). Угол α не будет изменяться. Угол β (рис. 6) будет изменяться, его будем измерять на расстоянии 2, 2.05, … ,2.45, 2.5, 2.75, 3, 4, 5, 10 метров и на угловом расстоянии от оси наблюдения 0°, 5°, 10° … 40°, 45° (рис.7). На рисунке 7 точка А соответствует углу α, а места пересечения окружностей (экранов) с другими осями – точки Б, которые соответствуют углам β.

Результаты измерений углов конвергенции указаны в таблице 1..

Таблица 1. Измерение углов конвергенции

	угол от оси наблюдения, °									
расстояние, м	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45
2	1,861949	1,854869	1,833681	1,798547	1,749732	1,687605	1,612637	1,525396	1,426543	1,316828
2,05	1,816543	1,809635	1,788964	1,754685	1,707059	1,646446	1,573304	1,488189	1,391746	1,284705
2,1	1,773299	1,766556	1,746376	1,712912	1,666418	1,607247	1,535845	1,452754	1,358605	1,254112
2,15	1,732066	1,725479	1,705768	1,673081	1,627668	1,56987	1,500127	1,418968	1,327007	1,224942
2,2	1,692707	1,686269	1,667005	1,635061	1,590678	1,534193	1,466034	1,386717	1,296844	1,197099
2,25	1,655096	1,648802	1,629965	1,59873	1,555332	1,500101	1,433455	1,3559	1,268023	1,170493
2,3	1,619121	1,612963	1,594536	1,563978	1,521523	1,467492	1,402293	1,326422	1,240455	1,145044
2,35	1,584676	1,578649	1,560613	1,530705	1,489153	1,436269	1,372457	1,298199	1,21406	1,120678
2,4	1,551666	1,545764	1,528104	1,498819	1,458131	1,406348	1,343864	1,271152	1,188765	1,097328
2,45	1,520003	1,514222	1,496921	1,468233	1,428375	1,377648	1,316438	1,24521	1,164503	1,07493
2,5	1,489606	1,48394	1,466986	1,438871	1,399809	1,350096	1,29011	1,220305	1,141211	1,053429
2,75	1,354201	1,34905	1,333635	1,308074	1,27256	1,227364	1,172827	1,109364	1,037458	0,957654
3	1,24136	1,236638	1,222507	1,199074	1,166518	1,125086	1,07509	1,016915	0,950998	0,877843
4	0,931036	0,927494	0,916894	0,899317	0,874897	0,843818	0,806319	0,762682	0,713241	0,658371
5	0,744835	0,742001	0,73352	0,719458	0,69992	0,675056	0,645055	0,610144	0,57059	0,526692
10	0,372421	0,371004	0,366763	0,359732	0,349962	0,337529	0,322527	0,305071	0,285293	0,263343

Теперь найдем угловой параллакс по формуле $\Delta=\alpha-\beta$, где α=1.861949°, а β – углы конвергенции из таблицы 1. В результате вычислений получим углы параллакса – таблица 2.

По таблице 2 построим график зависимости углов параллакса от расстояния и угла наблюдения (рис.8). Для оценки полученных значений отметим на рис.8 минимальный угловой параллакс Δmin=10”…20”, которому соответствует минимально различимое восприятие глубины (пусть Δmin=15”=0.0041667°) и максимальный угловой параллакс Δmax=60’…70’, при котором еще отсутствует двоение изображения при его просмотре (пусть Δmax=65’=1.083333°).

Значения между Δmin и Δmax являются оптимальными для зрения человека. По рис.8 видно, что с увеличением расстояния восприятие глубины ухудшается. После $D \approx$ 4 м параллакс выходит за максимальное допустимое значение. Различным цветом показаны кривые, зависящие от угла наблюдения относительно центральной оси. С увеличением угла наблюдения параллакс также ухудшается, кривая проходит выше. По графику можно предположить, что угол параллакса имеет логарифмическую зависимость.

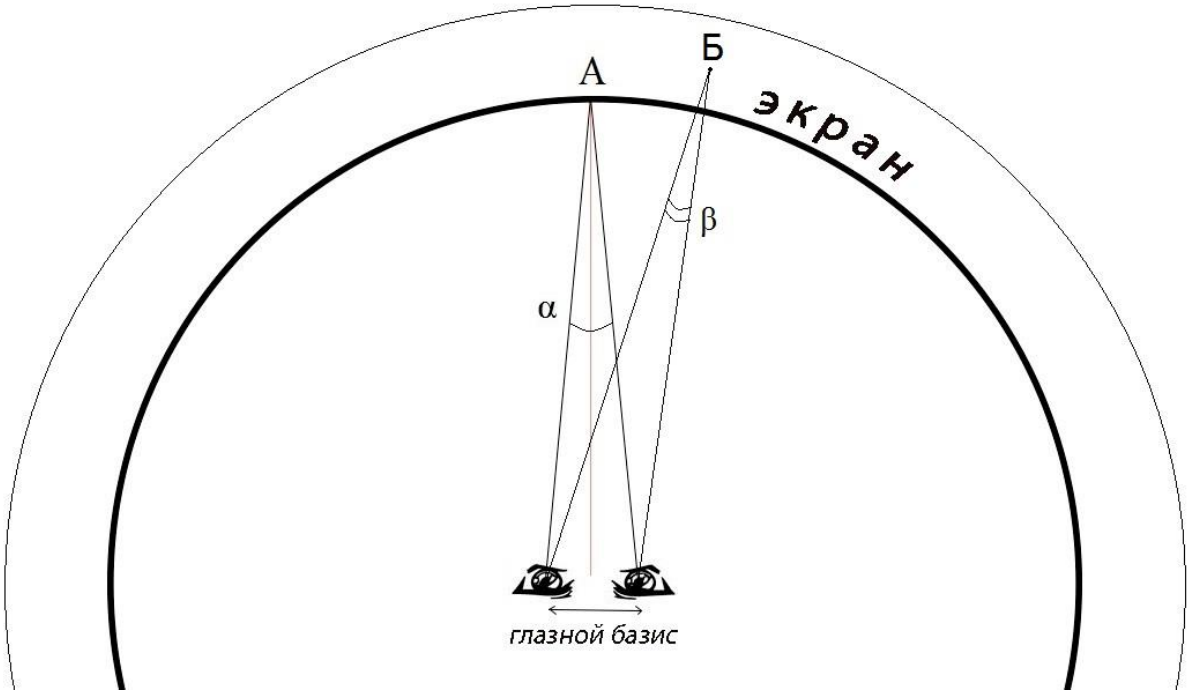


Рис. 6 – Углы сходимости

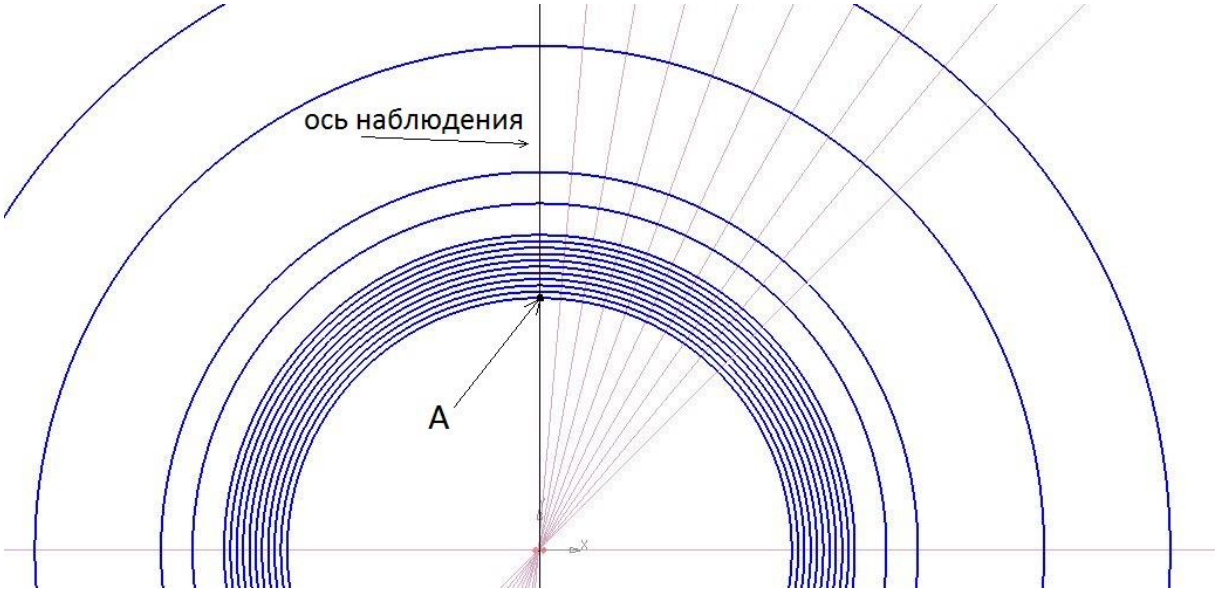


Рис. 7 – Моделирование углов конвергенции

Таблица 2. **Измерение углов параллакса**

	угол относительно оси наблюдения, °									
расстояние, м	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45
2	**0**	0,00708	0,028268	0,063402	0,112217	0,174344	0,249312	0,336553	0,435406	0,545121
2,05	0,045406	0,052314	0,072985	0,107264	0,15489	0,215503	0,288645	0,37376	0,470203	0,577244
2,1	0,08865	0,095393	0,115573	0,149037	0,195531	0,254702	0,326104	0,409195	0,503344	0,607837
2,15	0,129883	0,13647	0,156181	0,188868	0,234281	0,292079	0,361822	0,442981	0,503344	0,637007
2,2	0,169242	0,17568	0,194944	0,226888	0,271271	0,327756	0,395915	0,475232	0,565105	0,66485
2,25	0,206853	0,213147	0,231984	0,263219	0,306617	0,361848	0,428494	0,506049	0,593926	0,691456
2,3	0,242828	0,248986	0,267413	0,297971	0,340426	0,394457	0,459656	0,535527	0,621494	0,716905
2,35	0,277273	0,2833	0,301336	0,331244	0,372796	0,42568	0,489492	0,56375	0,647889	0,716905
2,4	0,310283	0,316185	0,333845	0,36313	0,403818	0,455601	0,518085	0,590797	0,673184	0,764621
2,45	0,341946	0,347727	0,365028	0,393716	0,433574	0,484301	0,545511	0,616739	0,697446	0,787019
2,5	0,372343	0,378009	0,394963	0,423078	0,46214	0,511853	0,571839	0,641644	0,720738	0,80852
2,75	0,507748	0,512899	0,528314	0,553875	0,589389	0,634585	0,689122	0,752585	0,824491	0,904295
3	0,620589	0,625311	0,639442	0,662875	0,695431	0,736863	0,786859	0,845034	0,910951	0,984106
4	0,930913	0,934455	0,945055	0,962632	0,987052	1,018131	1,05563	1,099267	1,148708	1,203578
5	1,117114	1,119948	1,128429	1,142491	1,162029	1,186893	1,216894	1,251805	1,291359	1,335257
10	1,489528	1,490945	1,495186	1,502217	1,511987	1,52442	1,539422	1,556878	1,576656	1,598606

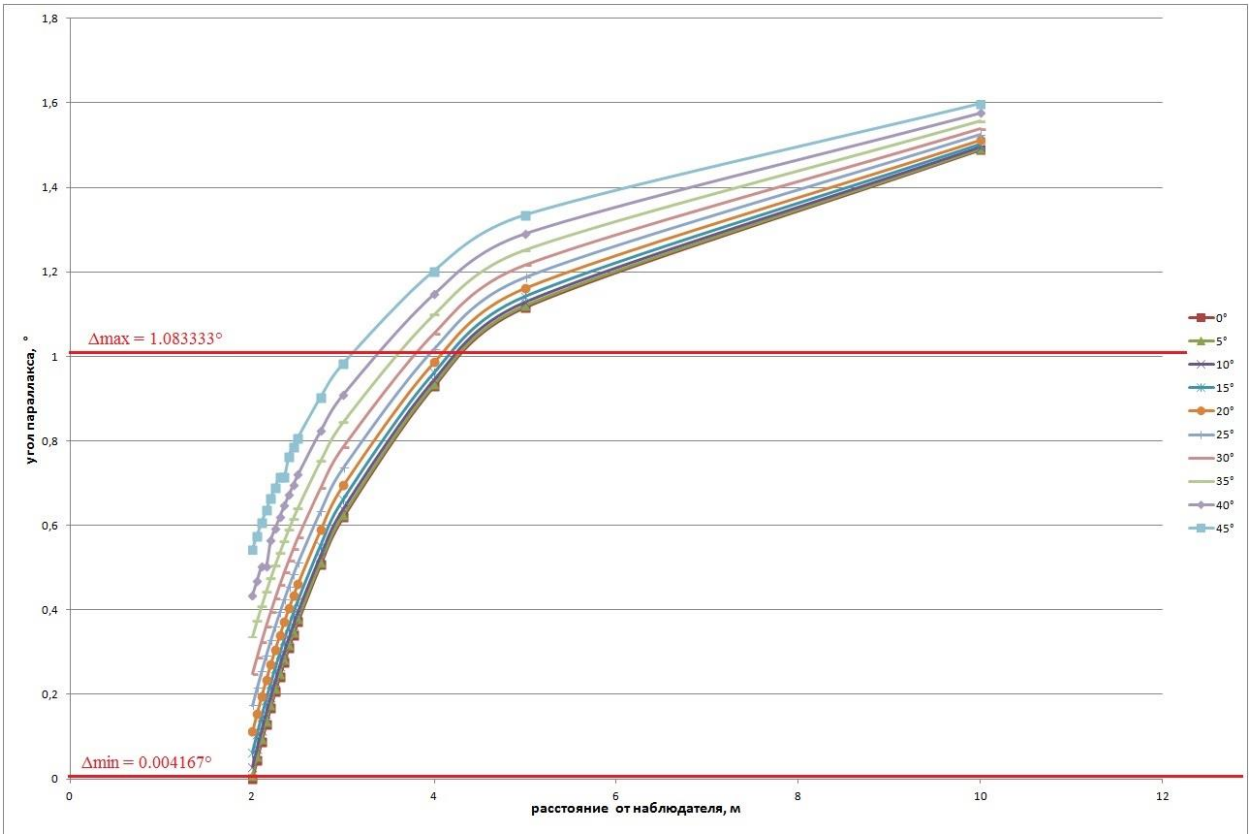


Рис.8. Оценка углов параллакса

2.4 Измерение линейного параллакса

В данном устройстве за счет электромеханической развертки формируется объемное изображение кругового обзора. С помощью светодиодных матриц создается объемная картина из набора слайсов (рис.9).

Найдем R_{min}. Пусть разрешение экрана = 7680 × 4320 пикселей.
Разрешение по горизонтали n = 7680 пикселей. Размер пикселей = 2x2 мм^2.
Пусть L – длина круглого экрана, d_{min}=2 мм – размер пикселя по горизонтали, тогда можно найти расстояние до 1-го экрана:

$L_{min} = 2\pi R_{min}$ – длина первого экрана,

$L_{min} = d_{min} * n$

$R_{min} = (d_{min} * n)/ 2\pi$

$R_{min=}7680 \cdot 0{,}002/(2 \cdot \pi) \approx 2.44462$ м – расстояние до 1-го экрана.

При круговой развертке, увеличивая радиус R, размер пикселя также будет увеличиваться (рис.10). Допустим, что последний экран находится на расстоянии 400 мм, от первого, тогда:

$R_{max} = R_{min}+0{,}4=2.44462+0{,}4=2.84462$ м

$L_{max} = 2 \cdot \pi \cdot R_{max} = 2 \cdot \pi \cdot 2.84462 = 17.87327$ м

Найдем размер пикселя для L_{max}, для этого разделим L_{max} на разрешение: $d_{max} = L_{max}/n$ = 17873,27 мм / 7680 пикселей ≈ 2.32725 мм.

Разница между размерами пикселей $\Delta d = d_{max} - d_{min} = 2.32725 – 2 = 0.32725$ мм.

Разница Δd прямо пропорциональна радиусам, т.е. расстояниям от наблюдателя (центра круга) до экрана: $d_{max}=d_{min} \cdot (R_{max} / R_{min})$

Однако стоит отметить, что размер пикселя не изменяется. Он “становится больше” из-за инерционности зрения человека и вращательной круговой развертки.

Необходимо найти соотношение (формулу), которое связывает между собой восприятие человеческого зрения и изменение размера экрана из-за круговой развертки.

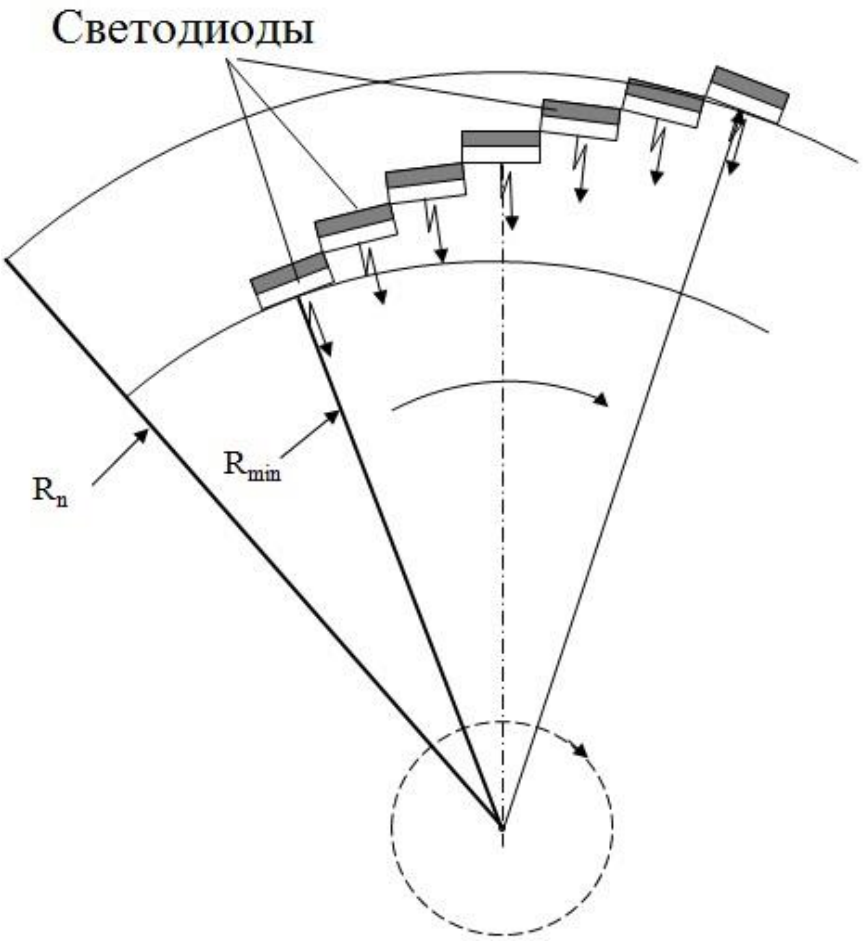
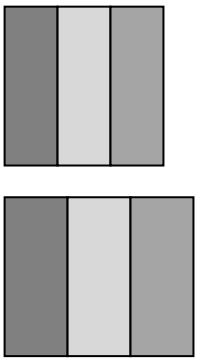


Рис.9. Дугообразная матрица



$d_{min} = 2мм;$

$d_{min} = 2,33мм.$

Рис. 10 – Изменение размера пикселя из-за круговой развертки

Определим это соотношение с помощью измерения угла параллакса для различных слоев дисплея. Для этого будем измерять углы конвергенции для зрительной оси на разном расстоянии и углы конвергенции для соседних точек, находящихся на расстоянии в 10 градусов.

Таблица 5. Линейный параллакс

R, м	L, мм	$a_{л}б_{л}$, мм	$a_{п}б_{п}$, мм	Δl, мм
2	349,06585	2,090893	2,096814	0,005921
2,1	366,519143	2,091084	2,096723	0,005639
2,2	383,972435	2,091256	2,096639	0,005383
2,3	401,425728	2,091411	2,09656	0,005149
2,4	418,87902	2,091551	2,096486	0,004935
2,5	436,332313	2,09168	2,096417	0,004737
2,75	479,965544	2,091955	2,096262	0,004307
3	523,598776	2,09218	2,096129	0,003949
5	872,664626	2,093124	2,095493	0,002369
10	1745,329252	2,093781	2,094966	0,001185

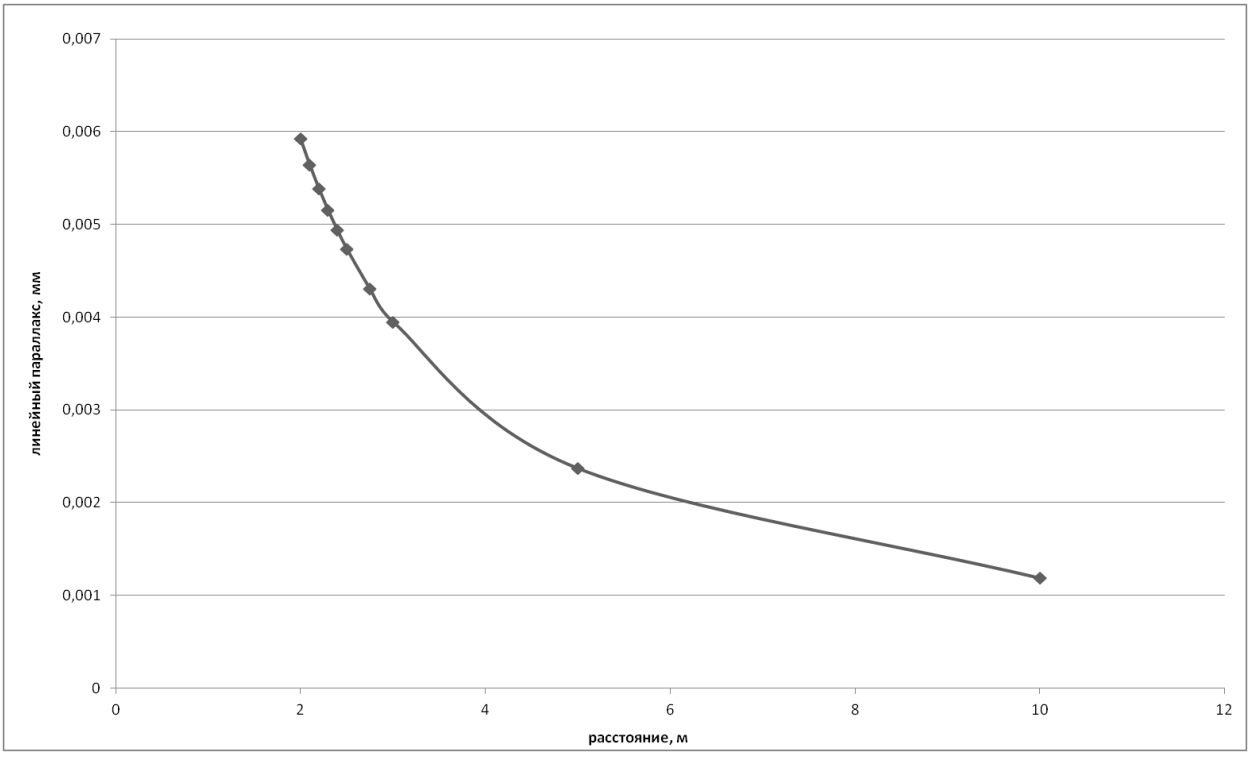


Рис. 11 – Изменение линейного параллакса

Точки А будем брать на зрительной оси, а точки Б на прямой, которая находится на угловом расстоянии α = 10°. По проекциям этих точек на левом ($а_л б_л$) и правом ($а_п б_п$) глазе найдем линейный параллакс: $\Delta l = |а_л б_л - а_п б_п|$.

Измерения отобразим в таблице 5, где: R – расстояние до экрана, L – длина дуги экрана с радиусом R и углом α = 10°, $а_л б_л$ – отрезок проекции точек А и Б на сетчатке левого глаза ($а_п б_п$ – на правом), Δl - линейный параллакс.

Построим зависимость линейного параллакса Δl от расстояния до экрана (рис. 11). Дуга экрана L находится по формуле: $L = \frac{\pi R \alpha}{180^\circ}$ и при α=const=10° линейно зависит только от расстояния до экрана R. Линейный параллакс уменьшается при увеличении R (рис. 11). Эта зависимость похожа на обратный логарифм: $\Delta l \sim {}^{1}/_{\log(R)}$.

Таким образом, с увеличением расстояния линейный параллакс уменьшается и стремится к нулю. Глаз перестает фиксировать разноудаленность точек при расстоянии до ближайшей из них R=1350 м. Это расстояние называется радиусом стереоскопического зрения. На расстоянии от 2 до 3 метров от наблюдателя линейный параллакс имеет практически линейную зависимость. Это означает, что лучшая зона стереоэффекта находится на этом промежутке (если первый экран находится на расстоянии 2 метра от наблюдателя).

Заключение.

Из данных исследований можно сделать следующие выводы.

1) Угол параллакса зависит от угла наблюдения α.

2) С увеличением расстояния восприятие глубины зрением ухудшается.

3) С увеличением угла наблюдения точки *Б* относительно зрительной оси точки *А* восприятие глубины также ухудшается.

4) Параллакс имеет логарифмическую зависимость, но вблизи наблюдателя она примерно линейна и обратно зависит от расстояния.

5) Зона наилучшего стереоэффекта находится ближе к наблюдателю, поэтому при создании системы реальной визуализации авиационного тренажера достаточно будет глубины экрана в пределах метра.

Литература

1. Кошелев А. Г. Устройство формирования изображения/ А. Г. Кошелев, А.М. Бобрешов - Патент РФ № 259097 от 17.06.2016 г.,
2. Самарин А. В. Современные технологии дисплеев объёмного изображения/ А. В. Самарин // Современная электроника. – 2005. - №2, – С. 16–20.
3. Смирнов А. В. Цифровое телевидение: от теории к практике / А.В. Смирнов, А. Е. Пескин – М : Горячая линия-Телеком, 2005. – 352 с.
4. Яне Б. Цифровая обработка изображений/ Б. Яне – М : Техносфера, 2007. – 581 с.
5. Федоров С.Л. Особенности передачи сигналов стереоскопического изображения в стандарте MPEG-2/ С.Л. Федоров // Техника кино и телевидения. – 1998. - № 11, – С. 46–51.
7. Шмаков П.В. Стереотелевидение/ П.В. Шмаков, К.Т Колин., В.Е. Джакония – М : Связь,1968. -426с.

8. Митилино С. Трехмерные дисплеи: обзор технологий/ С. Митилино // Компьютерное обозрение. - 2001. - №35, - С. 12-18.

Сведения об авторах

Бобрешов Анатолий Михайлович
Год рождения: 1947 г.
Закончил Воронежский государственный университет в 1971 г.
Направления научных исследований: исследование стойкости полупроводниковых приборов и электронных схем к внешним электромагнитным воздействиям.
Место работы: Воронежский государственный университет, декан физического факультета, зав. кафедрой электроники, профессор.
E-mail: bobreshov@phys.vsu.ru.

Кошелев Александр Георгиевич
Год рождения: 1944 г.
Закончил Воронежский государственный университет в 1971 г.
Направления научных исследований: видеоэлектроника, радиосвязь.
Место работы: Воронежский государственный университет, кафедра электроники физического факультета, к.т.н., доцент.
E-mail: koshelev.44@mail.ru

Вавилов Виталий Юрьевич
Год рождения: 1994 г.
Закончил Воронежский государственный университет в 2015 г., бакалавр.
Направления научных исследований: видеоэлектроника, радиосвязь.
Место учебы: Воронежский государственный университет, кафедра электроники физического факультета, магистрант.

Чистилин Денис Анатольевич
Год рождения: 1973 г.
Направления научных исследований: пространственно-временная обработка сигналов в радиолокационных системах.
Место работы: Военный учебно-научный центр ВВС Военно-воздушной академии проф. Жуковского, г.Воронеж, к.т.н.

МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ОРГАНИЧЕСКИЙ СВЕТОИЗЛУЧАЮЩИЙ RGB ДИОД, КАК ЭЛЕМЕНТ ТРОИЧНОЙ ЛОГИКИ

Бобрешов А.М., Кошелев А. Г., Золотухин Е. В.

Представлено сравнение двоичных и троичных цифровых устройств на примере преобразования аналогового сигнала в цифровой код. Предложен метод цветовой кодировки видеоинформации с использованием троичного кода, где логическим уровням троичного сигнала соответствуют базовые цвета аддитивной модели. Представлена упрощенная конструкция нового троичного логического элемента на основе многоканального органического светодиода, способного эффективно работать с цветовым троичным кодом.

MULTICHANNEL ORGANIC LIGHT EMITTING RGB DIODE, AS TERNARY LOGIC ELEMENT

A.M. Bobreshov, A.G. Koshelev, E.V. Zolotukhin

A comparison of binary and ternary digital devices on the example of converting an analog signal into a digital code is presented. A method of color-coding of video information using a ternary code, where the logic level signal corresponds to the threefold basic colors of the additive model is offered. A simplified design of the new ternary logic element on the basis of multi-channel organic LED is designed. This element is able to work effectively with a color ternary code.

Переход к цифровым методам и устройствам обработки, хранения и передачи видеоинформации, обусловленный, прежде всего, прогрессом в области создания новых технологий производства высокоэффективных изделий электронной техники, позволил значительно улучшить качество воспроизводимого изображения, увеличить число телевизионных программ, расширить диапазон исследований в области создания телевизоров и дисплеев нового поколения, включая трехмерные.

Однако наряду с повышением технически-экономических характеристик вышеупомянутых устройств существенно возрос и объем обрабатываемой и передаваемой ими информации. Например, для обработки и передачи трехмерных изображений, содержащих в глубину экрана сотни слайсов (слоев или кадров), использование традиционной двоичной системы счисления, становится малоэффективным. Поэтому внимание специалистов обращено также к разработкам на основе других систем счисления, включая троичную систему.

Анализ опубликованных материалов позволяет утверждать, что основные усилия на сегодняшний день сосредоточены в части построения алгоритмов обработки данных на основе троичной логики, тем более, что её применение предполагается учитывать при создании квантового компьютера.

Основные характеристики, определяющие ценность троичного кода и трехзначной логики по сравнению с двоичной логикой следующие [1]:

- Естественное представление чисел со знаком, т.е. отсутствие приемов типа прямого, обратного, дополнительного кода.
- Отсутствие специального знакового бита.
- Сравнение значений чисел без учета знаков.
- Уменьшение времени для команды ветвления по знаку.
- Усечение длины числа равносильно правильному округлению.
- Троичный счетчик является реверсивным.

- Трехуровневый сигнал более устойчив к воздействию помех в линии передачи.

Таким образом, троичное кодирование целесообразно использовать в системах приема и передачи информации, например для кодирования сигнала изображения так как, весь его спектр формируется с помощью трех основных базовых цветов – красного, зеленого и синего [2,3].

Одной из проблем троичного кодирования является то, что большая часть элементов троичной логики является адаптацией элементов бинарной логики. В связи с этим в данной статье была предпринята попытка разработать троичный элемент, который работал бы непосредственно с трехуровневым сигналом. В качестве такого троичного элемента был использован многоканальный органический светоизлучающий RGB диод (воксел) в разрезе (Рисунок 1) [4].

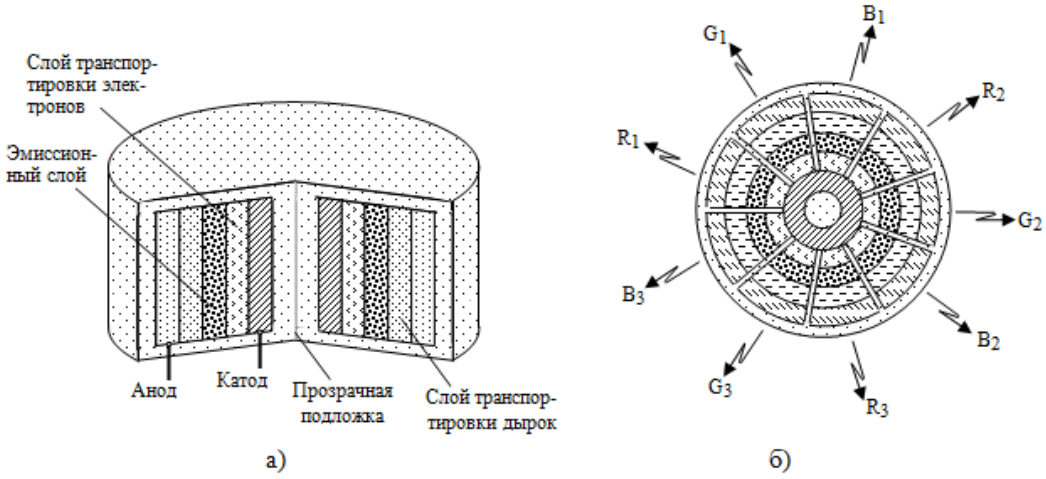


Рис. 1. Упрощенная конструкция многоканального органического RGB воксела в разрезе; (а) - вид сбоку, (б) - вид сверху

Органический светоизлучающий диод включает несущую основу, выполненную в виде прозрачной подложки, внутри которой герметично установлены прозрачный анод, светоотражающий катод и размещенный между ними набор слоев органических веществ. Органический слой состоит, по меньшей мере, из прозрачного слоя транспортировки дырок, эмиссионного слоя, содержащего органические вещества для излучения красного (R), зеленого (G) и синего (B) цветов, слоя транспортировки электронов. Анод, катод и слои органических веществ выполнены в виде полых цилиндров соосно вставленных друг в друга. Причем катод может быть выполнен как из светоотражающего, так и из прозрачного материала. Органические слои и слой анода разделены по окружности на заданное количество светоизлучающих RGB сегментов, образуя цилиндрический экран, содержащий m кольцевых строк и n столбцов с чередующими RGB последовательностями, обеспечивающими возможность развертки кадров, как по строкам, так и по столбцам, а также поворота изображения вокруг оси экрана.

Введение в полость катода светоизлучающего диода микросхемы управления снижает потери сигналов подаваемых на электроды диода за счет уменьшения длины проводников, а также обеспечивает компактность подобного устройства, что, в целом, способствует повышению его эффективности.

В качестве материалов для светоотражающего слоя могут быть использованы Li-Al или Mg-Ag, для светопропускающего слоя - прозрачная пленка ITO (In_2O_3). В

качестве эмиссионного слоя можно использовать соединения скандия с гетероциклическими лигандами.

В общем случае работа органического светоизлучающего диода заключается в следующем. При подаче напряжения минусом к катоду, а плюсом к аноду или к соответствующим анодам сегментов из них инжектируются соответственно электроны и дырки, т.е. отрицательные и положительные заряды, которые через транспортные слои, соответственно электронов и дырок, поступают в эмиссионный слой или соответствующие эмиссионные слои сегментов. Со стороны анода (анодов сегментов) в эмиссионном слое или эмиссионных слоях сегментов происходит рекомбинация этих зарядов, что вызывает эффект электролюминесценции (излучение света) определенной длины волны.

Органический светоизлучающий диод может содержать светоизлучающие сегменты, расположенные по окружности в последовательности R_1, G_1, B_1, R_2, G_2, B_2, …, R_n, G_n, B_n по горизонтали и R_1, G_1, B_1, R_2, G_2, B_2, …, R_m, G_m, B_n по вертикали (Рисунок 2).

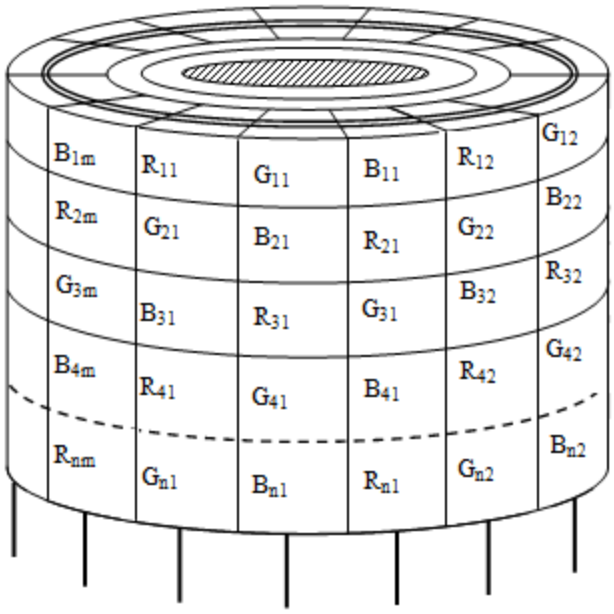


Рис. 2. Многоканальный органический светодиод с n*m сегментами

Воксел может работать в следующих режимах светоизлучения:

- светоизлучение в одном или в нескольких направлениях;
- одновременное круговое светоизлучение всех сегментов, что обеспечивает круговое одновременное светоизлучение как одного цвета, так и разных цветов;
- светоизлучение в виде строчной круговой развертки изображения, когда данный диод можно представить в виде мини-дисплея, содержащего только одну строку строчной развертки;
- поворота (сдвига) изображения вокруг оси за счет выбора первого сегмента строчной развертки изображения.

Светоизлучение в одном направлении осуществляется при подаче видеосигнала (положительного напряжения на один из анодов).

Светоизлучение в нескольких направлениях осуществляется при подаче видеосигнала (соответствующих положительных напряжений на соответствующие аноды).

Одновременное круговое светоизлучение всех сегментов обеспечивается одновременной подачей соответствующих положительных напряжений на аноды всех сегментов.

Для работы с вокселом как с элементом троичной логики необходимо разработать цветовую кодировку троичных сигналов.

По принципу образования цветов в телевидении и компьютерной графике выделяют две большие группы (модели): *аддитивную* (RGB) и *субтрактивную* (CMY).

Модель RGB (***R**ed* — красный, ***G**reen* — зеленый, ***B**lue* — синий) описывает излучаемые цвета. Модель CMY (***C**yan* — голубой, ***M**agenta* — пурпурный, ***Y**ellow* — желтый) описывает отраженные цвета.

Так как в нашей работе в качестве формирования цвета используется светоизлучающий диод, то будем рассматривать модель RGB. Базовыми компонентами такой модели являются три цвета излучений - красный, зеленый, синий. Каждому базовому цвету присваивается соответствующий тритовый символ, например, красному – (1), зеленому – (0), синему (-1) (Таблица 1).

Рассмотрим блок-схему и принцип действия элемента троичной логики. В качестве основы возьмем логическую операцию «И» (Таблица 2).

Таблица 1. Вариант кодировки цветов с помощью троичной логики

Цвет	**Обозначение**	**Кодировка**
Синий	B	0
Зеленый	G	1
Красный	R	2

Таблица 2. Таблица истинности для троичного логического умножения

X^Y	**0**	**1**	**2**
0	0	0	0
1	0	1	1
2	0	1	2

Если сопоставить результаты выполнения логической функции «И» с цветовой кодировкой сигналов, то можно заметить, что в результате логического умножения двух сигналов получается сигнал, которому соответствует цвет с меньшей длиной волны. Таким образом, троичный логический элемент будет работать следующим образом: на два канала многоканального светодиода приходят сигналы, которые затем попадают на фильтр, пропускающий сигнал с большей частотой. Сигнал на выходе фильтра и будет результатом выполнения операции логического умножения. Упрощенная функциональная схема устройства представлена на рисунке 3.

Рассмотрим теперь возможное устройство троичного триггера на основе ОМОСИД (объемного многоканального светоизлучающего диода). За основу возьмем переходы и состояния триггера, описанного выше. За основные состояния также принимаются 012, 120 и 201.

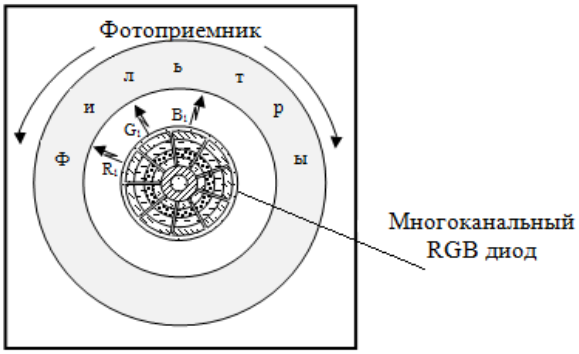


Рис. 2. Функциональная схема логического троичного элемента «И» на основе многоканального RGB-воксела

В качестве троичного триггера будет использоваться трехсегментный ОМОСИД или воксел, состоящий из 3-х RGB-секций и система светофильтров (рисунок 4).

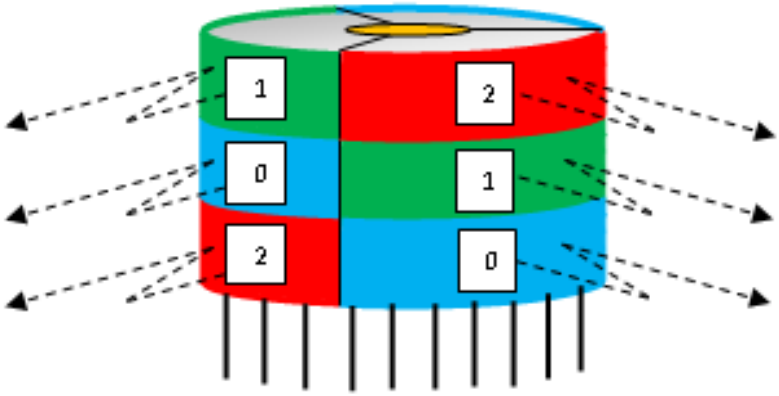


Рис. 3. Трехсегментный воксел из 3-х RGB-секций

К каждой секции относится группа светофильтров, настроенных на красный, синий и зеленые цвета. Одна секция воксела соответствует одному выходному состоянию, т.е. имеются три RGB-секции, в которых сегменты расположены в такой последовательности, чтобы цветовая кодировка сегмента соответствовала одному из выходных состояний (Таблица 3).

На секции одновременно подаются данные. Переключение состояния происходит при приходе сигнала нужного уровня на красный сегмент соответствующей секции, от воксела сигнал приходит на красный светофильтр, который, в свою очередь, активирует остальные связанные с ним светофильтры. Они считывают состояние с активной в данный момент времени секции. На остальные секции в свою очередь тоже могут приходить данные, но только сигнал заданного уровня на красном сегменте секции сделает ее активной. Триггер сохраняет свое состояние до тех пор, пока на красный сегмент какой-либо другой секции не приходит новый сигнал. За начальное состояние по умолчанию принимается состояние 012.

Таблица 3 Соответствие RGB-секций выходным состояниям

Порядок расположения секций	Выходное состояние
BGR	012
GRB	120
RBG	201

Считывание информации с активного сегмента происходит в порядке, соответствующем троичному обозначению состояния. Например, если активен сегмент, отвечающий за состояние 012, то данные считываются сначала с синего, потом с зеленого, а потом с красного сегмента.

Заключение.

Исходя из полученных выше результатов анализа многоканального органического светодиода кругового RGB излучения, а также целесообразности использования цветового кодирования троичного сигнала с помощью трех основных базовых цветов – красного, зеленого и синего, можно заключить следующее.

Конструктивно-технологические и выходные электрические характеристики многоканального органического светодиода кругового RGB излучения (его многоканальность и круговое одновременное излучение разных длин световых волн в заданной последовательности), позволяют:

1. Применять его для создания логических элементов на базе троичной логики.
2. Использовать троичный передатчик на его основе, как в беспроводной передачи данных на расстояние по оптическому каналу связи, так и по каналам межблочной связи.
3. К основным преимуществам такого способа передачи информации можно отнести: высокие скорости передачи, простота инсталляции, а также работа в свободной области частотного диапазона.

Использование цветового кодирования троичного сигнала повышает скорость и объем передаваемой информации, а также упрощает само устройство. Если воксел адаптировать к работе с троичной логикой, то можно добиться перехода от построчной развертки изображения к одновременной развертке трех и более строк. При этом основные константы троичной системы счисления 0, 1 и -1 должны кодироваться зеленым, красным и синим цветом соответственно. Таким образом, в перспективе можно получить системы передачи изображения, превосходящие современные по скорости и объему передаваемой информации.

Литература

[1] Кушнеров А. Троичная цифровая техника. Ретроспектива и современность // Университет им. Бен-Гуриона, Беэр-Шева. — 2005. — С. 1–5. — Режим доступа: http://314159.ru/kushnerov/kushnerov1.pdf

[2] Прэтт У. Цифровая обработка изображений : Пер. с англ. / У. Прэтт. — М.: Мир, 1982.— Кн.1. — 312 с.

[3] Ложкин Л.Д. Дифференциальная колориметрия. Монография / Л.Д. Ложкин. — Самара: ИУНЛ ПГУТИ, 2010.— 320 с.

[4] Органический светоизлучающий диод : пат. 2548603 (Рос. Федерация) : МПК H 01 L 51/50 / Кошелев А.Г., Бобрешов А.М., Золотухин Е.В. — опубл. 20.04.2015, Бюлл. №11.

Сведения об авторах

Бобрешов Анатолий Михайлович

Год рождения: 1947 г.

Закончил Воронежский государственный университет в 1971 г.

Направление научных исследований: исследование стойкости полупроводниковых приборов и электронных схем к внешним электромагнитным воздействиям.

Место работы: Воронежский государственный университет, декан физического факультета, зав. кафедрой электроники, профессор.

E-mail: bobreshov@phys.vsu.ru

Кошелев Александр Георгиевич

Год рождения: 1944 г.

Закончил Воронежский государственный университет в 1971 г.

Направление научных исследований: видеоэлектроника, радиосвязь.

Место работы: Воронежский государственный университет, кафедра электроники физического факультета, к.т.н., доцент.

E-mail: koshelev.44@mail.ru

Золотухин Евгений Викторович

Год рождения: 1990 г.

Магистрант второго курса кафедры электроники воронежского государственного университета.

Направление научных исследований: видеоэлектроника, радиосвязь.

E-mail: nhbaj@mail.ru

МЕХАНИЗМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАЦИОНАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИСТЕМНЫХ ПРОЦЕССОВ ОПЕРАТИВНОЙ ОРГАНИЗАЦИИ И ПОДДЕРЖАНИЯ РЕЧЕВОГО КАНАЛА «ТОЧКА-ТОЧКА» В ВОЕННОЙ СИСТЕМЕ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ НА БАЗЕ ПЕРСПЕКТИВНЫХ РАДИОСРЕДСТВ

Васильченко А.А., Коптелов Г.А.

Филиал военной академии РВСН им.Петра Великого (г.Серпухов)

В статье представлен подход к определению рациональных параметров установления речевого канала «точка-точка» с заданной оперативностью и его восстановления с требуемой надежностью в военной системе связи с подвижными объектами на базе перспективных радиосредств в условиях радиоэлектронного поражения и огневого поражения противником.

A MECHANISM FOR DEFINITION OF RATIONAL PARAMETRES OF SYSTEM PROCESSES OF THE OPERATIVE ORGANISATION AND MAINTENANCE OF THE SPEECH CHANNEL "POINT-POINT" IN A MILITARY COMMUNICATION SYSTEM WITH MOBILE OBJECTS ON THE BASIS OF PERSPECTIVE RADIO MEANS

Vasilchenko A.A., Koptelov G.A.

In article with the set efficiency and its restoration with demanded reliability "point-point" is presented to military communication systems with mobile objects on the basis of perspective radio means in conditions the RAP and fire defeat by the opponent the approach to definition of rational parameters of an establishment of the speech channel.

В условиях сложной мировой военно-политической обстановки, характеризующейся развертыванием США и НАТО мощных радиолокационных станций вдоль границ РФ, дестабилизацией силами США и НАТО обстановки в ближневосточном регионе путем импорта «оранжевых» революций в Египте, Ливии, Сирии, продолжением экспансии в Ираке и Афганистане, нестабильной обстановке на Украине, обеспечение координации и четкого взаимодействия подразделений различных видов и родов Вооруженных Сил Российской Федерации (ВС РФ) при выполнении ими боевых задач, определяет результативность ведения боевых действий и обеспечивается системами военной связи, способными устойчиво функционировать в условиях различных воздействий противником, как в условиях применения противником средств радиоэлектронного подавления (РЭП), так и огневого поражения средствами высокоточного оружия (ВТО). В таких условиях большую значимость приобретают военные системы связи с подвижными объектами (ВСС ПО), способные устойчиво функционировать в позиционных районах мотострелковых бригад, обеспечивая координацию и взаимодействие подразделений, при выполнении ими различных маневров в условиях противодействия противника.

В настоящий момент существуют ВСС ПО, реализованные как на базе существующих радиосредств, так и на базе перспективных радиосредств, позволяющих в потенциале оперативно организовывать и поддерживать информационный обмен должностных лиц различных уровней в условиях РЭП и огневого поражения противником. Данные военные системы связи с подвижными объектами наиболее

подвержены деградации в ходе своего функционирования в боевой обстановке и адаптируются к поддержанию надежности и живучести сети связи посредством самоорганизации направлений связи между узлами [1, 2].

Наиболее рельефно это отражено в ВСС ПО, функционирующих в интересах радиосети тактического звена управления (РС ТЗУ), имеющих важное значение и наиболее подверженной различным воздействиям противника. К ВСС ПО предъявляются жесткие требования (например, по оперативности и надежности) со стороны руководящих документов (ОТТ, наставления по связи). Как правило оперативность связи оценивается вероятностно-временными характеристиками (ВВХ) системных процессов в ВСС ПО (установления соединения (речевого канала) между абонентами или его восстановление при деградации радиосети). Надежность связи может оцениваться коэффициентом оперативной готовности (КОГ) данного соединения (речевого канала).

В настоящее время применение таких современных технологий, как SDR (программно-конфигурируемое радио), mesh-сети, позволяет обеспечить устойчивое функционирование радиосредств в указанных условиях воздействия противника, обеспечивая высокую помехозащищенность и надежность. Однако, ВСС ПО, выполненные на базе указанных радиосредств, способны формировать радиосети только на уровне терминальных станций, и не функционирующие в настоящее время в масштабе полных сетей (используя сетевое оборудование). В связи с изложенным, возникает задача, характеризующаяся следующими особенностями:

- В настоящее время существуют перспективные терминальные и сетевые радиосредства, позволяющие *в потенциале* с заданной степенью оперативности организовывать многовариантным образом речевой канал различным должностным лицам через многие территориально рассредоточенные узлы системы радиодоступа (УСРД) ВСС ПО и многовариантным образом его реконфигурировать (восстанавливать) в условиях выхода из строя отдельных УСРД в ходе их РЭП и огневого поражения противником. УСРД выполняют функции базовых станций (точек доступа) при обслуживании мобильных абонентов (МА).

- Отсутствует методическое и алгоритмическое обеспечение отбора рациональных вариантов установления речевых каналов через различное число транзитных УСРД из их совокупного топологического множества, реализующих требования по оперативности установления речевых каналов и их восстановления с требуемой надежностью.

- Разрешение данной задачи заключается в оперативном формировании речевых каналов и поддержании их надежности в условиях указанных воздействий противника, которое требует знания (нахождения) актуальных рациональных параметров установления речевого канала «точка-точка» с заданной оперативностью и его восстановления с требуемой надежностью в ВСС ПО на базе перспективных радиосредств (на примере РС ТЗУ). Архитектура рассматриваемой ВСС ПО представлена на рисунке 1[1, 2].

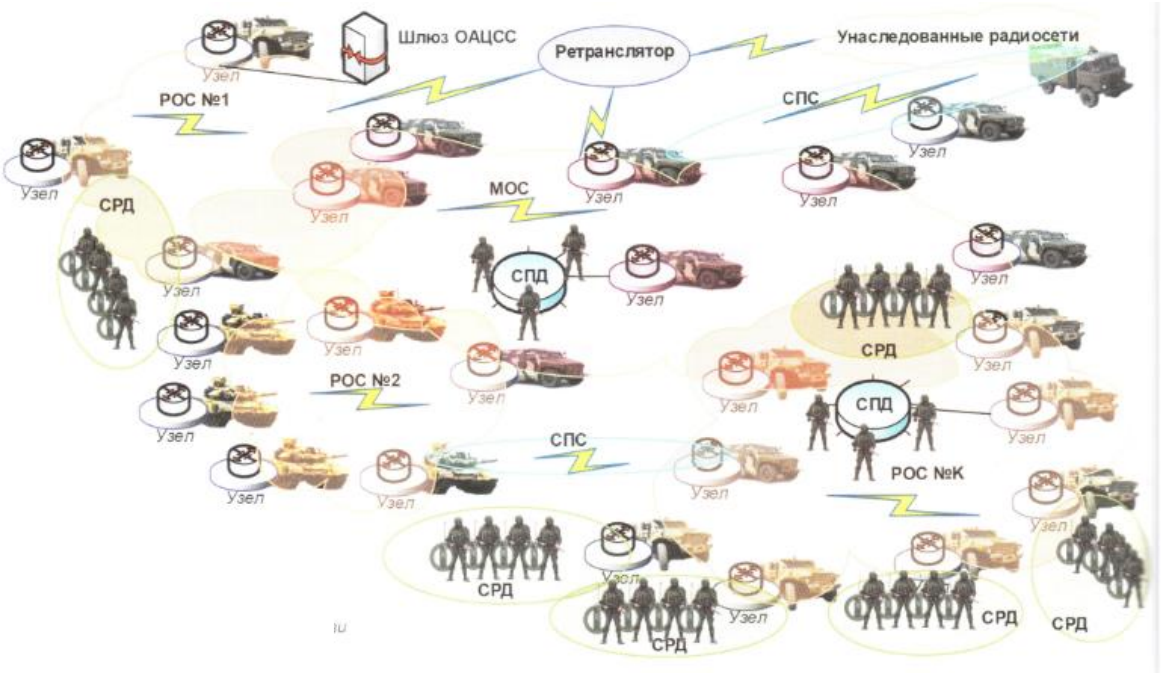


Рисунок 1 –Архитектура ВСС ПО на базе перспективных радиосредств

Основными элементами архитектуры полевой системы РС ТЗУ являются:

- мобильные абоненты (МА);
- объектовые радиосети, реализуемые посредством распределенных опорных сетей (РОС);
- сети радиодоступа (СРД), состоящей из МА и узлов системы радиодоступа (УСРД);
- транспортная радиосеть, реализуемая посредством магистральной опорной сети (МОС);
- сети прямой связи (СПС).

При оперативном формировании речевых каналов и поддержании их надежности в условиях указанных воздействий противника требуется знание (нахождение) актуальных рациональных параметров установления речевого канала «точка-точка» с заданной оперативностью и его восстановления с требуемой надежностью в ВСС ПО на базе перспективных радиосредств в условиях РЭП и огневого поражения противником.

Системные процессы установления речевого канала «точка-точка» (соединения) и его восстановления протекающие в данных ВСС ПО, являются сложными и включают в себя определенные последовательности операций между различными элементами сети. При этом, рассматриваемые системные процессы выполняются в соответствии с протоколами тех стандартов, которые являются базовыми для соответствующих сетей ВСС ПО.

Процесс речевого обмена между двумя (и более) МА требует предварительного установления речевого канала «точка-точка» («точка-многоточка»). В свою очередь, процесс установления речевого канала можно разбить на несколько составляющих:

- проключение по СРД от МА-инициатора к обслуживающему его УСРД;
- последовательное проключение по РОС (МОС) УСРД, обслуживающего МА-инициатора согласно выбранному маршруту по таблице маршрутизации и до УСРД, обслуживающего МА-корреспондента;
- проключение от УСРД, обслуживающего МА-корреспондента до него самого.

Первая и третья составляющая данного процесса выполняется по модифицированному протоколу установления соединения на базе стандарта TETRA. Вторая составляющая процесса установления речевого канала в ВСС ПО выполняется по модифицированному АТМ-протоколу.

В ходе ведения боевых действий УСРД, через которые проключен речевой канал, могут быть уничтожены при огневом поражении (ВТО) или подавлены средствами РЭП противника. В этом случае осуществляется восстановление речевого канала путем его проключения через работоспособные УСРД РОС (МОС) согласно таблицам маршрутизации, при этом на время восстановления речевого канала производится удержание МА-инициатора и МА-корреспондента. Рассмотренные системные процессы составляют основу штатных протоколов установления речевого канала и его восстановления и практически не отличаются, от используемых в промышленных образцах перспективных радиосредств [2].

Имеется архитектура ВСС ПО на базе перспективных радиосредств (на примере РС ТЗУ), состоящая из:

-магистральной опорной сети (МОС); - распределенной опорной сети (РОС);

- сетей радиодоступа (СРД); - сети прямых связей (СПС);- сети распределенной (СР).

Заданы следующие системные параметры:

N - количество МА в СРД ; $N_{усрд}$ - количество УСРД, участвующих в организации СРД; T_{k1} - длина кадра в СРД в секундах;T_{k2} - длина кадра в РОС в секундах; p_0 - вероятность ошибочного приема символа кода на входе внутреннего декодера; k - количество участков переприема (транзитных участков между УСРД, через которые организуется установление речевого канала «точка-точка»); n_1 - количество повторных передач в радиолинии МА-УСРД; n_2 - количество повторных передач в радиолинии УСРД-УСРД; y_1 - нагрузка, создаваемая одним МА в СРД, Эрл; V - количество типовых каналов со скоростью 7.2 кбит/с, организуемых УСРД для обслуживания МА. $\overline{T}_{отк}$ - среднее время между отказами УСРД по причине воздействий противника (величина обратная интенсивности отказов УСРД по причине воздействий противника).

Необходимо разработать:

1. $$P_{уст.р.к.возд.} = f_1\left(V, n_1, n_2, k, p_0, N, \overline{T}_{отк}\right) \quad (1)$$

– вероятность установления речевого канала «точка-точка» с n_1 (n_2) повторными передачами запросов и его проключением через k УСРД в ВСС ПО.

2. $$K_{ог.воост.р.к.возд.} = f_2\left(n_2, k, p_0, \overline{T}_{отк}\right) \quad (2)$$

– коэффициент оперативной готовности речевого канала «точка-точка» с n_2 повторными передачами запросов и его проключением через k УСРД в ВСС ПО.

На базе сформированных выражений (1)-(2) найти:

1. $$\left\{V^*, n_1^*, n_2^*, k^*\right\} = \arg\left\{P_{уст.р.к.}\left(t \le t_{уст.р.к.}^{доп}\right) \ge P_{уст.р.к.}^{треб}\right\} \bigcup \max_{\left\{V^*, n_1^*, n_2^*, k\right\}} P_{уст.р.к.}\left(t \le t_{уст.р.к.}^{доп}\right) \quad (3)$$

– кортеж рациональных параметров штатного протокола установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО в условиях РЭП и огневого поражения противником.

2. $$\left\{n_2^*, k^*\right\} = \arg\left\{K_{восст.р.к.} \ge K_{восст.р.к.}^{треб}\right\} \bigcup \max_{\left\{n_2^*, k^*\right\}} K_{ог.восст.р.к.} \quad (4)$$

– кортеж рациональных параметров штатного протокола восстановления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО в условиях РЭП и огневого поражения противником.

В рассматриваемом исследовании используется критерий пригодности, который для данного случая имеет вид:

$$K_{пр} : P_{уст.р.к.}(t_{уст.р.к.} \le t_{уст.р.к}^{доп}) \ge P_{уст.р.к}^{тр}$$
$$K_{ог.р.к.} \ge K_{ог.р.к}^{тр} \quad (5)$$

где $P_{уст.р.к.}, P^{тр}_{уст.р.к}$ – расчетное и требуемое значение вероятности установления речевого канала «точка-точка»; $t_{уст.р.к.}, t^{доп}_{уст.р.к}$ – расчетное и допустимое время установления речевого канала «точка-точка»; $K_{ог.р.к.}, K^{тр}_{ог.р.к.}$ – расчетное и требуемое значение коэффициента оперативной готовности процесса восстановления речевого канала «точка-точка».

Установление речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО осуществляется последовательным проключением от МА-инициатора к обслуживающему его УСРД$_1$, затем до УСРД$_2$, который обслуживает МА-корреспондента, и далее проключением от УСРД$_2$ до МА-корреспондента. Создание общей модели процесса установления речевого канала в ВСС ПО (РС ТЗУ) между двумя МА можно свести к созданию моделей:

- установления речевого канала между МА-инициатором и УСРД;
- установления речевого канала между УСРД;
- установления речевого канала между УСРД и МА-корреспондентом.

Природа исследуемого процесса установления речевого канала такова, что вероятность его перехода из одного состояния в любое другое зависит только от данного состояния и не зависит от того, как процесс в это состояние пришел. Следовательно, анализируемый процесс является марковским, имеющим конечное число дискретных состояний с дискретным временем. Динамика такого процесса хорошо описывается теорией конечных марковских цепей [6, 8].

Проведенный анализ процесса установления речевого канала «точка-точка» в с различным количеством повторных передач запросов в радиолинии МА↔УСРД (n_1), количеством повторных передач запросов в радиолинии УСРД↔УСРД (n_2) и количеством участков переприема (количество транзитных участков между УСРД, через которые проключается речевой канал) (k), показывает, что графы ПКМЦ, описывающие процесс установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО (на примере РС ТЗУ) с большим числом n_1, n_2 и k, будут строиться аналогично графам ПКМЦ, описывающих процесс установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО (РС ТЗУ) с меньшим числом n_1, n_2 и k. При этом граф процесса установления речевого канала с бóльшими значениями указанных параметров будет включать в себя граф с меньшими значениями n_1, n_2 и k. Следовательно, появляется возможность автоматизированного синтеза ПКМЦ, описывающих исследуемый процесс.

Номера состояний графа и их взаимосвязи отображаются переходными вероятностями, а последние, в свою очередь, определяются своими индексами. Исходя из изложенного, задача нахождения (синтеза) элементов МПВ выливается в задачу нахождения соответствующих им индексов. Количество состояний процесса установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО – S_c в зависимости от описанных параметров равно:

$$S_c = 7 + 4n_1 + (3 + 2n_2)k, \qquad (6)$$

При этом состояние с номером S_c для всех вариантов будет определять состояние отказа в установлении речевого канала по истечению n_1 повторных передач в радиолинии МА-УСРД и n_2 повторных передач в радиолинии УСРД-УСРД, а состояние с номером S_c-1 – состояние успешного установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО (на примере РС ТЗУ). Данные состояния во всех графах будут поглощающими. Введем параметры i и j и выразим через них текущие номера состояний l графа переходов. Параметр j показывает в графе номер ряда, в котором находится состояние S_l, а параметр i пробегает все значения от 0 до (n-j). Обобщенный граф переходов ПКМЦ, отображающий процесс установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО (РС ТЗУ), представлен на рисунке 2.

Алгоритм такого синтеза искомой МПВ включает следующие правила П1-П25:

П1.: $P_{2i-1,\,2i} = P_{сл.д.}P_{пр.п.}$, где $1 \le i \le n_1 + 1$;

П2.: $P_{2i-1,\,2i+1} = 1 - P_{2i-1,\,2i}$, где $1 \le i \le n_1$;

П3.: $P_{2i,\,2n_1+3} = QP_{пр.п.}$, где $1 \le i \le n_1 + 1$;

П4.: $P_{2i,\,S_c} = (1-Q)P_{пр.п.}$, где $1 \le i \le n_1$;

П5.: $P_{2i,\,2i+1} = 1 - P_{2i,\,2n_1+3} - P_{2i,\,S_c}$, где $1 \le i \le n_1$;

П6.: $P_{2n_1+1,\,S_c} = 1 - P_{2n_1+1,\,2n_2+2}$;

П7.: $P_{2n_1+2,\,S_c} = 1 - P_{2n_1+2,\,2n_2+3}$;

П8.: $P_{2n_1+3,\,2n_1+4} = P_{пр.п.}$;

П9.: $P_{2n_1+3,\,S_c} = 1 - P_{2n_1+3,2n_1+4}$;

П10.: $P_{2n_1+4+2i+(2n_2+3)(j-1),\,2n_1+5+2i+(2n_2+3)(j-1)} = P_{пр.п.}$, где $0 \le i \le n_2$, $1 \le j \le k$;

П11.: $P_{2n_1+4+2i+(2n_2+3)(j-1),\,2n_1+6+2i+(2n_2+3)(j-1)} = 1 - P_{2n_1+4+2i+(2n_2+3)(j-1),\,2n_1+5+2i+(2n_2+3)(j-1)}$, где $0 \le i \le n_2 - 1$, $1 \le j \le k$;

П12.: $P_{2n_1+5+2i+(2n_2+3)(j-1),\,2n_1+6+2n_2+(2n_2+3)(j-1)} = P_{пр.п.}$, где $0 \le i \le n_2$, $1 \le j \le k$;

П13.: $P_{2n_1+5+2i+(2n_2+3)(j-1),\,2n_1+6+2i+(2n_2+3)(j-1)} = 1 - P_{2n_1+5+2i+(2n_2+3)(j-1),\,2n_1+6+2n_2+(2n_2+3)(j-1)}$, где $0 \le i \le n_2 - 1$, $1 \le j \le k$;

П14.: $P_{2n_1+4+2n_2+(2n_2+3)(j-1),\,S_c} = 1 - P_{2n_1+4+2n_2+(2n_2+3)(j-1),\,2n_1+5+2n_2+(2n_2+3)(j-1)}$, где $1 \le j \le k$;

П15.: $P_{2n_1+5+2n_2+(2n_2+3)(j-1),\,S_c} = 1 - P_{2n_1+5+2n_2+(2n_2+3)(j-1),\,2n_1+6+2n_2+(2n_2+3)(j-1)}$, где $1 \le j \le k$;

П16.: $P_{2n_1+6+2n_2+(2n_2+3)(j-1),\,2n_1+7+2n_2+(2n_2+3)(j-1)} = P_{пр.п.}$, где $1 \le j \le k$;

П17.: $P_{2n_1+4+2i+(2n_2+3)k,\,2n_1+5+2n_2+(2n_2+3)k} = P_{пр.п.}$, где $0 \le i \le n_1$;

П18.: $P_{2n_1+4+2i+(2n_2+3)k,\,2n_1+6+2n_2+(2n_2+3)k} = 1 - P_{2n_1+4+2i+(2n_2+3)k,\,2n_1+5+2n_2+(2n_2+3)k}$, где $0 \le i \le n_1 - 1$;

П19.: $P_{2n_1+5+2i+(2n_2+3)k,\,S_c-1} = P_{пр.п.}$, где $0 \le i \le n_1$;

П20.: $P_{2n_1+5+2i+(2n_2+3)k,\,2n_1+6+2i+(2n_2+3)k} = 1 - P_{2n_1+5+2i+(2n_2+3)k,S_c-1}$, где $0 \le i \le n_1 - 1$;

П21.: $P_{4n_1+4+(2n_2+3)k,\,S_c} = 1 - P_{4n_1+4+(2n_2+3)k,4n_1+5+(2n_2+3)k}$;

П22.: $P_{4n_1+5+(2n_2+3)k,\,S_c} = 1 - P_{4n_1+5+(2n_2+3)k,S_c-1}$;

П23.: $P_{2n_1+6+2n_2+(2n_2+3)(j-1),\,S_c} = 1 - P_{2n_1+6+2n_2+(2n_2+3)(j-1),\,2n_1+7+2n_2+(2n_2+3)(j-1)}$, где $1 \le j \le k$;

П24.: $P_{S_c-1,\,S_c-1} = 1$;

П25.: $P_{S_c,\,S_c} = 1$;

где

$$P_{пр.п.} = \Big(\sum_{i=0}^{d_{\min}/2-1} C_{140}^{i} P_{ош.пр.п.св.к.}^{i} (1 - P_{ош.пр.п.св.к.})^{140-i}\Big)^2 \qquad P_{ош.пр.п.св.к.б.} = 1 - \Big(\sqrt[216]{1 - P_{ош.пр.п.св.к.}}\Big)^2$$

$$P_{пр.п.св.к.} = (\sum_{i=0}^{d_{free}/2-1} C_{15}^{i} p_0^{i} (1-p_0)^{15-i})^{28} \qquad Q = 1 - P_{отк} \qquad y_{\Sigma} = N y_1$$

$$P_{сл.дост} = (1-P_{MA})^{N-1} = e^{-\lambda T_k (N-1)} \qquad P_{MA} = 1 - e^{-\lambda T_k} \qquad P_{ош.пр.п.св.к.} = 1 - P_{пр.п.св.к.}$$

$$P_{отк} = \frac{C_N^V y_{\Sigma}^{\ V}}{1 + \sum_{k=1}^{V} C_N^k y_{\Sigma}^{\ k}}$$

Остальные элементы МПВ равны нулю.

Для определения о времени, затрачиваемого на установление речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО сформируем по методу Цимбала В.А. [8] матрицу шагов переходов (МШП). МШП для анализируемого графа строится по аналогичным правилам с учетом следующих выражений:

$$T_{тайм-аута_СРД} = 8 \cdot T_{k_1} + \tau_{з_1} + \tau_{р/синхр} \qquad T_{тайм-аута_РОС(МОС)} = 8 \cdot T_{k_2} + \tau_{з_2} + \tau_{р/синхр}$$

$$\tau_{з_1} = \frac{l_1}{c} = \frac{4 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8} = 1.33 \cdot 10^{-5}\, c; \qquad \tau_{з_2} = \frac{l_2}{c} = \frac{10 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8} = 3.33 \cdot 10^{-5}\, c$$

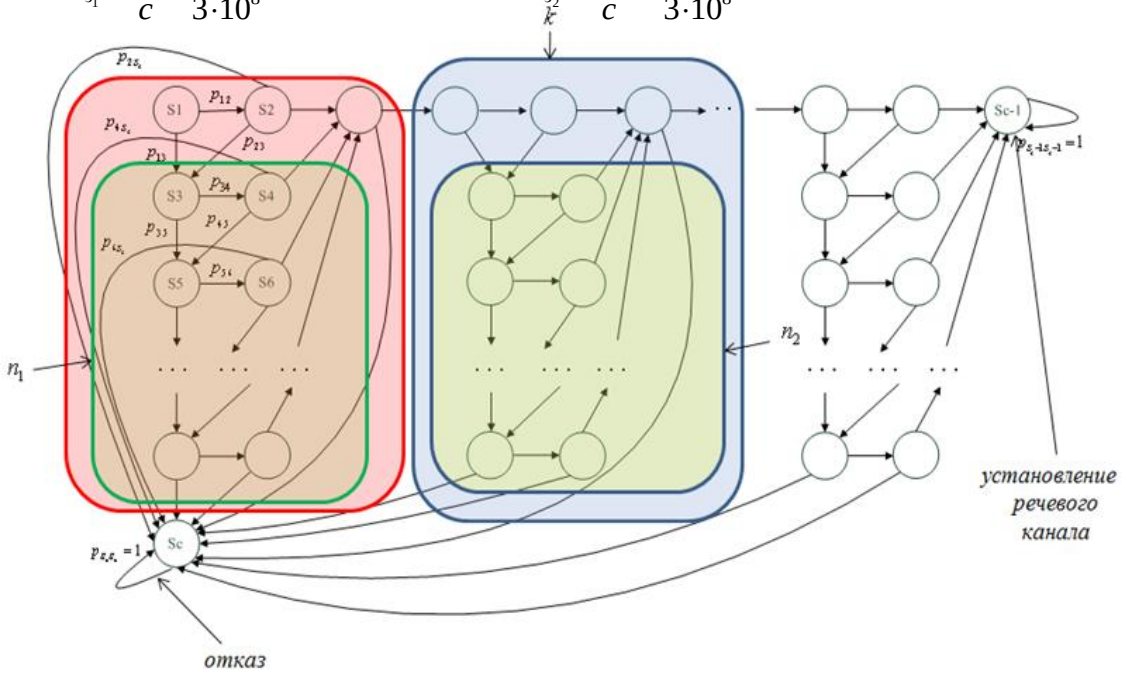


Рисунок 2 – Обобщенный граф переходов ПКМЦ, отображающий процесс установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО (РС ТЗУ) с n_1 (n_2) числом повторных передач запросов и проключением через $(k+1)$ УСРД

Вероятность установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО определяется с помощью уравнения Колмогорова-Чепмена (УКЧ) [6, 8]:

$$P_{s\langle n\rangle}^{(k)} = P_{s\langle n\rangle}^{(0)} P_{[n,n]}^{\ k} = P_{s\langle n\rangle}^{\ k-1} P_{[n,n]}, \text{ где} \qquad (7)$$

$$P_{s\langle n\rangle}^{(0)} = \left\langle P_{s_1}^{(0)}, P_{s_2}^{(0)}, ..., P_{s_i}^{\langle 0\rangle}, ..., P_{s_n}^{(0)} \right\rangle \qquad (8)$$

– вектор вероятностей состояний ПКМЦ на нулевом шаге;

$P_{s\langle n\rangle}^{\ k-1}$, $P_{s\langle n\rangle}^{(k)}$ – вектор вероятностей состояний ПКМЦ соответственно на (k-1)-м

и *k*-м шагах, при этом длина шага переходов несущественна;

0, (*k*-1), *k* – номер интервала, называемого шагом переходов, на котором рассматривается поведение процесса;

$P_{[n,n]}$ – матрица переходных вероятностей.

С помощью УКЧ можно определить и число шагов перехода для обеспечения заданного уровня вероятности установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО.

Однако граф ПКМЦ, описывающий процесс установления речевого канала, имеет множество различных по длительности шагов переходов. Для корректного перехода от числа шагов к реальному времени при анализе ВВХ применяется метод среднего шага переходов [8]. При этом $\tau_{ij} \neq 0$ означает, что в ПКМЦ возможен переход из *i*-го состояния в *j*-ое с длительностью (шагом) τ_{ij} и ненулевой вероятностью p_{ij}, а $\tau_{ij} = \infty$ означает, что в КМЦ невозможен переход из *i*-го состояния в *j*-ое, так как $p_{ij} = 0$.

Для нахождения реального времени установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО по ПКМЦ с разными шагами переходов поступим следующим образом. Введем для каждого состояния рассматриваемой ПКМЦ средний шаг переходов. Он согласно [8] находится так:

$$\bar{\tau}_i = \sum_{j=0}^{S_c} \tau_{ij} p_{ij} , \qquad (9)$$

где p_{ij} и τ_{ij} – элементы МПВ и МШП соответственно; S_c – число состояний графа переходов.

На каждом *l*-м шаге процесса установления соединения длительность шага будет своя. Найти ее можно следующим образом [8]:

$$\bar{\tau}_l = \sum_{j=0}^{n} \tau_i p_i^{(l)} , \qquad (10)$$

где $p_i^{(l)}$ – распределение вероятностей состояния процесса на *l*-м шаге.

Тогда общее время процесса установления речевого канала «точка-точка» за *l* шагов будет равно [8]:

$$\tau = \sum_{l=1}^{w} \bar{\tau}_l , \qquad (11)$$

При этом расчет ВВХ процесса установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО в условиях рассматриваемых воздействий будет производиться последующей формуле [2]:

$$P_{уст.р.к.возд.} = P_{уст.р.к.возд.мод.} \cdot e^{-(k+1)\lambda_{отк} t_{уст.р.к.возд.мод.}} , \qquad (12)$$

где $P_{уст.р.к.возд.мод}$ - значение финальной вероятности установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО, полученной по математической модели процесса установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО; $\lambda_{отк} = 1/\bar{T}_{отк}$ - интенсивность отказа УСРД по причине воздействий противника (величина обратная среднему времени выхода из строя УСРД по причине влияния рассматриваемых воздействий); $t_{уст.р.к.возд.мод}$ - значение времени процесса, при котором достигается финальная вероятность установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО, полученная по математической модели процесса установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО. Вычисленные значения ВВХ процесса установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО показывают, что критическое значение p_0, при котором еще выполняются требования руководящих документов (ОТТ) уменьшается с увеличением *k* (т.е. требуется более качественный по вероятности ошибки на элементарный символ канал).

Используя метод наименьших квадратов и среду программирования MATLAB

2016а, определим аналитическое выражение зависимости $k^{кр}$ от значений p_0. На базе метода планирования эксперимента и анализа полиномов различных степеней экспериментально было установлено, что наибольшее сходство имеет выражение, описываемое полиномом четвертой степени. Тогда зависимость $k^{кр}$ от p_0 в условиях отсутствия непосредственного контакта с противником имеет вид:

$$k^{кр}(p_0) = \left]3.42 \cdot 10^8 \cdot p_0^{\,4} - 1.136 \cdot 10^8 \cdot p_0^{\,3} + 1.416 \cdot 10^7 \cdot p_0^{\,2} - 7.853 \cdot 10^5 \cdot p_0 + 1.637 \cdot 10^4\right[, \qquad (13)$$

Зависимость $p_0^{кр}$ от k в условиях РЭП и огневого поражения противником имеет вид:

$$k^{кр}(p_0) = \left]1.468 \cdot 10^8 \cdot p_0^{\,4} - 4.959 \cdot 10^7 \cdot p_0^{\,3} + 6.285 \cdot 10^6 \cdot p_0^{\,2} - 3.548 \cdot 10^5 \cdot p_0 + 7.539 \cdot 10^3\right[, \qquad (14)$$

где] [- операция округления числа в большую сторону.

Данные зависимости позволяют определить значение $k^{кр}$ транзитных участков переприема (количество УСРД, через которые проключается речевой канал), обеспечивающих вероятность установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО (РС ТЗУ), не ниже заданной. Полученные выражения (13), (14) необходимо закладывать в программное обеспечение УСРД в качестве основы штатного протокола установления речевого канала «точка-точка», и оно должно быть использовано при формировании маршрута проключения УСРД в ходе установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО (РС ТЗУ).

При этом вычисление ВВХ процесса восстановления речевого канала в условиях РЭП и огневого поражения противником будет производиться по следующим формулам [2]:

$$P_{восст.р.к.возд.} = P_{восст.р.к.возд.мод.} \cdot e^{-(k+1)\lambda_{отк} t_{восс.р.к.мод.}}, \qquad (15)$$

Для оценивания надежности определим коэффициент оперативной готовности по следующей формуле:

$$K_{о.г.восст.р.к.возд.} = \frac{T_{и.о.}/(k+1)}{T_{и.о.}/(k+1) + t_{восс.р.к.мод}} \cdot e^{-(k+1)\lambda_{отк} t_{восс.р.к.мод.}} \cdot P_{восс.р.к.мод.}, \qquad (16)$$

где $T_{и.о.}$- время информационного обмена между МА, равное 3 минуты.

Из анализа вычисленных значений $K_{о.г.восст.р.к.возд.}$ определены граничные значения p_0 и k, при которых еще выполняются требования руководящих документов (ОТТ).

На стадии разработки оборудования УСРД и УКО ВСС ПО (РС ТЗУ), используя разработанные математические модели для всей совокупности исходных данных с требуемой точностью формируется база данных (БД) по ВВХ (для процесса установления речевого канала «точка-точка») и КОГ (для процесса восстановления речевого канала «точка-точка» в случае деградации радиосети), а также вносятся в программное обеспечение полученные формулы (13), (14) и (16). В ходе функционирования рассматриваемой радиосети по радиолиниям УСРД-УСРД и МА-УСРД осуществляется передача тестовой информации. По искажениям принятой данной тестовой информации осуществляется определение параметра p_0 в соответствующих радиолиниях, полученные значения p_0 передаются служебными сообщениями на УКО. При необходимости установления (восстановления) речевого канала «точка-точка» УСРД, используя полученные характеристики каналов (p_0), известные системные параметры, а также

требования руководящих документов по оперативности и надежности, производит запрос рациональных параметров штатного протокола установления (восстановления) речевого канала «точка-точка» для текущих исходных данных в систему управления базой данных (СУБД). В СУБД осуществляется поиск рациональных параметров установления (восстановления) речевого канала «точка-точка», после чего СУБД выдает их на УСРД. Далее параметры n_2, k и V вводятся в виде исходных данных в программное обеспечение УСРД, а параметр n_1 передается МА и вводится в виде исходных данных в свое программное обеспечение. Обязательным условием при этом является наличие сведений о качестве каналов связи по вероятности ошибки в приеме элементарного символа, требований, предъявляемых к установлению (восстановлению) речевого канала (соединения) в системах передачи речевой информации. Работоспособность данного подхода была проверена в ходе расчетов вероятности установления соединения речевого канала «точка-точка» и коэффициента оперативной готовности речевого канала «точка-точка» в сети связи максимального масштаба (в масштабе *отдельной мотострелковой бригады*) в рабочем диапазоне исходных данных.

В качестве таковых использовались:

- k – количество транзитных участков переприема (число УСРД) ; - n_1 – количество повторных передач запросов в СРД; - n_2 – количество повторных передач запросов в РОС (МОС).

Результаты расчетов по разработанным математическим моделям представлены на рисунках 3-4 в виде графиков зависимости значений n_1 (n_2) от p_0 и k. Из данных графиков следует, что полученные результаты являются вполне приемлемыми по условиям физической реализуемости процессов установления и восстановления речевого канала «точка-точка».

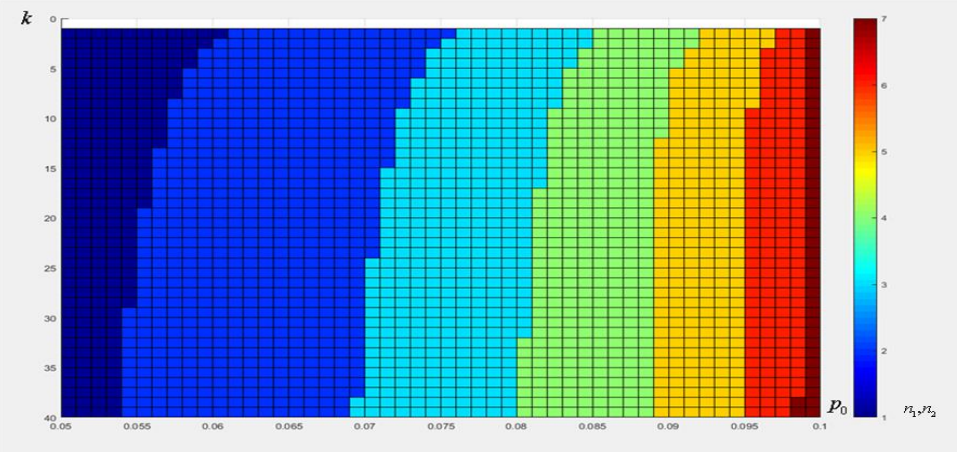


Рис. 3 – График зависимости значений повторных передач запросов n_1, n_2 от p_0 и k, полученный по результатам расчетов по разработанной математической модели процесса установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО (РС ТЗУ)

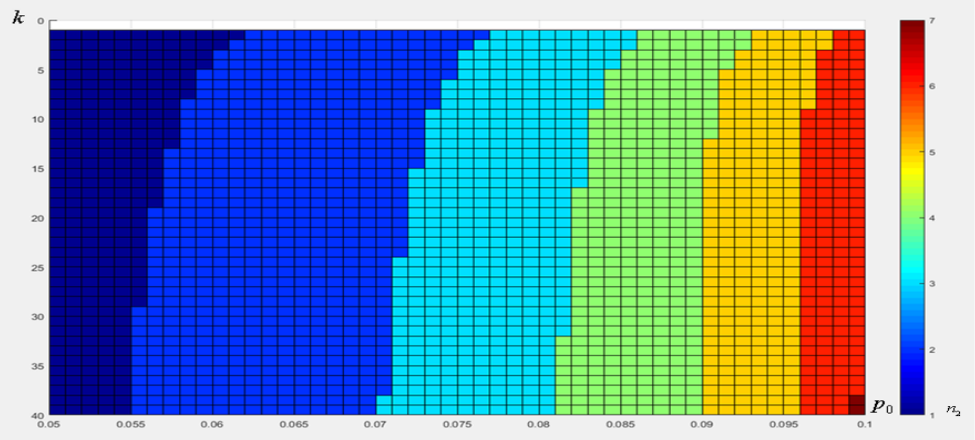


Рис. 4 – График зависимости значений повторных передач запросов n_2 от p_0 и k, полученный по результатам расчетов по разработанной математической модели процесса восстановления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО (РС ТЗУ)

Вывод:

Применение полученных математических моделей позволил определить границы применимости штатного протокола установления речевого канала «точка-точка» и его восстановления по вероятности ошибочного приема символа кода на входе внутреннего декодера, обеспечивающие допустимое значение ВВХ исследуемых процессов в зависимости, от числа транзитных участков (числа ретрансляторов-узлов системы радиодоступа). Кроме того, найдена граница по числу транзитных участков, используемых в одном речевом канале «точка-точка», обеспечивающих заданную оперативность при его установлении и требуемую надежность при восстановлении в условиях РЭП и огневого поражения противником. Применение разработанного подхода позволяет обеспечить заданную оперативность установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО (РС ТЗУ) и требуемую надежность его восстановления, в случае доступное число участков переприемов (число УСРД) k не превысит критическое значение, вычисленное по формулам (13), (14) и (16). В случае невыполнения данного условия максимизируется вероятность установления речевого канала «точка-точка» (для процесса установления речевого канала «точка-точка» в ВСС ПО (РС ТЗУ)) и коэффициент оперативной готовности речевого канала «точка-точка» (для процесса его восстановления), путем определения рациональных значений параметров V, n_1, n_2, k (для процесса установления речевого канала «точка-точка») или значений параметров n_2, k (для процесса его восстановления) при текущем значении параметра p_0.

Литература

1. Борисов В.И. и др. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом ППРЧ. – М.: Радио и связь, 2000. – 384 с.

2. Васильченко, А. А. Оценивание оперативности восстановления голосового соединения типа «точка-точка» в радиосети тактического звена управления в условиях воздействия [Текст]: [Секретно] / А. А. Васильченко, А. А. Бережной, Г. А. Коптелов // Тр. XXXIII Всерос. НТК «Проблемы эффективности и безопасности функционирования сложных технических и информационных систем» / Фил. Воен. акад. РВСН им. Петра Великого (г. Серпухов Моск. обл.). – Серпухов, 2016. – Ч. 5. – С. 259–268.

3. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. Учебник для студентов вузов. – 10 изд., стер. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 576с.

4. Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. – М.: Техносфера, 2005. – 592 с.

5. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы: Справочник. / Под ред. чл.-кор. РАН Ю.Б. Зубарева. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 126 с.

6. Кемени Джон Дж., Снелл Дж. Ларк. Конечные цепи Маркова/Пер. с англ. – М.: Наука, 1970. – 272 с.

7. Кузнецов В.И. Радиосвязь в условиях радиоэлектронной борьбы. – Воронеж.: ВНИИС, 2002. – 403 с.

8. Цимбал В.А. Информационный обмен в сетях передачи данных. Марковский подход: монография / В.А. Цимбал – М: Вузовская книга, 2014. – 144 с.

Сведения об авторах

Васильченко Алексей Алексеевич
Дата рождения: 1.05.1988 г.
Серпуховской военный институт РВСН, 2010 г.
Место работы: Филиал Военной академии РВСН им. Петра Великого (г.Серпухов)
Телефон: 8(916)6172910
e-mail: alexsvi88@rambler.ru

Коптелов Георгий Александрович
Дата рождения: 13.05.1984 г.
Серпуховской военный институт РВСН, 2006 г.
Место работы: Филиал Военной академии РВСН им. Петра Великого (г.Серпухов)
Телефон: 8(916)4130754
e-mail: Kop@mail.ru

ОБ АЛГОРИТМЕ ПОИСКА ЦИКЛОВ В ГРАФАХ ТАННЕРА КОДОВ С НИЗКОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ПРОВЕРОК НА ЧЁТНОСТЬ

Овинников А.А.

В работе представлено описание алгоритма быстрого поиска циклов в графах Таннера квазициклических низкоплотностных кодов. В отличие от существующих методов поиска замкнутых структур предлагаемая реализация базируется на структуре протографа, а также его топологических связях с расширенным графом. Алгоритм является многоступенчатым и обладает двумя крайне полезными свойствами, относительно аналогов. Во первых, первичный поиск циклов выполняется в нём по протографу, что позволяет динамически менять расширенный граф в области значений циклических сдвигов квадрантов, входящих в его состав. Во вторых, структура проверочной матрицы квазициклического LDPC кода способствует появлению большого количества циклов с практически идентичными свойствами, что позволяет описывать их как ансамбль, значительно сократив как вычислительные затраты, так и требования к объёму выделяемой оперативной памяти. Однако, в рамках текущей реализации у алгоритма есть одно существенное ограничение – гарантированная максимальная длина обнаруживаемого цикла равна десяти. Таким образом, предельное значение обхвата базового графа не может быть больше 12. Для большинства задач анализа и синтеза кодов с низкой плотностью проверок на чётность этого оказывается достаточно. При необходимости может быть выполнено дополнительное исследование свойств пересекающихся циклов с длиной больше четырёх, в результате которого текущее ограничение будет расширено.

SHORT CYCLES SEARCH FOR TANNER GRAPHS OF QUASI-CYCLIC LDPC CODES

Ovinnikov A.A.

The paper presents the description of the algorithm for rapid search of cycles in the Tanner graphs of quasi-cyclic low-density parity-check codes. In contrast to existing methods of search of closed structures, the proposed implementation is based on the structure of the protograph and its topological relationships with the extended graph. The algorithm is multistage and has two extremely useful properties, relative to peers. Firstly, the primary search is performed in cycles of the protograph, which allows to dynamically change the extended graph in the values of cyclic shifts of the quadrants are included in its composition. Secondly, the structure of a parity-check matrix of quasi-cyclic LDPC code contributes to the emergence of a large number of cycles with almost identical properties, which allows to describe them as an ensemble, and significantly reducing the computational cost and the amount of allocated RAM. However, under the current implementation of the algorithm, there is one significant limitation – guaranteed maximum detectable length of the cycle is ten. Thus, the limit value of the girth of the underlying graph can not be more than 12. For most problems of analysis and synthesis of codes with low density parity check this is enough. If necessary, an additional study of the properties of intersecting cycles of length more than four can be made and the current limit will be expanded.

Введение

В связи с постоянным увеличением скорости передаваемой информации и, как следствие, ростом ёмкостей для её хранения повышаются требования к информационной достоверности. Увеличение этого показателя возможно при внедрении эффективных алгоритмов помехоустойчивого кодирования и

декодирования, среди которых следует особенно отметить наиболее перспективные с точки зрения практической реализации турбо и LDPC коды. Широкое распространение в стандартах беспроводной связи [1] и передачи данных получил подкласс низкоплотностных кодов – двоичные квазициклические коды с малой плотность проверок на чётность (QC-LDPC). Их основное преимущество заключается в возможности компактного хранения проверочных матриц, реализации быстрых алгоритмов кодирования и параллельного вероятностного декодирования. Однако, как и для любых других итеративно-декодируемых кодов, открытым остаётся вопрос повышения энергетического выигрыша от кодирования в области малых шумов. Один из способов решения этой проблемы лежит в плоскости исследования свойств циклов и их взаимосвязей в графах Таннера низкоплотностных кодов. Но оценка свойств не возможна без предмета анализа, поэтому первоначально необходимо реализовать алгоритм быстрой идентификации циклов, чему и посвящена настоящая работа.

Постановка задачи

Алгоритмы поиска циклов в двудольных графах характеризуются высокими вычислительными затратами, которые являются степенными и даже экспоненциальными от количества символьных вершин V. Снижение сложности вычислений возможно, если перейти от расширенного графа к протографу. Однако, такой переход сопряжён с необходимостью решать проблему, которая связанна с определением топологических связей между циклами в двух различных графах. Цель работы заключает в разработке алгоритма быстрой идентификации циклов в расширенном графе по протографу. На проверочные матрицы квазициклических LDPC кодов накладываются два ограничения:

1) вес элементарного квадранта может быть не более единицы;
2) максимальное значение обхвата графа Таннера ограничено сверху числом 12, что характерно для абсолютного большинства кодов, используемых в современных стандартах связи, вещания и хранения данных.

Теоретические сведения

Протограф (базовый граф) $G_r = (V, C, E)$ является двудольным неориентированным мультиграфом, состоящим из множества символьных (V) и проверочных (C) вершин, а также множества ветвей (E), которые соединяют вершины из V и C друг с другом. Пример простого протографа приведён на рисунке 1. Он включает в себя элементы в количестве $|V| = 3$, $|C| = 2$ и $|E|$, где оператор $|X|$ - определяет размер (мощность) множества X. Для того, чтобы получить граф Таннера из структуры G_r необходимо выполнить так называемую процедуру расширения, которая заключается в последовательном выполнении алгоритмов копирования и перестановки вершин, подробно рассмотренных на рисунках 2 и 3, где коэффициент масштабирования $q = 3$. Отдельного внимания заслуживает алгоритм перестановки вершин в связи с тем, что он опирается на квадратные матрицы π_{ij}^{k} размером $[q, q]$, где i и j – номера проверочных и символьных вершин соответственно, а k – коэффициент кратности параллельных ветвей.

В наиболее простом случае матрица перестановок π_{ij}^{k} вырождается в единичную диагональную матрицу. Таким образом, полное описание протографа можно получить по структуре, представленной на рисунке 4. Компактное и развёрнутое матричное представление G_r дано на рисунке 5, где B – базовая или матрица смежности протографа G_r, а H – проверочная матрица LDPC кода, полученная в результате выполнения процедуры расширения.

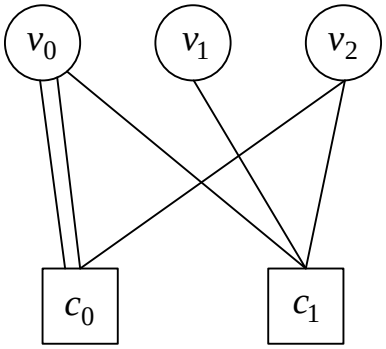


Рисунок 1 - Протограф

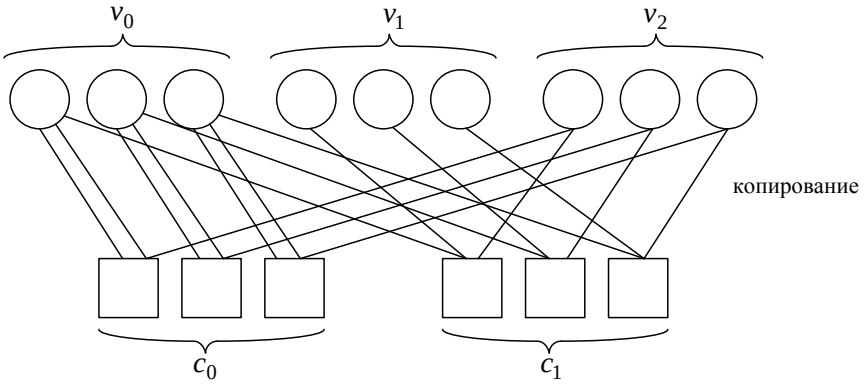


Рисунок 2 – Процедура копирования протографа

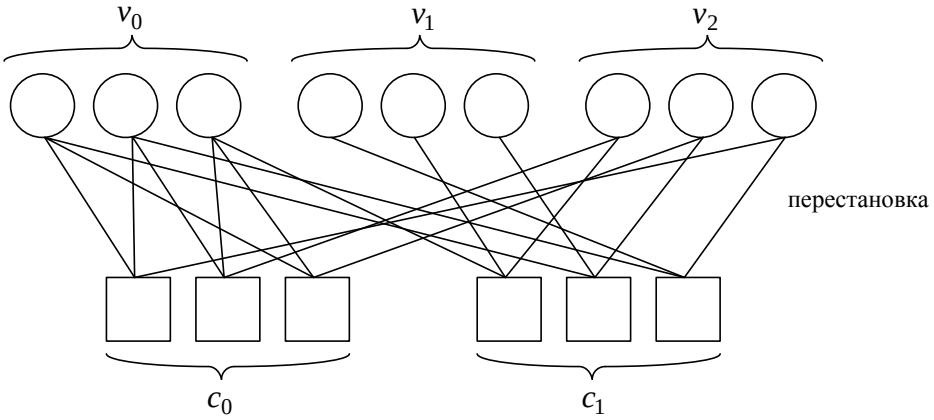
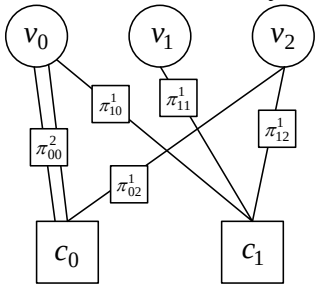


Рисунок 3 – Процедура перестановки



$$\pi^2_{00} = P^2_{00} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \pi^1_{02} = P^1_{02} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\pi^1_{11} = P^1_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\pi^1_{10} = \pi^1_{02},$$

$$\pi^1_{12} = P^1_{12} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Рисунок 4 – Развернутое представление протографа

$$B = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} P^2_{00} & P^0_{01} & P^1_{02} \\ P^1_{10} & P^1_{11} & P^1_{12} \end{bmatrix}.$$

Рисунок 5 - Матричные формы

Объектами исследования в настоящей работе выступают проверочные матрицы нерегулярных квазициклических кодов такие, что максимальное значение коэффициента кратности параллельных ветвей для эквивалентных им протографов равно единице. Поэтому далее матрицы перестановок заменяются соответствующими значениями сдвига её главной диагонали, т.е. $\pi_{ij}^{k} \rightarrow c_{ij}$, где c_{ij} – целое число принимающее значение от -1 до q-1, где -1 обозначает отсутствие связей.

Описание алгоритма

Алгоритм идентификации циклов по протографу состоит из 4-х различных этапов и представлен на рисунке 6. Первоначально по заданному протографу выполняется поиск циклов согласно алгоритму «цепей»[2,3]. Наиболее короткие из них, длиной 4 и 6, проецируются в расширенный граф с минимальными изменениями, происходит исключительно пересчёт номеров вершин по правилам, представленным на рисунке 3. Далее анализируются проекции циклов на предмет формирования замкнутых структур длиной краткой g и q, где g – размер текущего цикла в протографе. Эта процедура выполняется только, если число q не является простым, в противном случае этап пропускается. Наиболее вычислительно затратной частью рассматриваемого алгоритма является поиск и анализ пересечений циклов g_1xg_2 в G_r, где g_1 и g_2 – длины первого и второго циклов пересечения соответственно. Проведённое ранее [2,3] исследование свойств таких пересечений позволило систематизировать весь набор правил идентификации циклов в расширенном графе и представить его в виде таблицы 1. Каждое отдельно взятое пересечение коротких циклов в протографе рассматривается как некоторая графическая структура с параметрами (n_{cr}, n_{cv}, n_{ce}), по которым выполняется их классификация, и унификация соответствующих правил, где n_{cr} – взаимное направление обхода циклов, n_{cv} – количество общих вершин в пересечении, n_{ce} – количество общих рёбер в пересечении. Заключительный этап состоит в объединении полученных ранее результатов, по сути, выполняется процедура расширения каждого единичного и комбинированного циклов по логике, представленной на рисунке 3. Таким образом, результатом работы алгоритма быстрой идентификации циклов является множество нумерованных последовательностей различной длины. Каждая из них представляет собой независимую замкнутую структуру в расширенном графе Таннера.

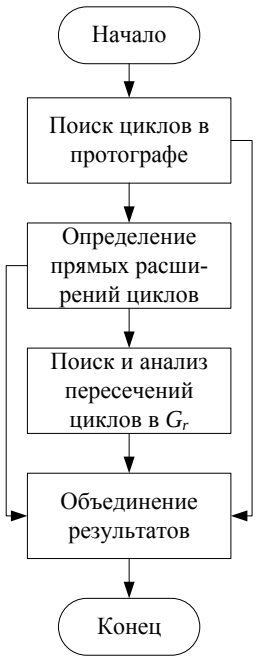


Рисунок 6 – Алгоритм быстрой идентификации циклов

Рассмотренный алгоритм обладает рядом ограничений, а именно, учёт циклов длиной 12 и более производится исключительно по протографу. Это обусловлено как значительным усложнением анализа пересечений более длинных циклов, так и тем фактом, что основное влияние на результаты итеративного декодирования кодов с низкой плотностью проверок на чётность оказывают относительно короткие циклы. В большинстве современных приложений значение обхвата графов Таннера LDPC кодов равняется 6, поэтому с практической точки зрения рассмотренные ограничения не являются критическими.

Таблица 1. Правила идентификации циклов расширенного графа по пересечениям

Тип пересечения, g_1xg_2	Параметры		Длина образуемого цикла, g	Правила идентификации	
	n_{cv}	n_{ce}		$n_{cr} = 0$	$n_{cr} = 1$
4x4	*1*	*0*	8	$p_1 = \pm p_2$	
	2	*0*			
	2	*1*	6	$p_1 = -p_2$	$p_1 = p_2$
			8	$p_1 = p_2$	$p_1 = -p_2$
			10	$2p_1 = -p_2$ $-p_1 = 2p_2$	$2p_1 = p_2$ $p_1 = 2p_2$
	3	*2*	8	$p_1 = -p_2$ $2p_1 = p_2$ $2p_2 = p_1$	$p_1 = p_2$ $2p_1 = -p_2$ $2p_2 = -p_1$
4x6	*1*	*0*	10	$p_1 = \pm p_2$	
	2	*1*	8	$p_1 = -p_2$	$p_1 = p_2$
			10	$p_1 = p_2$	$p_1 = -p_2$
	2	*0*	10	$p_1 = \pm p_2$	
	3	*2*	10	$p_1 = -p_2$ $2p_1 = p_2$	$p_1 = p_2$ $2p_1 = -p_2$
	3	*1*	8	$p_1 = p_2$	$p_1 = -p_2$
			10	$p_1 = -p_2$	$p_1 = p_2$
	4	*2*	8	$p_1 = \pm p_2$	

Заключение

В результате работы получен алгоритм быстрой идентификации циклов в графе Таннера квазициклического кода с низкой плотностью проверок на чётность. Он позволяет оперативно находить все циклы с длиной не более 12 в расширенном графе Таннера. В дальнейшем планируется провести сравнительный анализ вычислительных затрат разработанного алгоритма в сопоставлении с известными аналогами.

Литература

1. W. E. Ryan and S. Lin. “Channel Codes. Classical and Modern”, Cambridge University Press, 2009.

2. Овинников А.А. «Правила для оценки пересекающихся циклов в графах Таннера квазициклических кодов с низкой плотностью проверок на чётность», РСПОВИ-2016, С.225-229.

3. Овинников А.А. «Способ идентификации циклов в графах Таннера LDPC кодов на основе пересечений коротких замкнутых структур в протографах», Журнал Цифровая обработка сигналов и её применение, №4, 2016, С.26-30.

Сведения об авторе

Овинников Алексей Анатольевич, 1987, окончил Рязанский государственный радиотехнический университет (РГРТУ) в 2010 году, направления научных исследований: итеративно декодируемые помехоустойчивые коды, совместная демодуляция и декодирование, кафедра ТОР, ovinnikov.a.a@tor.rsreu.ru

УДК 621.391.1

МОДЕЛИ АЛГОРИТМИЧЕСКОЙ АДАПТАЦИИ НА ОСНОВЕ ОБОБЩЕННЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ И ПОРОГОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

А.М. Межуев, Д.Л. Стуров, А.И. Родзевич

Работа посвящена разработке моделей алгоритмической адаптации для повышения и поддержания требуемой информационной эффективности военных автоматизированных систем декаметровой радиосвязи. Предложен подход порогового управления с использованием обобщенного показателя и нетрадиционной системы кибернетических параметров на основе аналогий с электрическими цепями. Результаты моделирования для систем с детерминированными топологиями подтвердили работоспособность и практическую реализуемость предложенного подхода.

MODELS OF ALGORITHMIC ADAPTATION ON THE BASIS OF THE GENERALIZED INDICATORS AND THRESHOLD MANAGEMENT

A.M. Meghuev, D.L. Sturov, A.I. Rodzevich

Work is devoted working out of models of algorithmic adaptation for increase and maintenance of demanded information efficiency of the military automated systems decameter to a radio communication. The approach of threshold management with use of the generalised indicator and nonconventional system of cybernetic parametres on the basis of analogies to electric chains is offered. Results of modelling for systems with the determined topology have confirmed working capacity and a practical realizability of the offered approach.

Обеспечение высокой боевой готовности Вооруженных Сил Российской Федерации (ВС РФ) и совершенствование системы управления войсками в условиях жесткого информационного противоборства современных локальных конфликтов требуют глубокой модернизации и быстрой адаптируемости системы связи к постоянно изменяющимся условиям боевой обстановки с использованием новейших средств автоматизации, способов и методик обеспечения устойчивости, непрерывности, оперативности и скрытности управления войсками и оружием [1].

Несмотря на бурное развитие систем спутниковой, тропосферной и радиорелейной связи, декаметровая (ДКМ) радиосвязь продолжает сохранять важное значение в обеспечении управления войсками. В то же время, постоянное совершенствование средств радиоразведки и радиопомех, внедрение автоматизированных комплексов радиоэлектронной борьбы (РЭБ) привели к существенному повышению возможностей противника по радиоподавлению отдельных направлений и целых сегментов системы связи ВС РФ на наиболее важных направлениях вероятных военных конфликтов [1, 2].

Вследствие выше сказанного, в современных условиях ведения боевых действий актуальным является решение задач повышения организационно-технических возможностей систем ДКМ радиосвязи в составе объединенной автоматизированной цифровой системы связи (ОАЦСС) ВС РФ, когда ДКМ радиосвязь оказывается одним из основных, а порой и единственным средством, обеспечивающим управление войсками на дальние расстояния. Поэтому в системе мероприятий, направленных на обеспечение устойчивого управления войсками, задача повышения эффективности информационно-

го обмена (информационной эффективности) сетей ДКМ радиосвязи приобретает особенно важное практическое значение.

Для ее решения необходима разработка сетей цифровой пакетной радиосвязи с автоматической ретрансляцией сигналов, которые позволяют существенно увеличить пропускную способность ДКМ каналов радиосвязи (до 16 кбит/с), а объединение отдельных каналов и сетей в автоматизированную систему ДКМ радиосвязи (АСДР) с взаимосвязанными вынесенными ретрансляционными пунктами (ВРП) на удалении односкачковой трассы (1500 – 2500 км) обеспечивает повышение надежности за счет резервных маршрутов для передачи информационных потоков. Дополнительно для повышения информационной эффективности АСДР в условиях высокой динамики боевых действий, постоянно возрастающих объемов передаваемой информации и ограниченности технических средств, необходима реализация процедур адаптивного управления сетевыми ресурсами к складывающимся условиям функционирования.

Поэтому цель работы заключается в разработке моделей адаптации АСДР при высоком входном трафике и воздействии помех для повышения эффективности информационного обмена в соответствии с заданными требованиями.

В общеизвестной формулировке под адаптацией понимается способность системы в условиях дестабилизирующих внутренних и внешних факторов частично или полностью восстанавливать заданное качество своего функционирования. При этом автоматизированная адаптивная система должна обладать возможностью экстраполировать изменение своего состояния с целью обеспечения требуемой эффективности функционирования в условиях изменения характеристик сети [2].

При оценке качества АСДР выбирается функционал, зависящий как от совокупности частных показателей качества, так и от относительной важности отдельных характеристик. Числовое выражение этого функционала называется «глобальным» показателем качества, который используется при определении наилучших вариантов построения системы, оперируя при сравнении экстремальными или пороговыми оценками качества. Высокая нестабильность условий функционирования современных АСДР военного назначения выступает основным фактором, затрудняющим реализацию оптимальной системы ДКМ радиосвязи. Реально эксплуатируемые и функционально устойчивые АСДР могут лишь приближаться к оптимальным, т.е. могут быть только квазиоптимальными. Альтернативой оптимальному управлению является управление по пороговому значению. При переходе от оптимального управления к пороговому эффективность системы управления снижается значительно медленнее, чем ее сложность.

Так как исследуемые в работе АСДР с ВРП являются нестационарными системами, то функция качества в них зависит от множества параметров, изменения которых сказываются на функции качества. Все это определяет сложную многоконтурную структуру адаптивного управления АСДР, где можно выделить три уровня адаптации: параметрический, алгоритмический и структурный. Контуры управления охватывают как отдельные параметры, так и группы параметров и структуры управления на трех нижних уровнях работы АСДР, согласно Эталонной модели взаимодействия открытых систем (ЭМВОС). В работе [3] проведена четкая градация функций, выполняемых отдельными уровнями адаптации, и определено их соответствие задачам, решаемым на каждом уровне ЭМВОС.

Так определена принадлежность параметрической адаптации физическому и канальному уровням системы, исходя из решаемых ею функциональных задач в АСДР. Параметрическая адаптация достигается изменением параметров элементов системы и обеспечивает: адаптивный выбор полосы и диапазона рабочих частот, скорости передачи информации, мощности передатчиков, диаграмм направленности антенн, методов модуляции/демодуляции и повышения помехозащищенности. Однако причины откло-

нения значений параметров, зачастую, могут превысить уровень компетенции системы управления в контуре параметрической адаптации. Физического увеличения пропускной способности КС и памяти буферных запоминающих устройств (БЗУ) узлов коммутации (УК), оказывается недостаточно для обеспечения необходимой эффективности информационного обмена. В этом случае необходима работа алгоритмической адаптации, которая работает в комплексе с параметрической адаптацией на канальном и сетевом уровнях ЭМВОС. Если же адаптационные механизмы параметрической и алгоритмической адаптации не обеспечивают требуемой эффективности функционирования системы, применяется структурная адаптация, которая осуществляется при наличии структурной избыточности. Для оперативной реализации структурной адаптации в АСДР необходимо иметь заранее подготовленную базу вариантов резервных структур сети и четкий механизм смены топологий, что является сложной и не всегда реализуемой задачей [3].

Поэтому алгоритмическая адаптация, занимая промежуточную позицию между параметрической и структурной адаптацией, является главным средством обеспечения эффективного информационного обмена на сетевом уровне и направлена на обеспечение максимального использования возможностей системы при заданном варианте структурного построения АСДР. Под алгоритмической адаптацией понимается комплекс управлений, затрагивающий управление основными сетевыми параметрами АСДР (например, $T_{зад}$, $L_{пак}$ и $C_{кан}$), процедурами (например, управление потоком $\gamma_{вх}$) и алгоритмами функционирования системы (например, маршрутизации $\nu_{марш}$) на основе обобщенных показателей информационной эффективности АСДР.

Проведенный анализ известных подходов к оценке эффективности систем связи и передачи информации показал, что общеизвестные параметры не позволяют в полной мере оценить возможности сети при осуществлении информационного обмена, определяя лишь скоростные возможности систем или имея вероятностно-временной характер, характеризуют своевременность и достоверность доведения информации. Они не учитывают свойство временного хранения информации, которое стало особенно актуальным в современных условиях постоянного увеличения информационной нагрузки, расширения спектра услуг в цифровых системах передачи. Многокритериальные подходы, учитывая дополнительные составляющие технико-экономических параметров, не позволяют выделить влияние конкретных параметров на эффективность функционирования системы в смысле информационного обмена, а также сложно физически объяснимы [4 – 6].

В обстановке высокой динамичности современных боевых действий, когда для обеспечения устойчивого управления войсками необходимо использование предельных возможностей системы связи по передаче и хранению информации в условиях высокой нагрузки и влияния изменяющейся помеховой обстановки, применение общеизвестных подходов к оцениванию информационной эффективности АСДР военного назначения становится затруднительным и, зачастую, даже неприемлемым.

Поэтому в данной работе предлагается использовать при оценивании эффективности информационного обмена в АСДР детерминированный подход с применением нетрадиционных обобщенных показателей, одновременно учитывающих свойства передачи и хранения информации. В качестве первого показателя, на основе аналогий с электрическими цепями Г. Крона, выступает кибернетическая мощность АСДР в смысле передачи информации [7 – 9]. Так в условиях высокого входного трафика $\lambda_{вх}$ выходной поток $\lambda_{вых}$ во времени практически не меняется (из-за ограничения по пропускной способности КС) и определяет производительность системы $\lambda_{вых} = G$. Тогда выражение для кибер-

нетической мощности АСДР, учитывающей длительность сообщений временными отрезками при обслуживании, можно записать:

$$P_{АСДР} = \lambda_{вх} \cdot R_t \cdot \lambda_{вых} = V\lambda_{вых} = VG|_{T_{доп}}. \quad (1)$$

где R_t – кибернетическое сопротивление системы в терминах времени, $V = \lambda_{вх} \cdot T$ – число сообщений в сети (формула Литтла), $T_{доп}$ – ограничение по временной задержке.

Из формулы (1) видно, что кибернетическая мощность АСДР является характеристикой, которая учитывает ее производительность и число пакетов, находящихся в ней, как в процессе передачи по КС, так и ожидания в очередях. Это позволяет рассматривать ее в качестве обобщенного параметра оценки эффективности информационного обмена в системах связи, учитывающего одновременно сетевые свойства передачи и хранения информации. Параметр T в данном случае является ограничением, характеризующим систему. Это означает, что, задав гарантируемое сетью значение $T_{доп}$, при имеющейся производительности G, мощность сети будет определять максимально допустимое число пакетов N, которое может находиться в системе. Следовательно, неравенство $T \le T_{доп}$, выступает в качестве необходимого ограничительного условия для осуществления оценки эффективности информационного обмена в сети на основе обобщенного показателя.

Выражение (1) можно использовать как для сети в целом, так и для одноканальной системы (ОС) в отдельности (совокупность несвязанных между собой ОС модельно отображает любую информационную сеть – модель Джексона с аппроксимацией Клейнрока [6]). Для модели АСДР, состоящей из *M* взаимно независимых ОС при одинаковом ограничении на временную задержку $T_{доп}$ можно определить полную мощность идеальной сети в смысле передачи информации, которая характеризует предельные физические возможности сети по передаче информации

$$P_{полн} = \sum_{i=1}^{M} V_i G_i = \sum_{i=1}^{M} V_i \ {}^{вых}\gamma^i = V_i \ {}^{вых}\gamma^i \ |_{T_{доп}}, \quad (2)$$

где i – условный номер ОС; V_i и ${}^{вых}\gamma^i$ – соответственно, суммарное количество сообщений и информационный поток на выходе *i*-той ОС (запись выражения с нижними – ковариантными и верхними – контравариантными индексами означает при перемножении операцию суммирования по ним, что позволяет, согласно правилу Эйнштейна, опустить знак суммы).

Отношение мощностей, определяемых выражениями (1) и (2), дает возможность получения количественной оценки информационной эффективности АСДР с использованием второго обобщенного кибернетического показателя – коэффициент полезного действия (КПД) передачи информации

$$\eta_{АСДР} = \frac{P_{АСДР}}{P_{полн}}. \quad (3)$$

Текущие значения КПД передачи информации позволяют оценивать эффективность информационного обмена АСДР в реальном масштабе времени с учетом заданного ограничения по временной задержке $T_{доп}$. Применение такого подхода к расчету информационной эффективности АСДР позволяет количественно оценить качество работы сетей с различными топологиями в изменяющихся условиях функционирования, а также определить близкие к оптимальным, в смысле обеспечения информационного обмена, алгоритмы, процедуры и параметры на сетевом уровне ЭМВОС, что также может быть использовано при решении задачи алгоритмической адаптации.

Однако при использовании представленных показателей для оценки информационной эффективности АСДР военного назначения требуется уточнение их значений с помощью показателя помехоустойчивости, учитывающего информационное противодействие со стороны противника. Поэтому при решения задачи алгоритмической адаптации с использованием обобщенного показателя КПД передачи информации (3) разработан способ оценки информационной эффективности АСДР с учетом воздействия помех [10]. Сущность способа заключается в нахождении и уточнении текущих оценок информационной эффективности АСДР в виде значений КПД передачи информации в условиях изменения входного трафика и помеховой обстановки $\eta_{помi}$, а также определение полос пропускания входному, внутрисетевому трафикам $П_{\gamma(\eta_{пор})}$, $П_{\lambda(\eta_{пор})}$ и временной задержке $П_{T(\eta_{пор})}$, исходя из обоснованно заданного порогового уровня КПД $\eta_{пор}$ (критерия алгоритмической адаптации).

Учет влияния помех на функционирование АСДР осуществляется с использованием пространства-структуры помеховой обстановки на сетевом уровне (согласно ЭМВОС), которое в упрощенном виде определяет коэффициент ухудшения качества работы сети ($k_{пом} \le 1$). Величина $k_{пом}$ функционально определяется внешними потоками пространства-структуры помеховой обстановки или задействованием дополнительного ресурса АСДР для обеспечения помехоустойчивости информационного обмена. Коэффициент ухудшения качества работы сети является функцией $k_{пом} = f(S)$ от известного параметра помехоустойчивости, используемого в системах связи и передачи информации на канальном уровне их функционирования согласно ЭМВОС – логарифма вероятности ошибки приема одиночных элементарных посылок (ОЭП) [2]. С целью упрощения решения адаптационной задачи принимается $k_{пом} = S$, т.е. непосредственное влияние канальных характеристик помехоустойчивости на эффективность информационного обмена на сетевом уровне АСДР. Тогда текущее значение КПД передачи информации в условиях воздействия помех определяется выражением

$$\eta_{помi} = \eta_{АСДРi} \cdot S, \qquad (4)$$

где $\eta_{помi}$ – КПД передачи информации с учетом воздействия помех.

В выражении (4) значение КПД $\eta_{АСДРi}$ определяет информационные характеристики АСДР и определяет в процентном соотношении степень близости системы к её предельным возможностям по передаче информации, а логарифм вероятности ошибки приема одиночной элементарной посылки S для фиксированного отношения сигнал/помеха отражает помехоустойчивость информационного обмена. Наиболее совершенной в соответствии с вышеприведенными критериями является система, обладающая наибольшим значением КПД передачи информации при заданной помехоустойчивости или наибольшей помехоустойчивостью при заданном значении КПД. Основным достоинством получаемой оценки является четкий физический смысл параметра, подтверждаемый тривиальными расчетами и измерениями.

Вместе с тем необходимо отметить, что получение текущих оценок информационной эффективности АСДР в условиях изменения входного трафика и воздействия помех не позволяет в полной мере реализовать работу процедур алгоритмической адаптации, требующих определения области (интервала) эффективного функционирования АСДР в смысле обеспечения информационного обмена. Для нахождения интервала требуемой информационной эффективности АСДР необходимо введение критерия, который одновременно может быть использован при решении задачи алгоритмической адаптации. При этом формирование критерия должно быть четко обосновано с точки зрения

непротиворечивости основным теоретическим положениям и его практической реализации в процессе информационного обмена в АСДР.

Все эти аргументы, на основе совокупности полученных текущих оценок привели к использованию в качестве критерия информационной эффективности АСДР порогового уровня КПД передачи информации, значение которого выбирается, в том числе, с учетом запаса на воздействие помех. Его уровень справа определяется величиной входного трафика $\gamma''_{вх} = \gamma_{вх\ max}$ (соответственно, по транзитному трафику $\lambda'' = \lambda_{max}$ и временной задержке $T'' = T_{max}$), которая обусловлена основными требованиями к обеспечению информационного обмена (надежность, достоверность и своевременность доведения информации). В качестве граничного значения слева используется величина входного трафика, которая задает технические условия применимости параметра кибернетическая мощность $P_{АСДР}$, а именно условие полной загрузки КС и появление накоплений передаваемых пакетов в БЗУ устройств ($\gamma'_{вх} = \gamma_{вх\ min}$, $\lambda' = \lambda_{min}$ и $T' = T_{min}$). Так как значения указанных показателей слева и справа соответствуют различным уровням КПД передачи информации $\eta_{АСДР}$ (причем, как показывают результаты моделирования $\eta''_{АСДР} > \eta'_{АСДР}$), то при нахождении порогового уровня предложено предварительно определять диапазон его изменения $\Delta\eta$, а затем вычислять $\eta_{пор} = \eta'_{АСДР} + 0{,}5\Delta\eta$, как среднее значение изменения КПД.

Однако для случая высокого входного трафика и воздействия помех на информационный обмен в АСДР для порогового уровня КПД принят дополнительный запас на возможное снижение информационной эффективности, поэтому используется нижний уровень порога из диапазона изменения $\Delta\eta$ при минимально допустимых требованиях к передаче и хранению информации (рисунок 1)

$$\eta_{пор} = \eta'_{АСДР}. \qquad (5)$$

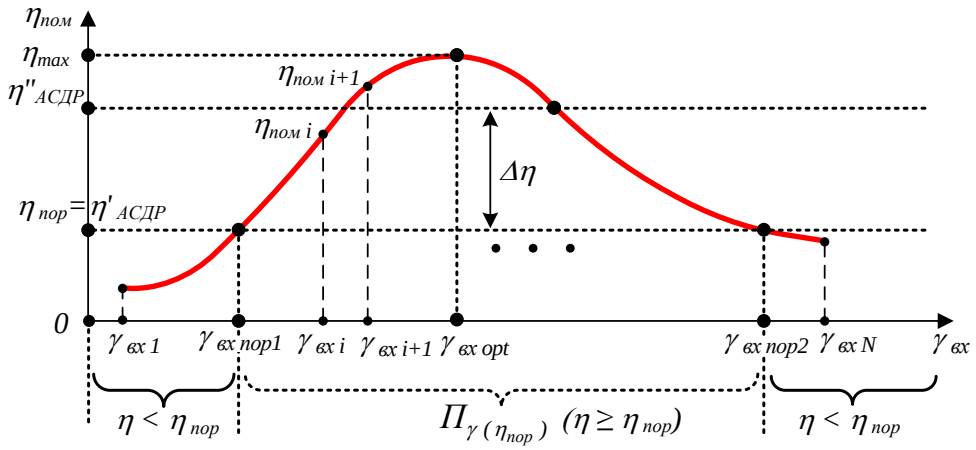


Рисунок 1 – График зависимости КПД передачи информации от интенсивности входной нагрузки

Далее для каждого вычисленного текущего значения КПД $\eta_{помi}$ последовательно проверяется выполнение условия

$$\eta_{помi} \geq \eta_{пор}. \qquad (6)$$

Если неравенство (6) выполняется, то принимается решение о том, что АСДР обеспечивает требуемую эффективность информационного обмена, определяемую заданным пороговым уровнем КПД передачи информации. При этом, если $\eta_{помi} = \eta_{пор}$, то фикси-

руются граничные значения $\gamma_{вх\ пор1}$ и $\gamma_{вх\ пор2}$ интервала входного трафика (рисунок 1), что в свою очередь позволяет ввести для АСДР и систем передачи информации новый оценочный показатель (по аналогии с типовыми методами анализа каскадов в радиоэлектронике) полоса пропускания АСДР по входному трафику на заданном уровне $\eta_{пор}$

$$П_{\gamma\,(\eta_{пор})} = \gamma_{вх\ пор2} - \gamma_{вх\ пор1}. \quad (7)$$

Кроме того, подобный показатель может быть получен и по значениям интенсивности внутрисетевого (транзитного) трафика

$$П_{\lambda\,(\eta_{пор})} = \lambda_{пор2} - \lambda_{пор1}. \quad (8)$$

и временной задержки

$$П_{T\,(\eta_{пор})} = T_{пор2} - T_{пор1}. \quad (9)$$

Таким образом, первые два показателя (7), (8) позволяют, исходя из полученных значений, реализовать работу процедур управления входным трафиком и маршрутизации в АСДР. Полоса пропускания по временной задержке (9) обеспечивает, если это возможно при данных условиях функционирования сети, путем регулировки ограничения на $T_{доп}$ уменьшение числа потерь и повторных передач в АСДР. В случае недостаточности действия отмеченных выше процедур в рамках изменения сетевых параметров в соответствии с определенными интервалами (7) – (9) осуществляется изменение алгоритма работы самого ВРП (синхронный или асинхронный, с пассивной или активной ретрансляцией). Как показывает практика и проводимые в этой области исследования наилучшие показатели работы имеет АСДР с ВРП, работающий в асинхронном режиме с активной ретрансляцией и оценкой. Все перечисленные меры, направлены на повышение качества информационного обмена в АСДР или поддержания его на заданном уровне, исходя из предъявляемых к системе требований.

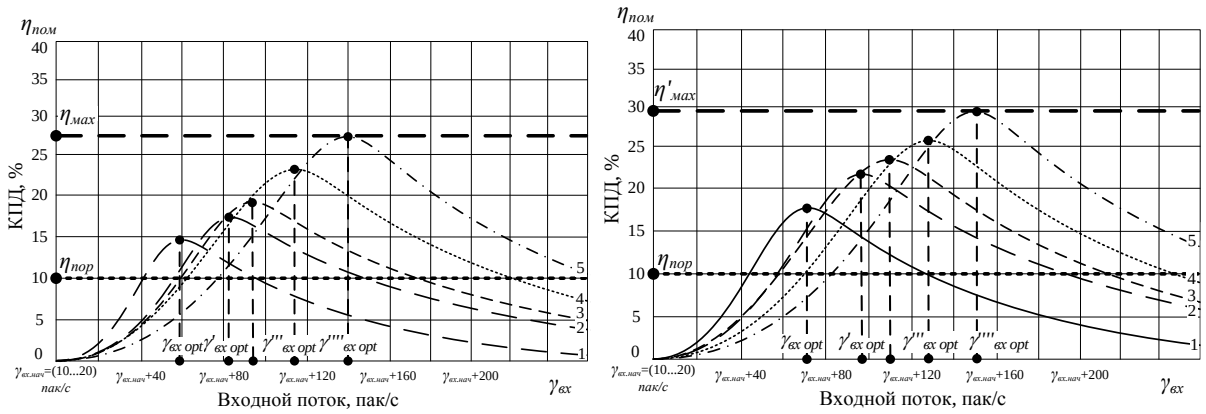
В свою очередь, установление соответствия между значениями интенсивности входного $\gamma_{вх}$, внутрисетевого (транзитного) λ трафика и величинами временной задержки T в АСДР (при заданном уровне $\eta_{пор}$), которые обеспечивают требуемое качество информационного обмена, позволяет объединить их в единой задаче управления и совместить операции по их регулированию в обобщенном алгоритме адаптации для реализации на высших уровнях адаптации – алгоритмическом и структурном [3, 11]. В этом случае в процессе эксплуатации АСДР обобщенная функция качества системы, описываемая КПД передачи информации $\eta(\gamma_{вх})$ должна поддерживаться в заданных пределах ($\eta_{пор}$) или, что наиболее желательно, несмотря на трудную достижимость, принимать экстремальное значение η_{max} (рисунок 1). Процесс адаптации системы будет состоять в выборе направления и шага изменений ($\Delta\gamma_{вх}$ в совокупности с другими сетевыми параметрами) для обеспечения либо экстремума функции КПД, либо поддержания возможных значений η в требуемых пределах функции качества, исходя из заданного $\eta_{пор}$. Все это позволяет реализовать сложную многоконтурную структуру адаптивного управления АСДР.

Анализ работы синтезированного алгоритма адаптации показывает, что для каждого конкретного варианта структурной организации АСДР (базовой топологии) при алгоритмической адаптации определяется направление регулирования в зависимости от текущего значения варьируемого параметра. После 3 – 4 циклов работы алгоритма на основе регистрации текущих значений $\eta_{помі}$ находятся значения оптимальных управляющих воздействий, приводящих к максимальному положительному эффекту исходя из физических возможностей АСДР и текущих условий информационного об-

мена. При этом обеспечивается переход из нежелательного текущего состояния системы в близкое к оптимальному, для которого характерно расширение диапазона действия алгоритмической адаптации по обеспечению требуемого качества информационного обмена при текущем значении входного трафика $\gamma_{вх\,i}$ и уровне помех S [11].

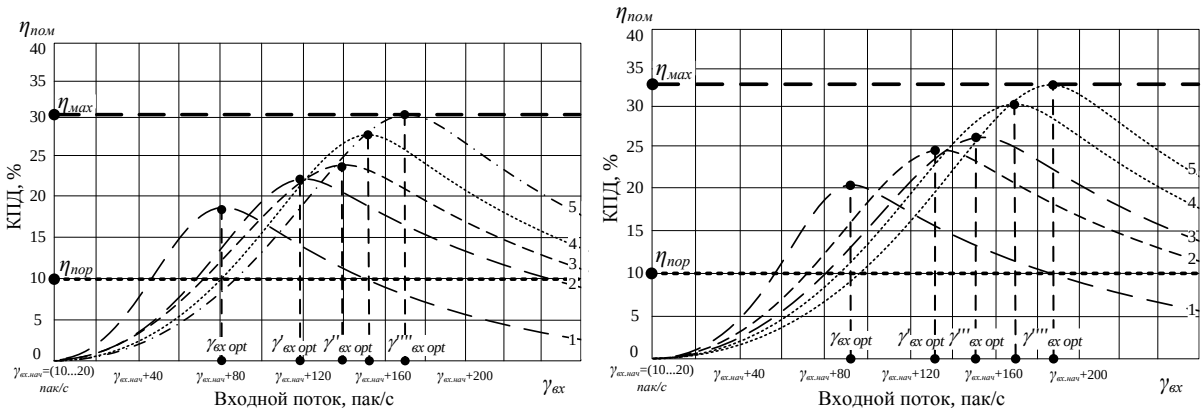
На основе разработанного алгоритма были получены модели оценки эффективности информационного обмена и адаптации в АСДР с древовидной структурой и смешанной топологией (с элементами ячеистой и звездообразной структур), которые выполнены в виде программно управляемых изменений алгоритмов, процедур сетевого уровня согласно ЭМВОС и определения соотношений между основными сетевыми параметрами с учетом влияния помех. Программы аналитических моделей выполнены в среде программирования Delphi 7 с использованием при определении основных параметров исследуемых АСДР математического аппарата тензорной методологии, а программы имитационного моделирования в среде GPSS/PC на основе общепринятого аппарата теории систем массового обслуживания [12].

На рисунках 2а, 2б для АСДР с древовидной топологией и 3а, 3б со смешанной структурой, соответственно, представлены результаты моделирования информационного обмена при алгоритмической адаптации: графики 1 получены без использования специальных мер адаптации, графики 2 – путем регулировок основных сетевых параметров $T_{зад}$, $L_{пак}$ и $C_{кан}$, графики 3 – с использованием процедуры управления входным трафиком $\Delta\gamma_{вх}$ и графики 4 и 5 – при изменении вариантов алгоритмов маршрутизации $\nu_{марш}$, соответственно: алгоритм на основе определения кратчайших путей (в числе транзитных участков) и с единичным захватом и алгоритм, учитывающий дополнительную загрузку пакетами БЗУ трех кратчайших путей (по числу транзитных участков) в направлении адресата.



а) б)

Рисунок 2 – Результаты работы моделей для древовидной структуры АСДР



а) б)

Рисунок 3 – Результаты работы моделей для смешанной структуры АСДР

На выше представленных рисунках под литерами «а» представлены графики, полученные при имитационном моделировании, а под литерами «б» – результаты работы аналитических моделей. Как показывают проведенные исследования, максимальный выигрыш от использования алгоритмической адаптации достигается при изменении алгоритма маршрутизации $\nu_{марш}$ в моделях АСДР. Анализ результатов моделирования показал, что использование более сложного алгоритма маршрутизации с учетом нагрузки на трех кратчайших путях в направлении адресата дает наибольший эффект от применения адаптации (графики 5), при этом КПД возрастает на величину до 15%, при расширении полосы пропускания до 3,5 раз при более высоком значении входного трафика $\gamma_{вх}$. Чуть худший результат (до 12%), дает использование алгоритма маршрутизации, основанном на определении кратчайших путей с единичным захватом (графики 4), однако использование алгоритма позволяет принимать в АСДР больше входного трафика по сравнению с использованием процедуры управления $\gamma_{вх}$ (графики 3), вследствие обеспечения распределения внутрисетевых потоков. Наименьший эффект адаптивного управления наблюдается при регулировании основных сетевых параметров (графики 2) относительно первоначальных значений. Можно также отметить, что результаты имитационных и аналитических моделей строго согласуются, как по характеру зависимостей, так и по полученным характерным значениям входного трафика $\gamma_{вх}$ и КПД передачи информации с учетом воздействия помех $\eta_{пом}$.

Таким образом, результаты моделирования показали работоспособность предлагаемого подхода к организации адаптации АСДР к изменяющимся условиям информационного обмена и помеховой обстановки, который позволяет обеспечить повышение и поддержание требуемой эффективности информационного обмена. По итогам работы, основываясь на результатах проведенных исследований, могут быть сформулированы конкретные практические рекомендации по применению вариантов структурного построения АСДР в зависимости от значений параметров информационного обмена и условий помеховой обстановки. Эти рекомендации и результаты работы алгоритма могут быть использованы для организации и обеспечения работы процедур алгоритмической адаптации в реальном масштабе времени [3, 11].

По результатам выполнения работы могут быть сделаны следующие выводы:

1) При организации радиосвязи в ДКМ диапазоне в современных условиях актуальной является задача построения военных АСДР по зоновому принципу с использованием ВРП, при этом для их эффективной работы в условиях высокой информационной

нагрузки и воздействия средств РЭБ противника необходима реализация комплексной адаптации на трех нижних уровнях ЭМВОС. При этом центральную роль в обеспечении эффективного информационного обмена в АСДР с заданной структурой играют процедуры алгоритмической адаптации.

2) Для решения задачи алгоритмической адаптации в АСДР, исходя из анализа общеизвестных показателей оценки эффективности функционирования систем связи и передачи информации, целесообразно, в условиях высокой информационной нагрузки и сложной помеховой обстановки, применение показателей, в основе которых лежат обобщенные параметры – кибернетическая мощность и КПД передачи информации АСДР с учетом воздействия помех. Использование в качестве критерия информационной эффективности обоснованно выбранного порогового значения КПД передачи информации позволило ввести новые показатели оценивания АСДР в виде полос пропускания АСДР по входному, транзитному трафикам и временной задержке.

3) Разработанные имитационные и аналитические модели информационного обмена в АСДР с процедурами алгоритмической адаптации позволяют определять наиболее эффективные пути повышения и поддержания эффективности информационного обмена для текущих условий работы сети на основе использования: процедур управления входным трафиком $\Delta\gamma_{вх}$, маршрутизации $\nu_{марш}$ и определения соотношений между основными сетевыми параметрами ($T_{зад}$, $L_{пак}$ и $C_{кан}$). Анализ результатов моделирования показал, что наибольший эффект адаптации достигается при применении эффективных алгоритмов маршрутизации в АСДР с учетом информационной нагрузки на кратчайших путях в направлении адресата (КПД возрастает на величину до 15% и полоса пропускания расширяется до 3,5 раз). Использование процедуры управления $\gamma_{вх}$ позволяет замедлить процесс перегрузки АСДР при этом КПД возрастает на величину до 7%, при расширении полосы пропускания в 2 – 2,5 раза. При регулировании сетевых параметров наблюдается наименьший эффект адаптивного управления: КПД возрастает на величину до 5%, при расширении полосы пропускания до 1,5 раз.

4) Организация управления основными параметрами и процедурами сетевого уровня работы АСДР на основе циклов оценивания по предложенным показателям информационной эффективности позволяет повысить эффективность информационного обмена в АСДР и поддерживать ее на требуемом уровне. В условиях слабой информационной нагрузки (40-80 пак/с) и незначительных ее изменениях предпочтительно использовать АСДР древовидной структуры, а при высоком входном трафике (100-150 пак/с) и его нестабильности АСДР смешанного типа. Максимальная информационная эффективность АСДР, исходя из комплексного характера показателя, достигается при обеспечении наибольшего значения КПД передачи информации для заданного показателя помехоустойчивости или максимальной помехоустойчивости при заданном КПД с учетом возможностей сети по передаче и хранению информации.

Литература

1. Арсланов Х.А., Лихачев А.М. Актуальные научно-практические проблемы развития ОАЦСС ВС РФ // Связь в ВС РФ. 2014. Ч. 1. С. 29 – 36.

2. Головин О.В., Простов С.П. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи. М.: Изд-во Горячая линия – Телеком, 2006. 600 с.

3. Межуев А. М. Совместное решение задач алгоритмической и структурной адаптации в инфокоммуникационных системах // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. С.-Пб.: 2015. Т. 7, №6. С. 36–43.

4. Зюко А.Г., Фалько А.И., И.П. и др. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / Под ред. А.Г. Зюко. М.: Радио и связь, 1985. 272 с.

5. Шаров А.Н. и др. Сети радиосвязи с пакетной передачей информации. СПб.: ВАС им. С.М. Буденного, 1994. 216 с.

6. Бертсекас Д., Галлагер Р. Сети передачи данных: Пер. с англ. М.: Мир, 1989. 544 с.

7. Крон Г. Тензорный анализ сетей: Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1978. 719 с.

8. Пасечников И.И. Методология анализа и синтеза предельно нагруженных информационных сетей: Монография. М.: Машиностроение-1, 2004. 216 с.

9. Межуев А.М. Тензорные методы в теории оценки информационной эффективности и анализа элементов цифровых радиосетей (монография). Тамбов: ИНТЕГРАЦИЯ, 2008. 262 с.

10. Патент 2602347, МПК H04L29/00 Способ оценки эффективности информационного обмена системы связи / Межуев А.М., Родзевич А.И., Пасечников И.И., Роза А.Н., Коновальчук Е.В. (РФ) // № 2015132753/08. – Заявл. 05.08.2015; опубл. 20.11.16, Бюл. № 32.

11. Межуев, А.М., Роза А.Н., Коновальчук Е.В. Алгоритм адаптивного управления в автоматизированной системе декаметровой радиосвязи // Радиотехника, журнал в журнале «Радиосистемы». М.: 2016, № 10. С. 178–188.

12. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2016615174 РФ. Оценка оптимальных условий функционирования цифровых радиосетей с детерминированной топологией / А.М. Межуев, А.И. Родзевич, Д.А. Смирнов, Р.С. Милованов, А.Н. Четвертаков (РФ). Заяв. 22.03.2016; Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ Роспатента 17.05.2016. 1с.

Сведения об авторах

Межуев Александр Михайлович (1976 г.р.) – кандидат технических наук, доцент. В 1998 году окончил Тамбовское ВВАИУ, в 2003 защитил диссертацию на соискание степени к.т.н. В настоящее время – начальник кафедры ВУНЦ ВВС «ВВА».
Направления научных исследований: методы анализа, синтеза, оценки информационной эффективности и адаптации в цифровых радиосетях на основе тензорной методологии и спектрального анализа графов.
E-mail: multitenzor@mail.ru.

Стуров Дмитрий Леонидович (1990 г.р.) В 2012 году окончил ВАИУ (г. Воронеж). В настоящее время – адъюнкт кафедры ВУНЦ ВВС «ВВА».
Направления научных исследований: методы, алгоритмы и модели оценки информационной эффективности и структурной адаптации в цифровых радиосетях.
E-mail: dmitry.sturov777@gmail.com.

Родзевич Антон Игоревич (1995 г.р.) курсант ВУНЦ ВВС «ВВА».
Направления научных исследований: алгоритмы и модели оценки информационной эффективности в цифровых радиосетях.
E-mail: rodzevichanton@gmail.com.

ОПТИМИЗАЦИЯ ВЕСОВОЙ ОБРАБОТКИ В ЗАДАЧЕ СЕГМЕНТАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПОЛЯРИМЕТРИЧЕСКОЙ РСА

А.Н. Детков, Д. А. Ницак

Предложен подход к оптимизации матричной весовой функции при решении задачи сегментации радиолокационных изображений (РЛИ) поляриметрической радиолокационной станции с синтезированием апертуры антенны (ПЛРСА). Обоснованность такого подхода подтверждается результатами моделирования обработки сигнала многолучевой ПЛРСА для случая двумерной статистики вектора рассеяния.

THE WEIGHT PROCESSING OPTIMIZATION OF POLARIMETRIC SAR IMAGE SEGMENTATION

A.N. Detkov, D.A. Nitsak

The weight matrix optimization approach of polarimetric SAR (PolSAR) image segmentation is offered. The approach verification is made by modelling multilook PolSAR 2D scattering vector statistics processing.

Повышение вероятности обнаружения флуктуирующих сигналов на фоне флуктуирующей пассивной помехи остается актуальной задачей и определяет качество сегментации радиолокационных изображений, особенно в режимах бортовых и орбитальных радиолокационных комплексов землеобзора с малым количеством некогерентных накоплений [1, 2].

Применение поляризационной обработки сигнала повышает информативность РЛИ и, следовательно, вероятность принятия правильного решения. Выигрыш за счет такой обработки определяется интегральными параметрами поляриметрического согласования [3, 4]. Увеличение размерности вектора достаточной статистики, при этом, вполне оправдывается из-за относительно малого системного шума ПЛРСА [1, 3].

Статистические характеристики данных, полученных ПЛРСА с учетом многолучевой обработки существенно отличаются от однолучевых. Если объектом наблюдения ПЛРСА является шероховатая поверхность с достаточно большим числом элементарных отражателей, то совместное распределение элементов выборочной корреляционной матрицы, полученной усреднением реализаций n независимых субапертур

$$\mathbf{K} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\mathbf{u}_i\mathbf{u}_i^{+},$$

описывается комплексным распределением Уишарта. Здесь вектор $\mathbf{u}$ размерности m описывается комплексным гауссовым распределением, символ «+» обозначает сопряжение по Эрмиту. Координаты $\mathbf{u}$ имеют, как правило, нулевое математическое ожидание и удовлетворяют условиям аналитического сигнала.

Достаточной статистикой задачи сегментации РЛИ является основная статистика задачи обнаружения флуктуирующей цели на фоне флуктуирующей пассивной помехи. В этом случае решающее устройство приемника вычисляет и сравнивает с порогом квадратичный функционал

$$Q(\mathbf{u}) = \mathbf{u}^{+}\mathbf{W}\mathbf{u}, \qquad (1)$$

где $\mathbf{W}$ – весовая матрица.

Характеристическая функция статистики (1) имеет вид

$$\psi(t) = \det{}^{-1}(\mathbf{I} - \imath\mathbf{U}t),$$

где $\mathbf{I}$ – единичная матрица, $\imath = \sqrt{-1}$, $\mathbf{U} = \mathbf{M}\mathbf{W}$.

При обнаружении сосредоточенной цели матрица $\mathbf{W}=\mathbf{K}_0^{-1}-(\mathbf{K}_0+\mathbf{K}_1)^{-1}$, где индекс 0 соответствует фону, а индекс 1 – обнаруживаемой флуктуирующей цели, является эрмитовой и строго положительно определенной. Корреляционная матрица $\mathbf{M}=\mathbf{K}_0+\mathbf{K}_1$ при наличии в $\mathbf{u}$ сигнальной составляющей и $\mathbf{M}=\mathbf{K}_0$ – при ее отсутствии. Произведение $\mathbf{MW}$ при эрмитовых и положительно определенных $\mathbf{M}$, $\mathbf{W}$ имеет вещественные и положительные собственные числа (СЧ) [3].

Применительно к технике многолучевой ПЛРСА, однородные распределенные области рассеяния определяют наборы СЧ, содержащие, как правило, m различных значений, кратность которых равна n независимым (некоррелированным) от периода к периоду отражениям. В таком случае, статистика рассеяния сигнала различными областями однородности описывается плотностью вероятности

$$f(z,\boldsymbol{\lambda})=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{e}^{-\imath zt}\left(\prod_{k=1}^{m}(1-\imath\lambda_k t)^{-n}\right)\mathrm{d}t, \qquad (2)$$

где подынтегральная функция задана на комплексной плоскости и имеет полюсы строго в нижней полуплоскости. Интеграл (2) вычисляется с помощью вычетов в сингулярных точках. Число полюсов определяется числом различных СЧ. Каждому СЧ λ_k соответствует вычет вида $p_k(z,\boldsymbol{\lambda})\mathrm{e}^{-z/\lambda_k}$, где $p_k(z,\boldsymbol{\lambda})$ – z-полином, степень которого на единицу меньше кратности λ_k [3].

Двум значениям матрицы $\mathbf{U}$: $\mathbf{U}_0$ и $\mathbf{U}_1$ соответствуют две совокупности СЧ $\boldsymbol{\lambda}_0$ и $\boldsymbol{\lambda}_1$. Плотность $f(z,\boldsymbol{\lambda}_0)$ определяет пороговую, а $f(z,\boldsymbol{\lambda}_1)$ – основную статистики задачи. Вероятности ложного F и правильного D обнаружения, соответственно определяются формулами:

$$F=\int_h^{\infty}f(z,\boldsymbol{\lambda}_0)\,\mathrm{d}z,\ D=\int_h^{\infty}f(z,\boldsymbol{\lambda}_1)\,\mathrm{d}z,$$

где порог h подбирается по заданной величине F.

При решении таких задач как сегментация РЛИ, распределенную флуктуирующую цель и помеху принято рассматривать как два флуктуирующих сигнала в задаче различения или обнаружения одного сигнала на фоне другого. При этом, как правило, не важно, какой сигнал считать фоновым. Следовательно, задачу обнаружения/различения векторных процессов целесообразно решать в двух каналах обработки с использованием весовых матриц [5]: $\mathbf{W}_0=\mathbf{K}_0^{-1}-(\mathbf{K}_0+\mathbf{K}_1)^{-1}$ в канале 0 и $\mathbf{W}_1=\mathbf{K}_1^{-1}-(\mathbf{K}_0+\mathbf{K}_1)^{-1}$ – в канале 1.

Качество различения в каждом канале зависит от свойств, так называемой *главной матрицы* [3]: $\mathbf{G}_0=\mathbf{K}_0^{-1}\mathbf{K}_1$ и $\mathbf{G}_1=\mathbf{K}_1^{-1}\mathbf{K}_0$, соответственно. Далее для краткости алгоритм, реализующий решающее правило (1) с использованием $\mathbf{W}_0$ и/или $\mathbf{W}_1$, будем называть типовым.

Когда размеры элемента разрешения соизмеримы или меньше средних размеров обнаруживаемой цели происходит практически полное экранирование целью фона. Весовая матрица квадратичного функционала в канале 0 преобразуется к виду $\mathbf{W}_{\Delta 0}=\mathbf{K}_0^{-1}-\mathbf{K}_1^{-1}$, а в канале 1 – к виду $\mathbf{W}_{\Delta 1}=\mathbf{K}_1^{-1}-\mathbf{K}_0^{-1}$.

Весовые матрицы

$$\mathbf{W}_{\Delta 0}=\mathbf{W}_0-\mathbf{W}_1,\ \mathbf{W}_{\Delta 1}=\mathbf{W}_1-\mathbf{W}_0 \qquad (3)$$

являются основой разностной весовой обработки, позволяющей эффективно использовать оба выигрыша, полученных за счет поляризационной селекции одного ансамбля

целей на фоне другого и наоборот. Квадратичный функционал разностной обработки с учетом факторизации $\mathbf{W}_0$ и $\mathbf{W}_1$ принимает вид:

$$Q_\Delta(\mathbf{u}) = \pm\sum_{k=1}^{n}\mathbf{u}_k^+\mathbf{W}_0\,\mathbf{u}_k \mp \sum_{k=1}^{n}\mathbf{u}_k^+\mathbf{W}_1\,\mathbf{u}_k\,. \qquad (4)$$

Распределение статистики (4) определяется набором СЧ $\boldsymbol{\lambda}_\Delta$ матрицы $\mathbf{U}_\Delta = \mathbf{M}\mathbf{W}_\Delta$, где $\mathbf{M} = \mathbf{K}_0$ если $\mathbf{u}$ содержит, главным образом, отражения от фона 0 и $\mathbf{M} = \mathbf{K}_1$ если на формирование компонент $\mathbf{u}$ доминирующее воздействие оказывает фон 1; $\mathbf{W}_\Delta$ зависит от выбора знаков в (4) и равна $\mathbf{W}_{\Delta 0}$ или $\mathbf{W}_{\Delta 1}$, соответственно, а конкретизация области определения основной и пороговой статистики разностной задачи для достижения максимального эффекта, будет зависеть от соотношения следов главных матриц $\mathrm{tr}\,\mathbf{G}_0$ и $\mathrm{tr}\,\mathbf{G}_1$ [5].

Вектор СЧ $\boldsymbol{\lambda}_\Delta$ матрицы $\mathbf{U}_\Delta$ связан с СЧ главной матрицы соотношением $\boldsymbol{\lambda}_\Delta = \pm\boldsymbol{\lambda} \mp \mathbf{I}$, полученным на основе (3). Здесь $\mathbf{I}$ – единичный вектор-столбец размерности $\boldsymbol{\lambda}$. Следовательно, вектор $\boldsymbol{\lambda}_\Delta$ может содержать положительные, отрицательные и нулевые координаты. В этом случае подынтегральная функция (2) получает полюсы и в верхней полуплоскости. Наличие нулевых либо стремящихся к нулю, в т. ч. кратных СЧ матрицы $\mathbf{U}_\Delta$ не влияет на результат вычисления (2) и снижает размерность задачи.

Полагаем далее, что максимальный эффект разностной обработки достигается при положительном направлении интегрирования $f(z, \boldsymbol{\lambda}_\Delta)$. Тогда вероятности ложного F_Δ и правильного D_Δ обнаружения/различения определяются как

$$F_\Delta = \begin{cases} \int_{h_\Delta}^{0} f(z, \boldsymbol{\lambda}_{\Delta 0-})\,\mathrm{d}\,z + \int_{0}^{\infty} f(z, \boldsymbol{\lambda}_{\Delta 0+})\,\mathrm{d}\,z, \text{ при } h_\Delta < 0, \\ \int_{h_\Delta}^{\infty} f(z, \boldsymbol{\lambda}_{\Delta 0+})\,\mathrm{d}\,z, \text{ при } h_\Delta \geq 0, \end{cases}$$

$$D_\Delta = \begin{cases} \int_{h_\Delta}^{0} f(z, \boldsymbol{\lambda}_{\Delta 1-})\,\mathrm{d}\,z + \int_{0}^{\infty} f(z, \boldsymbol{\lambda}_{\Delta 1+})\,\mathrm{d}\,z, \text{ при } h_\Delta < 0, \\ \int_{h_\Delta}^{\infty} f(z, \boldsymbol{\lambda}_{\Delta 1+})\,\mathrm{d}\,z, \text{ при } h_\Delta \geq 0, \end{cases}$$

где $\boldsymbol{\lambda}_{\Delta 0-}$, $\boldsymbol{\lambda}_{\Delta 0+}$ – совокупности СЧ, определяемые пороговой статистикой разностной обработки, а $\boldsymbol{\lambda}_{\Delta 1-}$, $\boldsymbol{\lambda}_{\Delta 1+}$ – соответствующей основной статистикой. Знаки $\pm$ указывают на область определения координаты $\boldsymbol{\lambda}_\Delta$. Порог обнаружения/различения h_Δ определяется аналогично h, только с учетом постановки разностной задачи.

По данным наблюдений входная статистика ПЛРСА часто сводится к двумерной. Здесь коэффициенты полинома экспоненциально-степенной функции общего вида $f(z, \boldsymbol{\lambda}_\Delta)$ без учета знаков и постоянных множителей зависят от одного положительного параметра $\beta = 2\lambda_1\lambda_2(\lambda_1 - \lambda_2)^{-1}$, что существенно упрощает расчеты.

Применительно к решаемой задаче, зададим параметры различаемых векторных случайных процессов примерно одинаковой мощности и рассмотрим поведение порога обнаружения в двух каналах обработки сигнала многолучевой ПЛРСА. Отношение средней мощности основных компонент вектора $\mathbf{u}$ σ_2^2/σ_1^2 для различных типов фонов (в том числе и для морской поверхности), как правило, не превышает 1,8. Значения модуля комплексного коэффициента корреляции ρ основных компонент $\mathbf{u}$ лежат в пре-

делах 0,1…0,6, а угол $\varphi = \arg\rho$, определяющий фазировку основных координат $\mathbf{u}$, может принимать любые значения.

Определим для фона 0: $\sigma_{02}^2/\sigma_{01}^2 = 1,2$ и $|\rho_0| = 0,6$, для фона 1: $\sigma_{12}^2/\sigma_{11}^2 = 1,1$ и $|\rho_1| = 0,3$. Поскольку на интегральный показатель обнаружения/различения – след главной матрицы $\mathrm{tr}\,\mathbf{G}$ влияние оказывает не абсолютное значение аргументов ρ_0 и ρ_1, а их разность, в первом варианте задачи углы φ_0 и φ_1 выберем так, что бы они находились в разных квадрантах. Установим $F_\Delta = F = 10^{-3}$.

Однородность функций $f(z,\boldsymbol{\lambda})$ и $f(z,\boldsymbol{\lambda}_\Delta)$ позволяет проводить анализ изменения порога обнаружения вместе с другим пороговым значением g и g_Δ, соответственно, вычисляемым из

$$F = \int_g^\infty f(z,\boldsymbol{\lambda}_1)\,\mathrm{d}\,z = \begin{cases} \int_{g_\Delta}^0 f(z,\boldsymbol{\lambda}_{\Delta 1-})\,\mathrm{d}\,z + \int_0^\infty f(z,\boldsymbol{\lambda}_{\Delta 1+})\,\mathrm{d}\,z, \text{ при } g_\Delta < 0, \\ \int_{g_\Delta}^\infty f(z,\boldsymbol{\lambda}_{\Delta 1+})\,\mathrm{d}\,z, \text{ при } g_\Delta \ge 0. \end{cases}$$

Состояние величин h, g и h_Δ, g_Δ позволяют прогнозировать изменение вероятности обнаружения с ростом числа некогерентных усреднений.

На рисунке 1 при увеличении n от 1 до 32 наблюдается сильное сходство пороговой статистики в двух каналах обработки для случаев $\mathbf{W} = \mathbf{W}_0$ и $\mathbf{W} = \mathbf{W}_1$, что объясняется примерно одинаковыми распределениями СЧ $(\boldsymbol{\lambda}_0)_0 = (0,35 \quad 0,69)$ в канале 0 и $(\boldsymbol{\lambda}_0)_1 = (0,31 \quad 0,65)$ – в канале 1, $\beta = 0,65$.

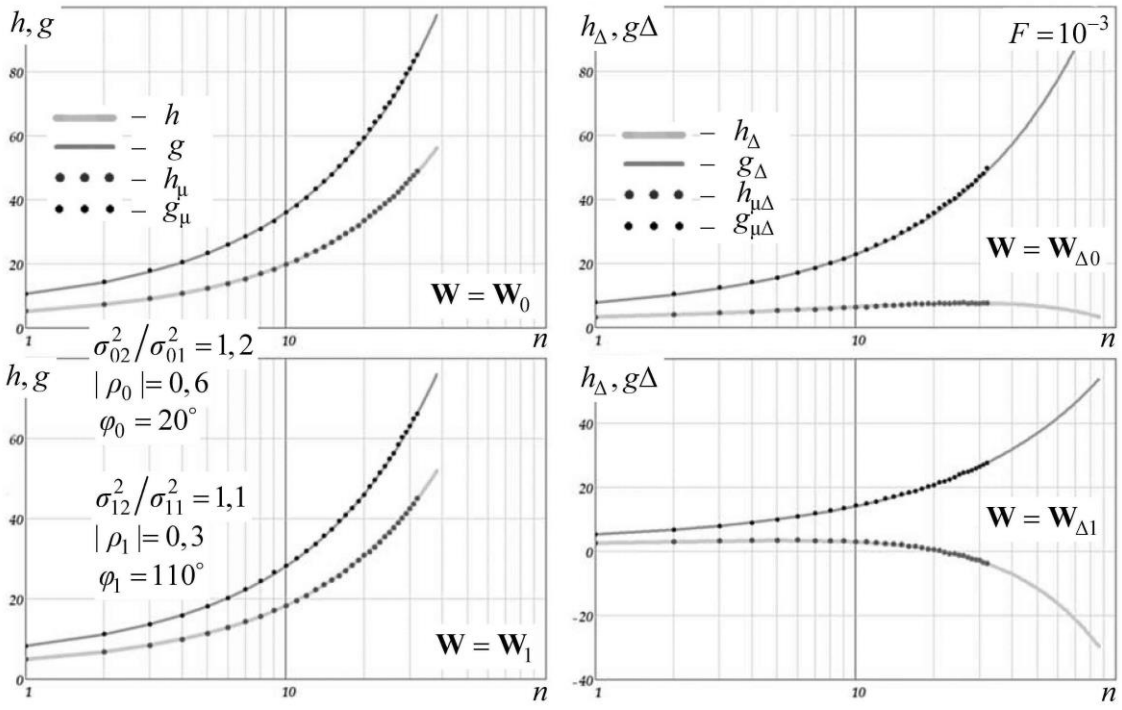


Рисунок 1 – Изменение h, g и h_Δ, g_Δ от числа некогерентных усреднений (вариант 1)

Распределение СЧ основной статистики выгладит иначе: $(\boldsymbol{\lambda}_1)_0 = (0,19 \quad 1,5)$ и $(\boldsymbol{\lambda}_1)_1 = (0,14 \quad 1,18)$, что влияет на скорость увеличения g. С ростом n пороговая статистика разностного алгоритма существенно отличается от аналогичной статистики в

двух каналах типового алгоритма. При $\mathbf{W} = \mathbf{W}_{\Delta 1}$ порог h_Δ меняет знак при $n = 21$, а тенденция изменения h_Δ при $\mathbf{W} = \mathbf{W}_{\Delta 0}$ свидетельствует об одинаковом характере поведения рассматриваемой величины. Как для g, так и для g_Δ – характеристик основной статистики с увеличением n отмечается постоянный рост. Кривые, соответствующие аналитическим расчетам, сопровождаются оценкой аналогичных параметров (индекс μ) для соответствующих моделируемых процессов.

Исходные значения интегрального показателя качества обнаружения – следа главной матрицы: $\operatorname{tr}\mathbf{G}_0 = 2,74$; $\operatorname{tr}\mathbf{G}_1 = 2,28$, определили мощность критерия. Так, значение вероятности правильного обнаружения/различения D в первом канале при $n = 32$ достигло значение 0,8, что позволяет говорить о надежном обнаружении, а во втором канале – не превысило 0,4. Таким образом, фон 1 обладает лучшими маскирующими свойствами по отношению к фону 0, чем наоборот.

Оценить выигрыш от использования разностной обработки можно, сравнив мощности критерия, полученные при реализации типового алгоритма и разностного: $\Delta D_0 = D_{\Delta 0} - D_0$, $\Delta D_1 = D_{\Delta 1} - D_1$. На рисунке 2 показано изменение выигрыша от использования разностной обработки при увеличении числа n некоррелированных субапертур. При $n < 8$ выигрыш для $\mathbf{W}_{\Delta 0}$ и $\mathbf{W}_{\Delta 1}$ практически не отличается. Если в качестве пороговой статистики применяется весовая обработка векторных отражений от фона 0 при $\mathbf{W} = \mathbf{W}_{\Delta 0}$ максимум выигрыша не превышает 0,41 и начинает уменьшаться при $n > 17$. Это объясняется тем, что фон 0 слабо маскирует фон 1 и обнаружение/различение здесь происходит достаточно эффективно и при использовании типового алгоритма. В альтернативном варианте разностной задачи рост выигрыша продолжается при $n < 24$ и достигает в максимуме значение 0,71.

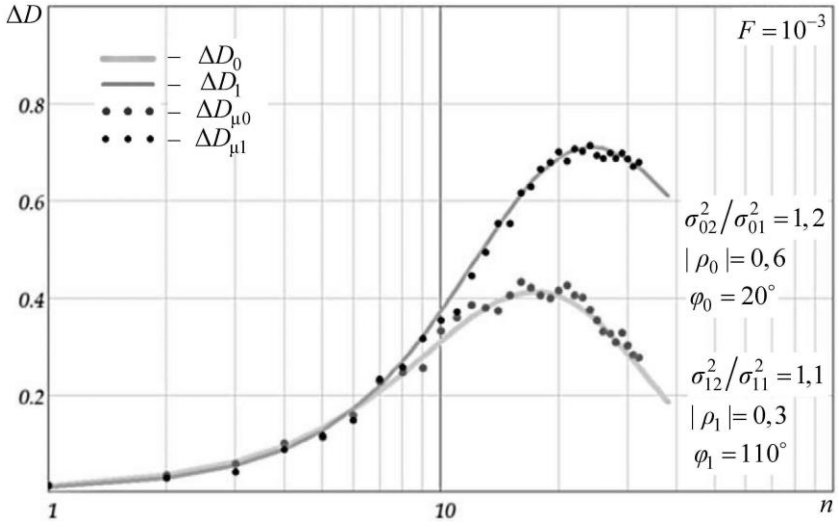


Рисунок 2 – Выигрыш от использования разностной обработки (вариант 1)

Очень часто, корректно оценить фазировку основных координат $\mathbf{u}$ либо сложно, либо практически невозможно, поэтому во втором варианте задачи рассмотрим случай, когда коэффициент корреляции принимает различные, но действительные значения.

Определим для фона 0 $\rho_0 = 0,6$ и для фона 1 $\rho_1 = 0,3$. Немного усложним задачу, выравнивая средние мощности основных компонент моделируемых процессов: $\sigma_{01}^2 = \sigma_{02}^2$ и $\sigma_{11}^2 = \sigma_{12}^2$. Здесь распределения СЧ сложились следующим образом: $(\boldsymbol{\lambda}_0)_0 = (0,45 \quad 0,64)$; $(\boldsymbol{\lambda}_1)_0 = (0,36 \quad 1,11)$ для канала 0 и $(\boldsymbol{\lambda}_0)_1 = (0,36 \quad 0,55)$;

$(\boldsymbol{\lambda}_1)_1 = (0,21 \quad 0,68)$ для канала 1. Исходные значения следа главной матрицы оказались ниже: $\mathrm{tr}\,\mathbf{G}_0 = 2,56$; $\mathrm{tr}\,\mathbf{G}_1 = 1,8$. Коэффициент $\beta = 0,3$, что по сравнению с первым вариантом задачи более чем в два раза меньше.

Поведение g и h, представленное на рисунке 3 для случая $\mathbf{W} = \mathbf{W}_1$, подтверждает что схожесть в распределениях СЧ $(\boldsymbol{\lambda}_0)_1$ и $(\boldsymbol{\lambda}_1)_1$ не позволяет эффективно разделить основную и пороговую статистики. При использовании разностной обработки, в отличие от первого варианта задачи, значения g_Δ и h_Δ с ростом n, проявляют однородный характер. Во втором варианте задачи для типового алгоритма устойчивость расчетов с помощью аналитических выражений обеспечивается для $n \le 11$, поэтому для сравнения использованы результаты моделирования.

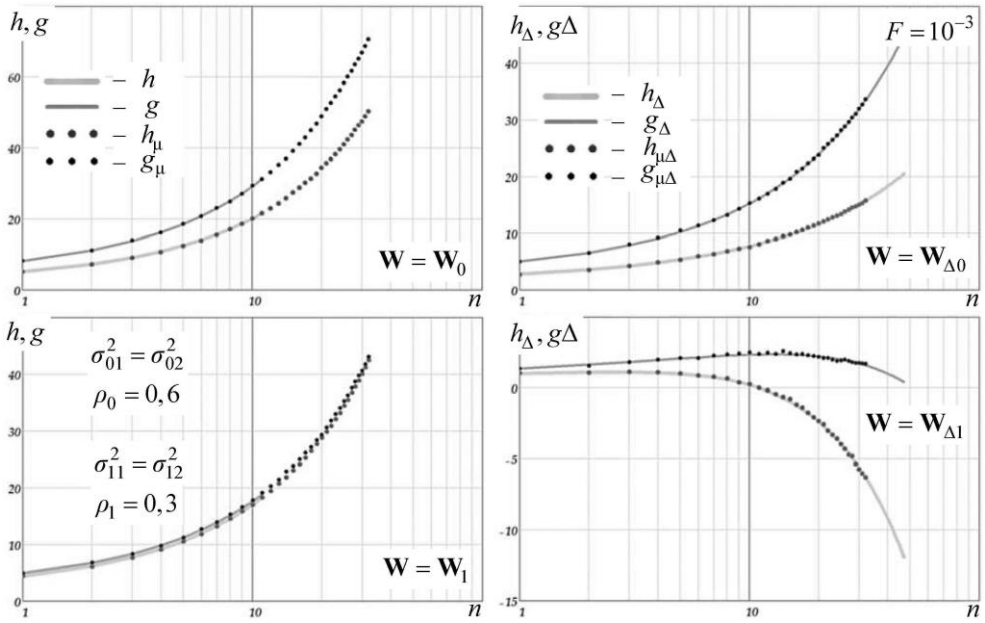


Рисунок 3 – Изменение h, g и h_Δ, g_Δ от числа некогерентных усреднений (вариант 2)

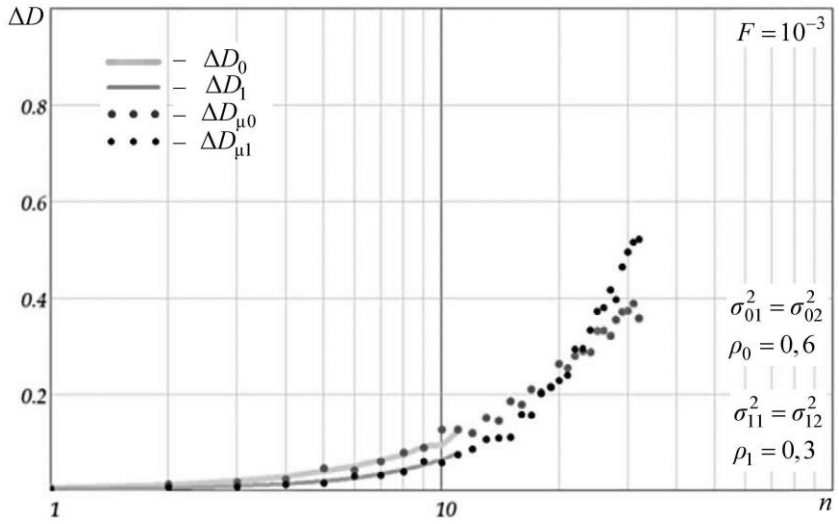


Рисунок 4 – Выигрыш от использования разностной обработки (вариант 2)

Графики рисунка 4 доказывают эффективность разностного подхода и в случае, когда координаты различаемых векторных процессов синфазные и отличаются лишь

абсолютным значением взаимной корреляции основных компонент. По сравнению с вариантом 1, здесь надежное обнаружение достигается при более высоких значениях некогерентных усреднений. Поскольку мощности критерия и достаточны для надежного обнаружения примерно при одинаковых (вариант 1 – , и вариант 2 – ,), можно говорить о низкой чувствительности разностного алгоритма к правилу выбора знаков в (4).

В качестве обеспечивающей задачи следует рассматривать адаптивную оценку матриц когерентности различаемых флуктуирующих целей.

В заключении можно сделать следующие выводы.

Разностная обработка векторных наблюдений позволяет использовать оба преимущества – одно, получаемое за счет поляризационной селекции первого ансамбля флуктуирующих целей на фоне второго и другое, наоборот, – второго ансамбля целей на фоне первого.

Результаты моделирования свидетельствуют о наличии выигрыша от применения разностного алгоритма в задаче сегментации радиолокационных изображений, а также низкую чувствительность к правилу выбора знаков или направлению интегрирования.

Реальные данные могут сильно отличаться от модельных. Часто плотности распределения вероятности входной статистики имеют так называемые «утяжеленные хвосты» – отличные от нуля коэффициенты асимметрии и эксцесса. Можно утверждать, что в этом случае, разностный алгоритм, благодаря вычитанию, обеспечивает по сравнению с типовым алгоритмом заметный выигрыш уже при малом числе некогерентных усреднений.

Литература

1. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений. Под ред. Л.А. Школьного. М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. 531 с.

2. Верба В.С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Принципы построения, проблемы разработки и особенности функционирования. М.: Радиотехника, 2014. 528 с.

3. Киселев А.З. Теория радиолокационного обнаружения на основе использования векторов рассеяния целей. М.: Радио и связь, 2002. 272 с.

4. Детков А.Н., Ницак Д.А. Границы эффективности обнаружения квазистабильных малоразмерных целей на фоне подстилающей поверхности поляриметрической РСА // Радиотехника, 2008. № 6. С. 5-15.

5. Детков А.Н., Никоненко А.В., Ницак Д.А. Разностный алгоритм обнаружения в поляриметрической радиолокационной системе с синтезированием апертуры антенны // Успехи современной радиоэлектроники. 2015. № 5. С. 154.

Сведения об авторах

А.Н. Детков
ОАО «Бортовые аэронавигационные системы» (г. Москва)

Д. А. Ницак
ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ

О.Н. Маслов, И.Г. Барауля, Ю.К. Худайназаров

В современных условиях существенно возросла ответственность человека за принятие наилучшего, «самого правильного» решения, увеличились трудности, связанные с его нахождением, преодолеть которые невозможно без использования всего арсенала средств, накопленных современной наукой. Поэтому в докладе рассмотрены теоретические основы принятия решений, к которым относится метод динамического программирования, исследование операций и теория скрытности.

In modern conditions, the responsibility for the adoption of the best, "most correct" solution has increased significantly, the difficulties connected with its finding have increased, which can not be overcome without using the whole arsenal of the means accumulated by modern science. Therefore, the report discusses the theoretical foundations of decision-making, which include the method of dynamic programming, operations research and stealth theory.

Динамическое программирование - метод решения задач управления путем составления последовательности из подзадач таким образом, что первый элемент последовательности (возможно несколько элементов) имеет упрощенное решение, последний элемент этой последовательности - это исходная задача, а каждая задача этой последовательности может быть решена с использованием решения подзадач с меньшими номерами.

Таким образом, процесс управления можно разделить на части и представить его в виде динамической последовательности и интерпретировать в виде пошаговой программы, развернутой во времени.

Исследование операций – наука, которая занимается разработкой и практическим применением методов наиболее эффективного (или оптимального) управления, в основном, организационными системами.

Цель исследования операций – количественное обоснование принимаемых решений по управлению организациями (системами). Решение, наиболее выгодное всей организации называется оптимальным. Решение, выгодное одному или нескольким подразделениям – субоптимальное. Надо заметить, что решение, оптимальное для всей организации, необязательно оптимально для входящих в нее подразделений.

Для обеспечения устойчивости и оптимальности управления сложными многопараметрическими объектами в условиях высокой динамичности обстановки необходимо применение информационно-интеллектуальных систем поддержки принятия решений. Одним из этапов принятия решения является оценка текущего состояния объекта.

Теоретической основой для разработки методического обеспечения для оценки (диагностики) состояния объекта является теория информации, теория скрытности, метрология.

Современные разработки в теории скрытности позволяют формализовать и автоматизировать процедуры оценки состояния сложного многопараметрического объекта по характерным симптомам (признакам). Известный метод заключается в трехуровневой оценке неопределенности состояния: оценка потенциальной скрытности, алгоритмической и остаточной скрытностей.

Литература

1. Петровский А.Б. Теория принятия решений учебник Москва 2009г - 400с
2. Лемешко, Б.Ю. Теория игр и исследование операций: Конспект лекций / Б.Ю. Лемешко. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2013. – 129 с.
3. Каневский З.М., Литвиненко В.П., Макаров Г.В. Теория скрытности. Часть 1, Основы теории скрытности: Учеб. пособие. Воронеж: Воронеж. гос. техн. ун-т, 2003. 92 с.

УДК 623.6

ОПТИМИЗАЦИЯ МАРШРУТА ПЕРЕМЕЩЕНИЯ ВОЗДУШНО-ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ МЕЖДУ ОЧАГАМИ ТАКТИЧЕСКИХ ДЕЙСТВИЙ

С. А. Грушевой

В статье представлен анализ методов, оптимизирующих маршруты полета воздушно-транспортных средств между очагами тактических действий, выполняемый различными алгоритмами решения задачи коммивояжера.

OPTIMIZATION OF THE PATH OF MOVEMENT OF AIR VEHICLES BETWEEN CENTERS TACTICAL ACTION

S.A. Grushevoy

The article presents analysis of methods, optimizing flight routes of air vehicles between centers of tactical actions performed by various algorithms for solving the traveling salesman problem

В настоящее время все более необходимым становится решение внезапно возникающих задач в ходе боевых действий в тактическом звене управления, связанных с оказанием какой-либо помощи или поддержки, выполняемых облетом воздушно-транспортными средствами (ВТС) очагов тактических действий. Например, беспилотный летательный аппарат должен обеспечить ретрансляцию связи в очагах боевых действий, либо поисково-спасательный вертолет должен облететь $(N-1)$ очаг боевых тактических действий, в каждом из которых оказать помощь пострадавшему (либо погрузить его на борт и доставить в заданный пункт), или грузовой вертолёт, загруженный ракетно-артиллерийскими боеприпасами и средствами материально-технического обеспечения должен доставить груз в $(N-1)$ очаг боевых тактических действий и вернуться на базу, и т.д.

Предположим, что боевые тактические действия происходят в зоне ответственности отдельной мотострелковой бригады (ОМСБр), которая представляет собой квадрат размером 50×50км. Расположим очаги боевых столкновений по территории случайно с равномерным законом распределения по координатам x и y (рис. 1а, б).Здесь точками обозначены места размещения очагов тактических действий, координаты которых заданы семизначными координатами.

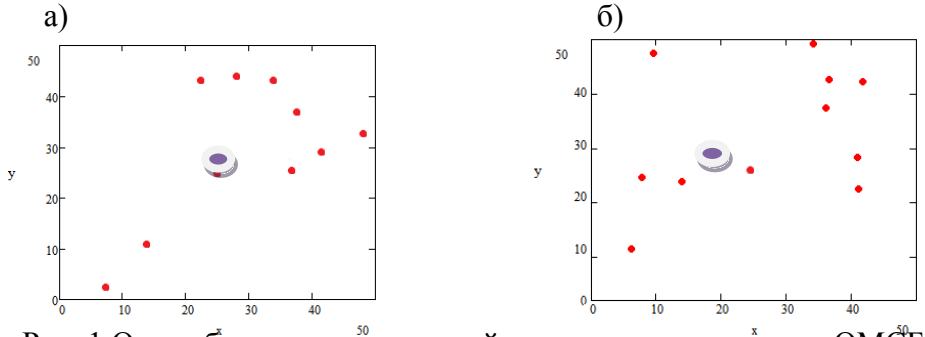


Рис. 1.Очаги боевых столкновений в зоне ответственности ОМСБр

y =

Аэродром размещения БПЛА или вертолета имеет постоянные координаты x_0, y_0 и обозначен на рисунках кружком.

Рассчитав расстояние d_{ij}между i-м и j-м очагами боевых действий по формуле (1), можно составить матрицу расстояний между очагами боевых столкновений.

$$d_{ij} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2} \quad (1)$$

где $i = \overline{0,11}$, $j = \overline{0,11}$.

Необходимо определить оптимальный (кратчайший) маршрут облета очагов тактических действий. Данный вид задач можно решать различными методами решения задачи коммивояжера.

Задача о коммивояжере формулируется следующим образом: коммивояжер, выходящий из какого-нибудь пункта, желает посетить $(n-1)$ других пунктов и вернуться к исходному пункту. Известны расстояния между всеми этими пунктами. Требуется установить, в каком порядке он должен посещать города, чтобы общее пройденное расстояние было минимальным [1].

Задача коммивояжера является одной из известных задач теории комбинаторики и пользуется популярностью благодаря тому, что к ней сводится большое количество практических логистических задач.

В самом деле, выходя из первого очага тактических действий (ОТД)ВТС может направиться в один из $(n-1)$ ОТД, оттуда в один из $(n-2)$ оставшихся ОТД и т. д., пока не останется одинединственный ОТД, откуда он вышел. Общее число подлежащих просмотру вариантов обхода составляет $(n-1)!$. С увеличением числа ОТД это число чрезвычайно быстро возрастает и уже при 15 ОТД достигает 1 307 674 368 000 вариантов полёта. Отсюда следует, что при достаточно большом числе пунктов обхода необходимо использовать упрощенные эмпирические методы решения данной задачи, которые, однако, должны быть достаточно близки к результатам решения задачи методом полного перебора вариантов и, кроме того, учитывать особенности решаемой конкретной задачи. К ним можно отнести изменение топологии размещения очагов тактических действий и их числа, изменение типа решаемых задач и учет приоритетов облетаемых пунктов и т.д.

Математическая запись решаемой задачи выглядит следующим образом:

$$\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n} d(i,j)a(i,j) \to min \quad (2)$$

Необходимыми ограничениями этой задачи являются:

$$\sum_{i=1}^{n} a(i,j) = 1, \ j = 1,2,\ldots,n; \quad (3)$$

$$\sum_{j=1}^{n} a(i,j) = 1, \ i = 1,2,\ldots,n; \quad (4)$$

$$a(i,j) \in \{0,1\}, \quad (5)$$

где $a(i,j)$ – искомые переменные,

$d(i,j)$ – длина маршрута из вершины i в вершину j [1].

Существует насколько методов решения данной задачи.

1. *Алгоритм полного перебора* (АПП) осуществляет поиск в пространстве $N!$ решений посредством перебора всех вариантов. Результатом работы алгоритма является точное решение. Недостатком АПП является его временная сложность – пространство поиска растёт экспоненциально относительно числа пунктов, поэтому, когда N не является приемлемо малым, используют эвристические и поисковые алгоритмы[2]. В ре-

зультате проведения расчетов с использованием данного метода получаем длину маршрута равной для первого варианта 125 788 м и 133 219 м для второго варианта.

2. *«Жадный» алгоритм* – заключается в нахождении маршрута движения путём выбора самого короткого, ещё не выбранного ребра, при условии, что оно не образует цикла с уже выбранными рёбрами. «Жадным» этот алгоритм назван потому, что на последних шагах приходится расплачиваться за жадность (возвращаться в исходный пункт по самому длинному пути). При решении задачи коммивояжера жадный алгоритм превратится в стратегию «иди в ближайший (в который еще не входил) город». В результате проведения расчетов с использованием данного метода получаем длину маршрута равной для первого варианта 126 572 м и 163 914 м для второго варианта.

3. *Генетический алгоритм* – эвристический алгоритм поиска, используемый для решения задач оптимизации и моделирования путём случайного подбора, комбинирования и вариации искомых параметров с использованием механизмов, напоминающих биологическую эволюцию. Является разновидностью эволюционных вычислений. Отличительной особенностью генетического алгоритма является акцент на использование оператора «скрещивания», который производит операцию рекомбинации решений-кандидатов, роль которой аналогична роли скрещивания в живой природе. Генетические алгоритмы служат, главным образом, для поиска решений в многомерных пространствах поиска. В результате проведения расчетов с использованием данного метода получаем длины маршрутов равными для первого варианта 126 299 м и 133 219 м для второго варианта.

4. *Алгоритм муравьиной колонии*(или оптимизация по принципу муравьиной колонии - название было придумано изобретателем алгоритма, Марко Дориго)[3], основан на применении нескольких агентов и обладает специфическими присущими муравьям свойствами, которые используют их для ориентации в физическом пространстве. Алгоритмы муравьиной колонии особенно интересны потому, что их можно использовать для решения не только статических, но и динамических задач, например, в сетях с изменяющейся структурой [4]. В результате проведения расчетов с использованием данного метода получаем длины маршрутов равными 125 788 м и 138 486 м соответственно.

5. *Метод ветвей и границ*: нужно разделить огромное число перебираемых вариантов на классы и получить оценки (снизу – в задаче минимизации, сверху – в задаче максимизации) для этих классов, чтобы иметь возможность отбрасывать варианты не по одному, а целыми классами. Трудность состоит в том, чтобы найти такое разделение на классы (ветви) и такие оценки (границы), чтобы процедура была эффективной. В результате проведения расчетов с использованием данного метода мы получаем длины маршрутов 125 788 м и 142 091 м.

Графически полученные результаты можно представить в виде следующей схемы (рис 3), где $t_{\max}$ – максимальное время полета летательного аппарата заданного типа, Δt – время, которое остается у ВТС для выполнения задачи разгрузки/загрузки, либо барражирования беспилотного летательного аппарата с ретранслятором радиосвязи над зоной боевых действий. Вертикальные линии соответствуют времени безостановочного облета маршрута, оптимизированного тем или иным способом. Овал означает, что в данном частном случае эти длительности совпали для методов полного перебора вариантов, метода ветвей и границ и метода муравьиных колоний. Худший результат показал «жадный» алгоритм. Между оказался генетический алгоритм.

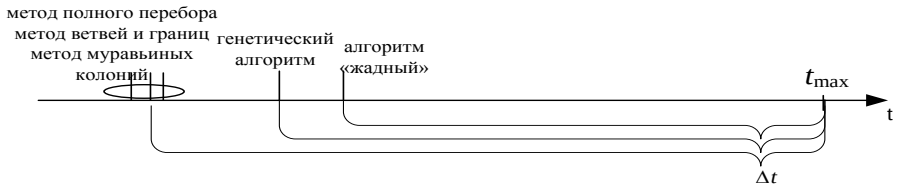


Рис. 3 Временная схема сравнения методов поиска оптимальных маршрутов облета очагов тактических действий (применительно к первому варианту)

Используем полученные результаты для частного случая применения в качестве ВТС вертолета МИ-8 (табл. 1). Предельное время полета с крейсерской скоростью составляет 32 минуты. Таким образом, на погрузку/выгрузку (барражирование с бортовым ретранслятором) остается около 90 минут.

Результаты можно уточнить для применения МИ-8 в качестве поисково-спасательного вертолета. В этом случае необходимо учесть нормативы оказания медицинской помощи пострадавшим и (или) погрузки их на борт.

Таблица 1

Технические характеристики Ми-8	Показатели
Длина,м	18,42
Высота,м	5,34
Масса, кг Пустого нормальная взлетная максимальная взлетная	 7381 11100 13000
Максимальная скорость, км/ч	250
Крейсерская скорость, км/ч	230
Практическая дальность, км	500
Скороподъемность, м/мин	540
Полезная нагрузка:	До 24 пассажиров или 12 носилок, или 4000 кг груза в кабине или 4000 кг на подвеске

Литература

1. Мудров В. И. Задача о коммивояжере /В. И. Мудров – М.: Изд-во «Знание», 1969. – 64 с.

2. Борознов В. О. Исследование эвристического метода решения задачи коммивояжера / Электронный журнал «Исследовано в России». – 2008. – С. 322–328

3. M. Dorigo, V Maniezzo & A. Colorni, 1996. «Ant System: Optimization by a Colony of Cooperating Agents», IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics-Part B, 26(1): 29–41.

4. Дулькейт И.В., Файзуллин Р.Т. Приближенное решение задачи коммивояжера методом рекурсивного построения вспомогательной кривой // Вычислительные методы в дискретной математике. Омск. Изд-во Омского гос.тех.ун-та. 2009. № 1 (3). С. 72–78.

Сведения об авторе

Грушевой Сергей Андреевич – капитан, адъюнкт Военной академии связи им. С. М. Буденного, тел. 8-(910)-627-95-90, электронный адрес ekkosheleva@yandex.ru

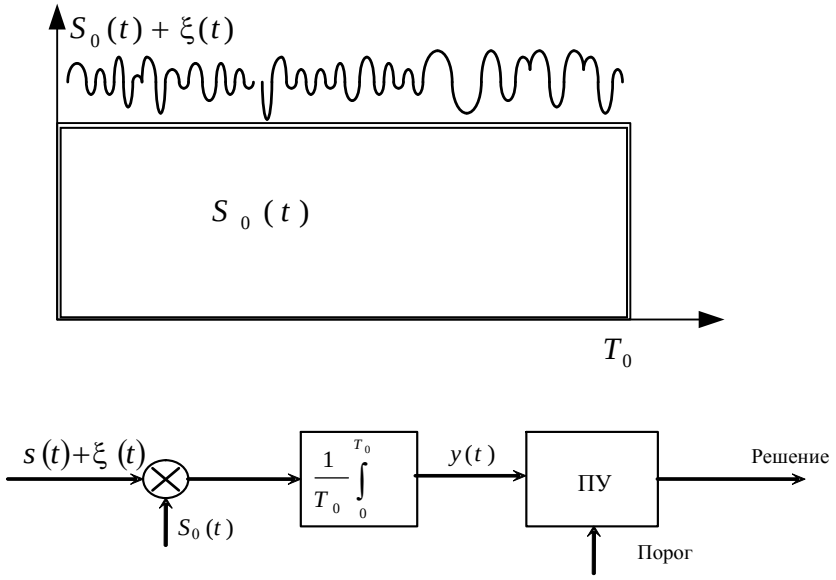
СОВРЕМЕННАЯ РАДИОСВЯЗЬ В РЕТРОСПЕКТИВЕ ИДЕЙ (ТЕОРИИ) В.А.КОТЕЛЬНИКОВА И К.ШЕННОНА

Борисов В.И.

Теория передачи сообщений по каналам радиосвязи при воздействии помех развивалась и развивается по двум основным направлениям.

Направление, сформулированное и разработанное В.А. Котельниковым, представляет собой теорию статистического обнаружения сигналов на фоне помех или теорию потенциальной помехоустойчивости, определяющую условия и методы обеспечения наивысшей достоверности передачи сообщений.

В.А. Котельников в докторской диссертации (которая была защищена в 1946 году) сформулировал и решил фундаментальную проблему по созданию идеального приемника (рис.1), который обеспечивает минимальную вероятность ошибки и, соответственно, максимальную вероятность правильного воспроизведения сигнала.



$$y(t) = \frac{1}{T_0}\int_0^{T_0}(S(t)+\xi(t))S_0(t)\,dt$$

Рис.1. Идеальный приемник по Котельникову.

С точки зрения статистической теории связи, идеальный приемник Котельникова вычисляет обратные (апостериорные) вероятности всех возможных сигналов и воспроизводит тот, апостериорная вероятность которого имеет максимальное значение. При этом необходимо отметить, что приемник Котельникова выносит окончательное решение о воспроизводимом сигнале на основе анализа сигналов, поступающих на его вход, и в силу этого

является «системой с решением», позволяющей в максимальной мере использовать возможности автоматизации.

Начиная с 80-х годов XX в. на развитие систем радиосвязи оказывает существенное влияние *радиоэлектронная борьба* (РЭБ), в целях которой обеспечивается обнаружение излучений средств радиосвязи и постановка помех (радиоэлектронное подавление) для нарушения функционирования линий радиосвязи (рис.2).

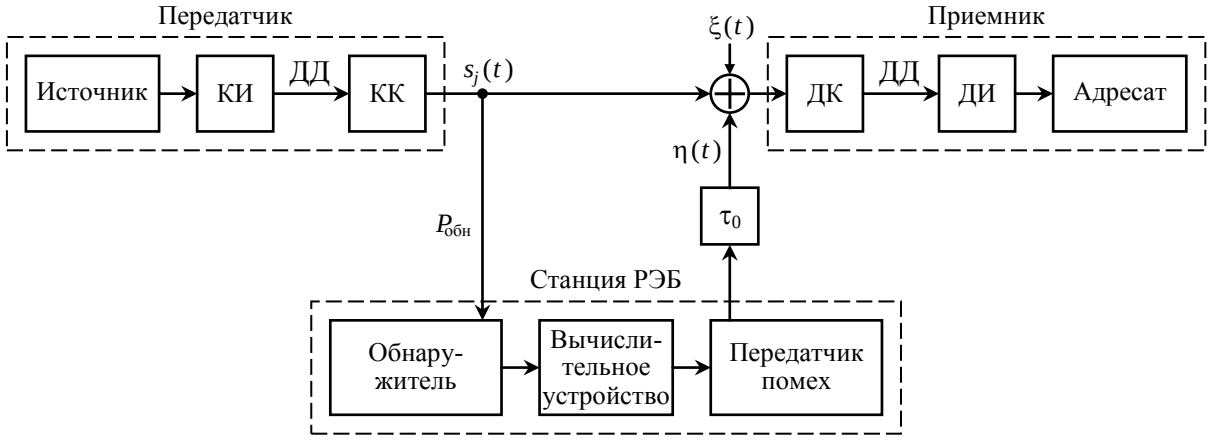
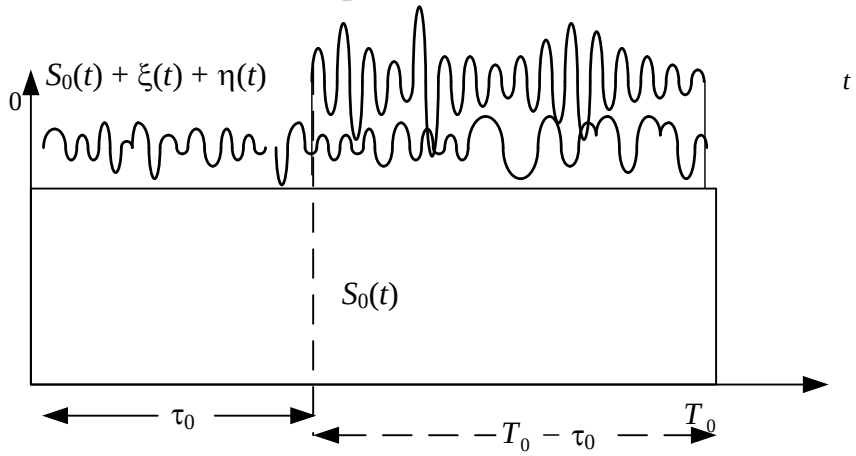


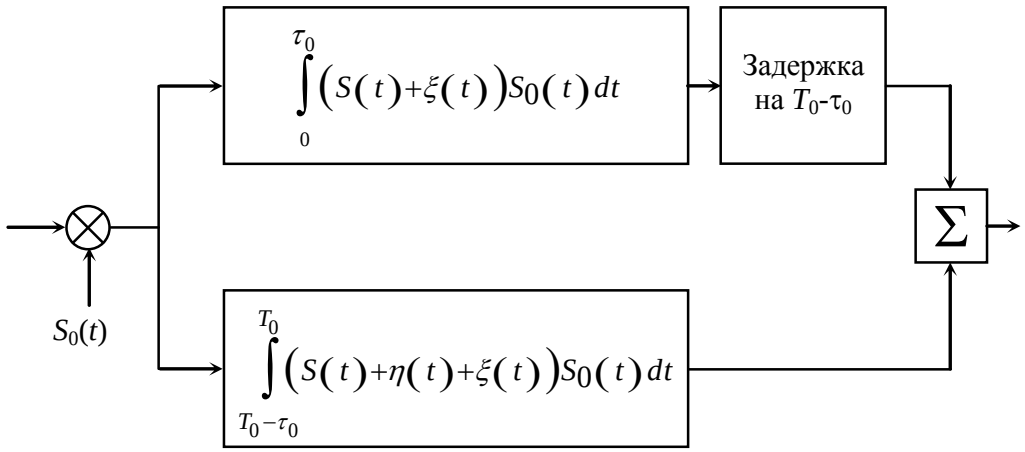
Рис.2. Обобщенная структурная схема радиолинии связи в условиях действия помех РЭБ, где $\xi(t)$ – шум, $\eta(t)$ – помеха РЭБ.

Время реакции постановщиков помех каждые пять лет сокращалось в 100÷150 раз и на сегодняшний день составляет единицы миллисекунд. Это потребовало разработки дополнительных мероприятий по повышению помехозащищенности линий радиосвязи, а также уточнения и дальнейшего развития некоторых положений статистической теории связи. В том числе: *синтез оптимального (идеального) приемника при скачкообразном изменении* гауссовской помехи на интервале длительности единичного символа.



а)

Рис.3. Структурная схема вычисления оптимальной решающей статистики при скачкообразном изменении мощности шума.



б)

Рис.3. (Продолжение).

На рис.4 показан выигрыш в отношении сигнал-шум синтезированного приемника перед классическим, где $\theta = \tau_0 / T_0$ – нормированное время скачка, σ_0^2 – мощность шума, σ_1^2 – мощность помехи РЭБ, $\gamma^2 = \sigma_0^2/\sigma_1^2$ – отношение мощности шума к помехе РЭБ. Таким образом, максимальный выигрыш достигается при $\theta = 1/2$, при $\theta = 0$ и $\theta = 1$ синтезированный приемник совпадает с классическим. Например, при $\gamma^2 = -30$ дБ максимальный выигрыш составляет 24 дБ.

Выигрыш в отношении сигнал-шум оптимального синтезированного приемника перед классическим определяется величиной:

$$\kappa^2 = \frac{q_1^2}{q_0^2},$$

где q_1^2 – отношение сигнал-шум на выходе синтезированного оптимального приемника, q_0^2 – отношение сигнал-шум на выходе классического приемника.

Таким образом, чем больше дисперсия помехи РЭБ по сравнению с дисперсией шума, тем больше максимальный выигрыш оптимального алгоритма перед классическим.

На рис.5 показана зависимость вероятности ошибок P_E и P_{E1} для оптимального (сплошная линия) и классического (пунктирная линия) алгоритмов от отношения сигнал-помеха.

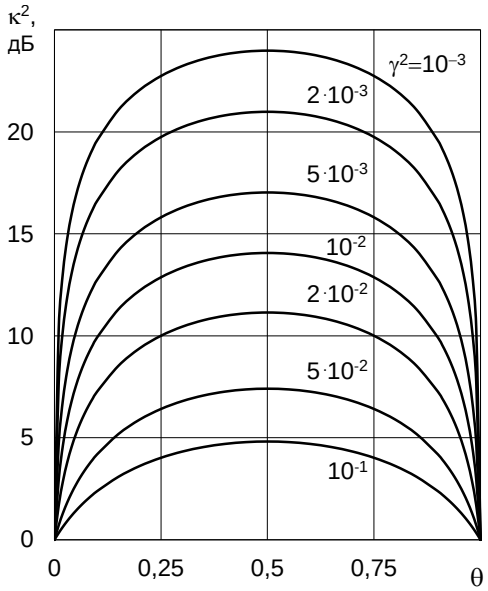
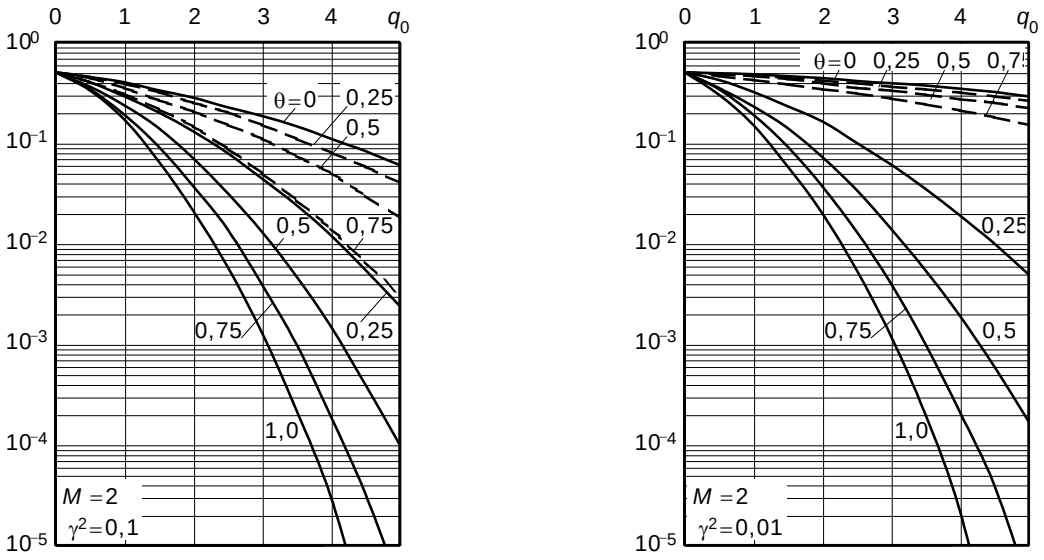


Рис.4. Выигрыш оптимального алгоритма перед классическим в отношении сигнал-помеха.



а) **б)**

Рис.5. Зависимость вероятности ошибок P_E и P_{E1} для оптимального (сплошная линия) и классического (пунктирная линия) алгоритмов от отношения сигнал-помеха.

Развитие ***вероятностно-временной модели*** функционирования систем радиосвязи в условиях РЭБ позволяет проводить оценку помехозащищенности, учитывать энергетические и временные возможности как систем радиосвязи, так и станций разведки и постановки помех рис.6.

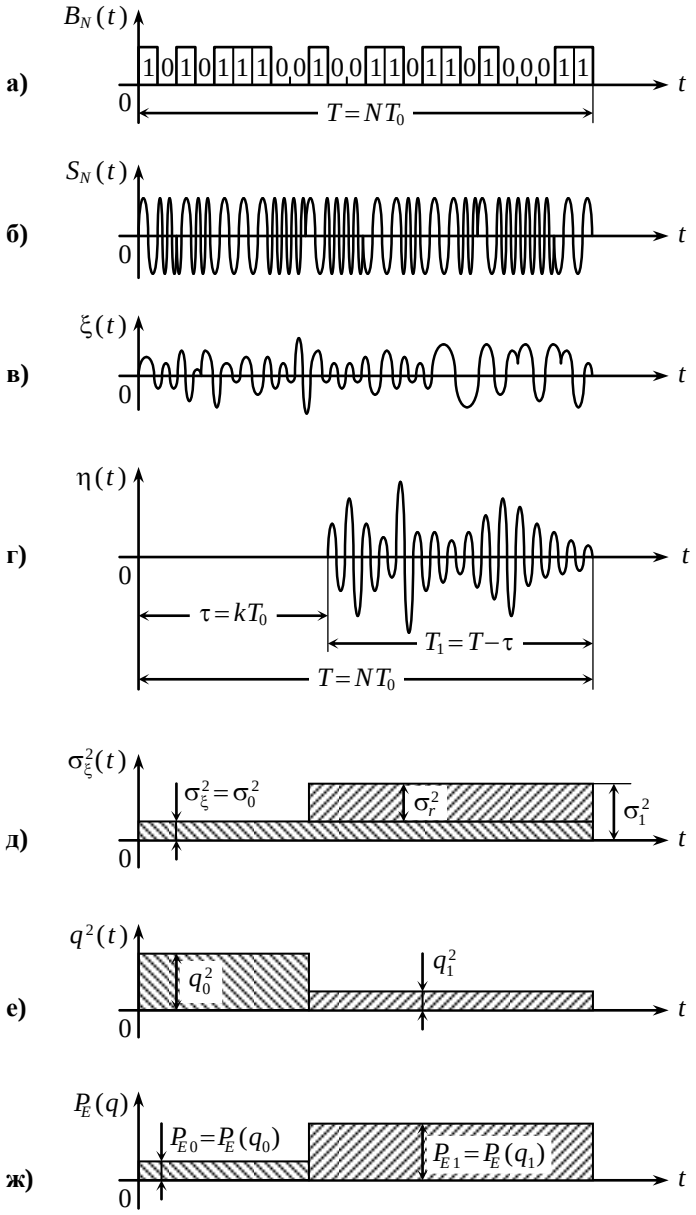


Рис.6. Эпюры кодовых символов и сигналов (а,б), шумов (в), запаздывающей помехи (г), дисперсии шумов и помех (д), отношения сигнал-шум (е) и вероятностей различения P_{E0} и P_{E1} (ж).

Получим ***общее выражение*** для вероятности ошибочного различения сигналов в условиях действия помех РЭБ на конечном времени передачи $T=NT_0$ (где T_0 – длительность одного символа, N – число символов). Для этого обозначим через q_0 и q_1 соответственно отношение сигнал-шум без

воздействия помехи и при ее воздействии, а соответствующие им вероятности – через $P_{E0}=P(q_0)$ и $P_{E1}=P(q_1)$. Средняя вероятность ошибки может быть вычислена по формуле полной вероятности.

$$P(H_0)=[1-P_{\text{об}}(\tau)]+P_{\text{об}}(\tau)\frac{\tau}{T}=1-P_{\text{об}}(\tau)\frac{T-\tau}{T}, \quad (1)$$

$$P(H_1)=P_{\text{об}}(\tau)\frac{T-\tau}{T}. \quad (2)$$

Средняя вероятность ошибки будет равна

$$\overline{P_E}=P(H_0)P_{E0}+P(H_1)P_{E1}=P_{E0}+P_{\text{об}}(\tau)\frac{T-\tau}{T}(P_{E1}-P_{E0}). \quad (3)$$

Второе направление, изложено в трудах Клода Шеннона, оно сосредоточено главным образом на кодировании и декодировании, рассматриваемых с наиболее общих позиций. Введение Шенноном таких понятий как «энтропия» и «количество информации» позволило получить количественное описание процессов передачи информации и установить их общие закономерности, определить пропускную способность каналов. Например, **формула Шеннона для пропускной способности канала**:

$$C(\text{бит/сек})=W\log\left(1+\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}}\right), \quad (4)$$

где W – ширина полосы пропускания канала; $P_{\text{с}}$, $P_{\text{ш}}$ – мощности сигнала и шума соответственно, предполагает возможность «обмена» полосы пропускания на отношение сигнал-шум и наоборот.

Такой «обмен» явился теоретической предпосылкой для формирования сигналов с расширенным спектром (шумоподобных широкополосных сигналов – ШПС и сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты – ППРЧ).

Зависимость (4) устанавливает связь между предельной скоростью надежной передачи информации по каналу с заданным отношением $P_{\text{с}}/P_{\text{ш}}$ и отведенной для передачи информации полосой частот W. При малых отношениях сигнал-шум (меньших 0.1) выражение (4) принимает вид:

$$C=1.44W\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}},$$

где 1.44 – модуль перехода от двоичных логарифмов к натуральным. На практике, как будет показано ниже, реализуется отношение $\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}}=\text{до } 3\cdot10^{-4}$.

В случае больших отношений сигнал-шум из (4) с хорошим приближением следует, что

$$C=W\log_2\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}}.$$

Предельное значение пропускная способность гауссовского канала радиосвязи имеет при $W \to \infty$:

$$\lim_{W\to\infty} C = \frac{P_c}{N_0}\log_2 e,$$

где N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности белого шума.

Системы радиосвязи, которых применяются сигналы с расширением спектра, обладают целым рядом достоинств:

- повышенной помехозащищенностью;
- энергетической скрытностью;
- возможностью обеспечения многостанционного доступа при работе в пакетных радиосетях;
- способностью противостоять преднамеренным помехам.

Рассмотрим практическую реализацию заявленных преимуществ систем связи с использованием широкополосных шумоподобных сигналов.

На рис. 7 приведена обобщенная структурная схема широкополосного приемника.

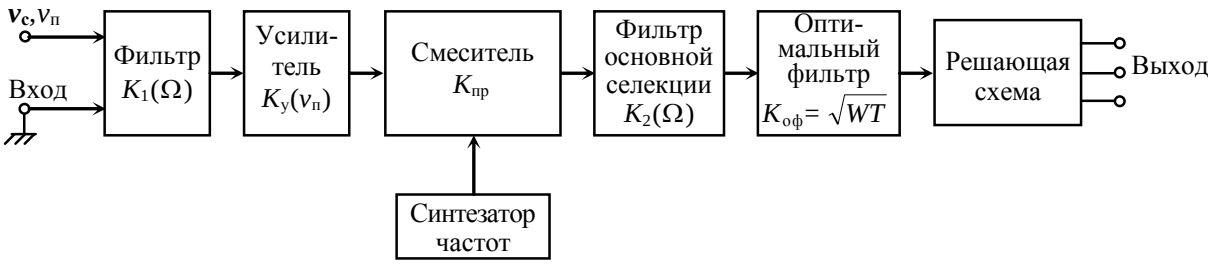


Рис. 7. Обобщенная структурная схема широкополосного приемника.

Коэффициент передачи оптимального фильтра для полезного сигнала равен базе сигнала $K_{оф} = \sqrt{WT}$, при этом ширина полосы частот радиосигнала равна удвоенной тактовой частоте кодовой последовательности и составляет ≈ 25 % от несущей частоты сигнала, для помех коэффициент передачи равен единице. В настоящее время сравнительно просто реализуются кодовые последовательности с тактовой частотой = 20 МГц. Если при этом не накладываются ограничения, связанные с условиями распространения.

В качестве нижней границы скорости передачи информации можно принять частоту порядка 10 Гц.

Вариант использования шумоподобного широкополосного сигнала с тактовой частотой ≈ 20 МГц в спутниковых системах связи приведен на рис. 8.

Прием сигналов осуществляется на фоне шумов, превышающих полезный сигнал на 26÷30 дб. Сигнал может передаваться под телевизионными сигналами.

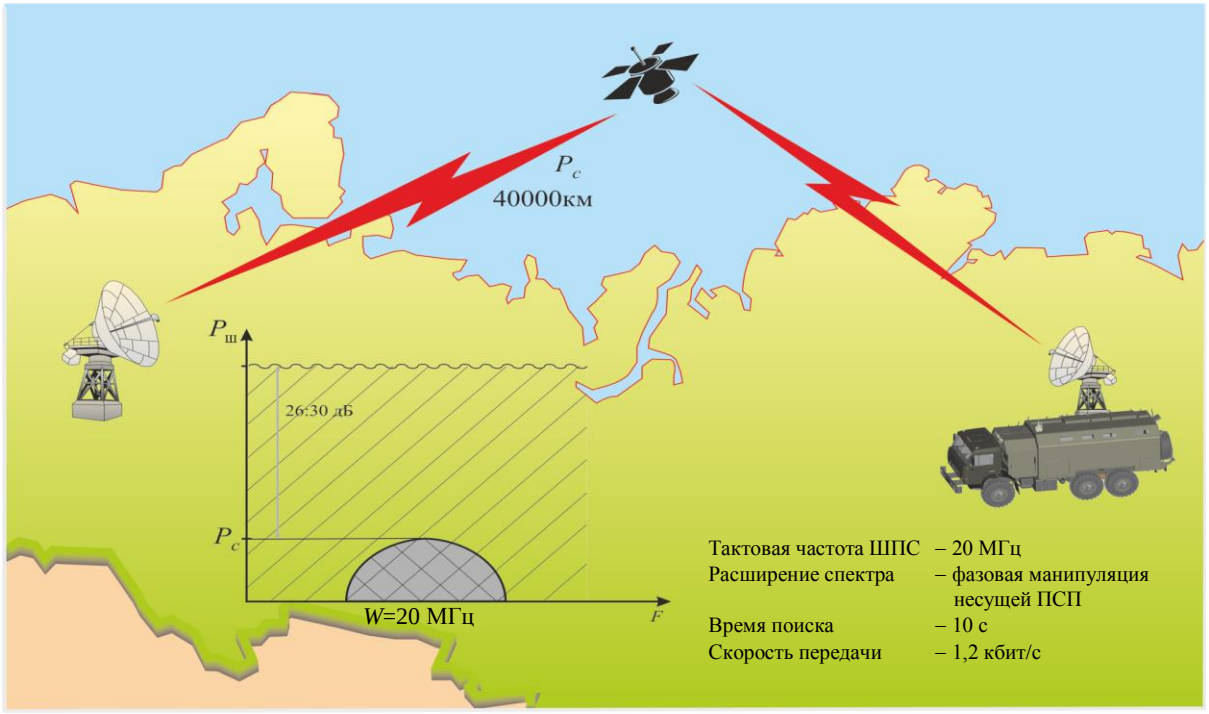


Рис. 8. Вариант использования ШПС в спутниковых системах связи.

При использовании ШПС в СДВ-ДВ-СВ диапазонах на вход приемника наряду с флуктуационными помехами попадает большое число сосредоточенных по спектру помех, превышающих уровень сигнала на 80÷90 дБ (рис.9).

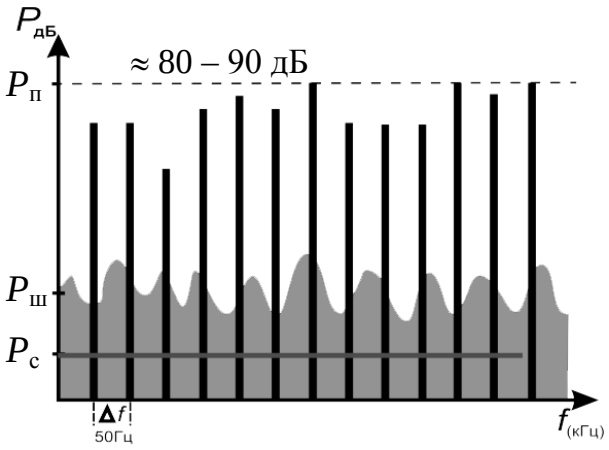


Рис. 9.

Для обеспечения требуемых величин помехозащищенности необходимы дополнительные меры фильтрации сосредоточенных по спектру помех.

Одним из наиболее распространенных способов защиты от сосредоточенных помех в широкополосных приемных устройствах является режекция пораженных помехой участков спектра. При этом спектр сигнала с помощью N полосовых фильтров расщепляется соответственно на N парциаль-

ных каналов. Амплитудно-частотные (АЧХ) и фазо-частотные (ФЧХ) характеристики парциальных каналов строятся таким образом, чтобы выполнялось условие неискаженной передачи сигналов $f(t)=Af(t-\tau)$. Выполнить это условие можно, если применить фильтры с прямоугольной АЧХ и линейной ФЧХ. Наиболее полно условию неискаженной передачи удовлетворяют фильтры с баттервортовской формой АЧХ. Хорошее приближение к ним можно получить, включая последовательно большое число (5-6) слабо связанных колебательных контуров. Суммарный коэффициент передачи такого устройства с достаточной для практики точностью можно представить как арифметическую сумму модулей коэффициентов передач отдельных фильтров. Таким образом,

$$K_2(\Omega) = \frac{1}{\sum_{i=1}^{N} \sqrt{1+\left(\frac{\Omega-\Omega_i}{\Delta\Omega_{\text{ф}}}\right)^{2k}}}, \qquad (5)$$

где Ω_i – резонансные частоты фильтров, $\Delta\Omega_{\text{ф}}$ – полоса пропускания парциальных каналов, k – порядок фильтра.

Алгоритм работы подобных устройств режекции заключается в следующем: если помеха в каком-либо парциальном канале превышает по уровню наперед заданное пороговое значение, то с помощью специального устройства этот парциальный канал отключается.

МОДЕЛЬ ВРЕМЕНИ ДОСТУПА К КАНАЛУ И ПЕРЕДАЧИ КАДРА В ОДНОРОДНОЙ НЕНАСЫЩЕННОЙ WI-FI СЕТИ

А.В. Зюльков

Представлена вероятностная модель времени передачи кадра по протоколу канального уровня OSI. Получено простое аналитическое соотношение для среднего времени. Исследованы условия насыщения сети.

TIME MODEL OF CHANNEL ACCESS AND FRAME TRANSMISSION IN A HOMOGENEOUS UNSATURATED WI-FI NETWORK

A.V. Zyulkov

The probabilistic model for the transmission time of a frame of the protocol of channel OSI level is currently presented.The simple analytical relation for the mean time is obtained.The conditions of saturation of the network are observed.

Широкое распространение беспроводных локальных сетей, основанных на протоколах IEEE.802.11, обуславливает важность анализа их вероятностно-временных характеристик и возможностей модернизации последних. Несмотря на то, что в настоящее время разработано более тридцати модернизаций, характеристики базового протокола канального уровня, касающегося методов доступа к среде передачи сообщений, являются основой для расчета производительности сети и задержек передачи данных.

Математическая модель процесса свободного доступа к идеальному каналу (CSMA/CA) в виде марковской цепи была предложена в [1] для насыщенных сетей, когда каждый узел в любой момент времени имеет пакет для передачи. В дальнейшем эта модель неоднократно модифицировалась и использовалась, в том числе для полного вероятностного описания задержек в насыщенных сетях [2-6 и др.]. Модернизация модели, позволяющая анализировать неоднородные ненасыщенные сети, и расчет их усредненных характеристик выполнены в [7]. Там же подтверждается работоспособность предложенного подхода на основе сравнения с результатами имитационного моделирования.

Настоящая работа посвящена анализу задержек и производительности DCF протокола канального уровня однородной ненасыщенной сети, основываясь на подходе [7]. В дополнение к [7] представлена математическая модель времени передачи кадра; получено простое аналитическое соотношение для среднего времени и дана его ясная физическая интерпретация; исследованы условия насыщения сети и возможность использования соотношений для насыщенной сети в общем случае.

Математическая модель процесса доступа к каналу в [1] (для насыщенной сети) использует дискретную вероятностную модель собственного времени с длительностью физического слота σ, определяемой протоколом передачи информации. Она описывает состояние каждой станции в виде пары неотрицательных целых случайных величин (I,K). Процесс доступа абонента к каналу и передачи сообщения моделируется двумерной марковской цепью с состояниями (I,K) в дискретном случайном времени. Изменение состояний происходит через промежутки времени (виртуальные слоты), определяемые вероятностными характеристиками сети и временными параметрами передаваемых кадров.

Состояние (номер) отсрочки (backoff) I характеризует количество коллизий при передаче кадра, отсчитывается от нуля при первой попытке передачи и увеличивается на единицу каждый раз при неудачной попытке до максимального значения m. Состояние сбрасывается после успешной передачи. Число случайных виртуальных слотов задержки K в каждом состоянии I равномерно распределено на интервале $[0;W_I-1]$, $W_I=2^I W_0$, где W_0 - минимальное окно задержки, задаваемое протоколом. Если в течение виртуального слота канал свободен, то величина K уменьшается на единицу. Передача происходит при $K=0$.

В [7] для описания ненасыщенной сети к графу марковской цепи [1] добавлено дополнительное состояние $(0,K)e$ –postbackoff, $K\in[0;W_0-1]$, описывающее поведение станции ожидающей пакета на передачу. Считается, что, как минимум, один пакет, появляющийся в виртуальном слоте с вероятностью q, переводит станцию в состояние $(0,K-1)$, а соответствующий postbackoff засчитывается как backoff. Если номер J виртуального слота появления кадра на передачу больше выбранной задержки postbackoff K, то станция простаивает $(J-K)$ слотов в состоянии $(0,0)e$ до начала конкуренции за канал, начинающейся сразу при появлении пакета на передачу.

Стационарные вероятности состояний марковской цепи – вероятности коллизий p и передачи кадра τ в виртуальном слоте зависят от числа абонентов сети n и параметров протокола и найдены в [7]. В пределе (при $q\to 1$) они совпадают с результатами [1] для насыщенной сети и задаются следующими соотношениями

$$\begin{aligned}
&\tau=\frac{a}{b+c(2z+1)},\ p=1-(1-\tau)^{n-1},\\
&a\equiv\frac{q^2W_0}{(1-p)(1-q)\left[1-(1-q)^{W_0}\right]}-\frac{q^2(1-p)}{1-q},\\
&b\equiv(1-q)+\frac{q^2W_0(W_0+1)}{2(1-(1-q)^{W_0})}+\frac{q(W_0+1)}{2(1-q)}\left[\frac{q^2W_0}{1-(1-q)^{W_0}}+p(1-q)-q(1-p)^2\right],\\
&c\equiv\frac{pq^2}{2(1-q)(1-p)}\left[\frac{W_0}{1-(1-q)^{W_0}}-(1-p)^2\right],\ z\equiv W_0\frac{1-p-p(2p)^{W_0-1}}{1-2p},
\end{aligned}\qquad(1)$$

представляющими собой систему двух уравнений для определения p и τ. Здесь q - вероятность наличия кадра на передачу в текущем виртуальном слоте.

Используя приведенное описание процесса доступа к каналу с учетом обозначений и результатов [5, 6], можно записать математическую модель времени передачи кадра в виде суммы времен ожидания появления кадра на передачу (первое слагаемое) и доставки (ω) при его наличии

$$\delta_{J,K}=\sigma_+(J-K)(J-K)\zeta+\omega\,. \qquad(2)$$

Здесь ζ - длительность виртуального слота, J – номер слота в котором появился кадр на передачу – целочисленная дискретная случайная величина (ЦДСВ) с геометрическим распределением $P_j=q(1-q)^j$, $j=0,1,...$, $\sigma_+(x)$ - функция единичного скачка, непрерывная справа.

СВ ω подробно рассмотрена в [5, 6] и может быть представлена в следующем виде

$$\omega = T_s + N_c T_c + \tau_в,\ \tau_в = \sum_{j=1}^{w_r} \zeta_i,\ w_r = \sum_{i=1}^{r} \chi_i\ , \qquad (3)$$

где T_s, T_c и $\tau_в$ - время успешной передачи, коллизии и backoff при доведении кадра; ЦДСВ N_c имеет геометрическое распределение и принимает любые неотрицательные значения с вероятностями $(1-p)p^j$. ЦДСВ χ_i, $i=\overline{0,m}$ равномерно распределена на интервале $[0;W_i-1]$, $W_i = 2^{\min(i,m)}W_0$; независимые одинаково распределенные СВ ζ, ζ_i (длительности виртуальных слотов) принимают значения T_s, T_c и σ с вероятностями успешной передачи, коллизии и свободного канала p_s, p_c, p_e соответственно

$$p_c = (1-\tau)^{n-1},\ p_s = (n-1)\tau(1-\tau)^{n-2},\ p_e = 1-p_s-p_c. \qquad (4)$$

Как следует из описания протокола, СВ J, K, ζ, ω независимы в совокупности. Зависимость СВ, входящих в выражение (3) подробно рассмотрена в [6]. Вероятностную модель, задаваемую соотношениями (1)-(4) можно использовать для расчета распределений и вероятностных характеристик времен доведения кадра, а также производительности ненасыщенной сети с DCF протоколом канального уровня.

Из (2) с учетом свойств, входящих в это соотношение СВ, имеем

$$\delta \equiv \langle \delta_{J,K} \rangle = \langle \sigma_+ (J-K)(J-K)\zeta \rangle + \langle \omega \rangle. \qquad (5)$$

Здесь угловыми скобками обозначено усреднение по всем случайным факторам, входящим в соотношение (5). Выражение для среднего времени доставки кадра $\langle \omega \rangle$ при его наличии совпадает по форме с формулой для аналогичной величины в насыщенной сети. В [5,6] приведено соответствующее простое аналитическое соотношение

$$\langle \omega \rangle = T_s + \frac{pT_c}{1-p} + \frac{\langle \zeta \rangle}{2(1-p)}\left[\frac{W_0(1-p-p(2p)^m)}{1-2p} - 1\right], \qquad (6)$$

$$\langle \xi \rangle = p_s T_s + p_c T_c + p_e \sigma,\ p_s = (n-1)\tau(1-\tau)^{n-2},\ p_e = (1-\tau)^{n-1},$$

$$p_c = 1-p_s-p_e\ .$$

Результаты расчетов по формуле (6) хорошо совпадают с результатами имитационного моделирования [5].

Усреднение первого слагаемого в правой части (5) с учетом свойств входящих СВ осуществляется просто

$$\langle \sigma_+ (J-K)(J-K)\zeta \rangle = \frac{\langle \zeta \rangle}{W_0} \sum_{k=0}^{W_0-1} \sum_{j=0}^{\infty} P_j \sigma_+ (j-k)(j-k) = \langle \zeta \rangle \frac{1-q}{W_0 q^2}\left[1-(1-q)^{W_0}\right].$$

Таким образом, с учетом (6) среднее время доставки кадра в ненасыщенной сети задается соотношением

$$\delta = \frac{1-q}{W_0 q^2}\left[1-(1-q)^{W_0}\right]\langle \zeta \rangle + T_s + \frac{pT_c}{1-p} + \frac{\langle \zeta \rangle}{2(1-p)}\left[\frac{W_0(1-p-p(2p)^m)}{1-2p} - 1\right], \qquad (7)$$

где вероятности p, τ находятся из (1). Первое слагаемое в этом соотношении описывает среднюю задержку ожидания появления кадра на передачу. Оно дает нулевой вклад в δ при $q \to 1$ (переход к насыщенной сети) и превалирует над остальными когда $q \to 0$.

Выражение (7) существенно проще приведенного в [7] в виде трехкратной суммы соотношения (12) для среднего времени передачи пакета. Оно имеет ясный физический смысл и не зависит от вероятности P_{idle} [7] пустого виртуального слота. К тому же

в нем исправлены описки, содержащиеся в (12). Подробное обсуждение результатов и исправление формул [7] приведено в [8].

На рисунке 1 приведены зависимости среднего времени доставки кадра нормированной на длительность пустого слота σ от вероятности столкновения при различном насыщении сети. Рисунок построен для параметров канального уровня спецификации DSSS протокола IEEE 802.11 [1], размера кадра 4800 бит, числе станций $n = 30$. Сплошная линия соответствует средней задержке пакета в насыщенной сети (q=1), пунктирная и штриховая – ненасыщенной сети при q=0,15 и q=0,08 соответственно. Как следует из рисунка, для рассматриваемого примера максимальная разница в средних временах передачи кадра в рабочем диапазоне вероятностей коллизий ($p \le 0,3$) в насыщенной ($q = 1$) и ненасыщенной ($q = 0,08$) сетях не превышает 1,5%.

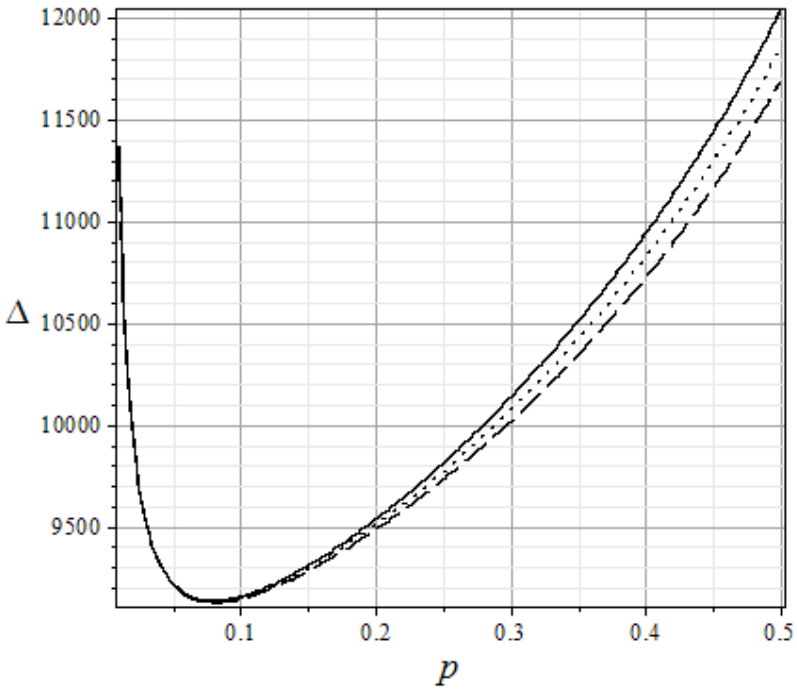


Рис.1.Зависимости нормированного среднего времени доставки кадра $\Delta = \delta/\sigma$ от вероятности столкновения при различном насыщении сети.

Таким образом, даже при достаточно малых вероятностях q появления кадра на передачу за время виртуального слота ς , различия в средних задержках передачи кадра насыщенной и ненасыщенной сети малы.

Численный анализ вклада первого слагаемого в (7) в величину δ , проведенный для данных по которым построены рисунки, показывает, что вероятность появления пакета на передачу в окне postbackoff $p_0(q) = 1 - (1 - q)^{W_0}$ достаточно велика уже при малых q: $p_0(0,15) = 0,995$, $p_0(0,05) = 0,81$. Таким образом, уже начиная с этих значений q с приведенными вероятностями для расчета вероятностных характеристик задержки ненасыщенной сети можно использовать соотношения для насыщенной сети. Имея в виду, что для рассматриваемого примера нормированная на длительность пустого слота σ средняя длительность виртуального слота $\langle \zeta \rangle \approx 126$, можно утверждать, что уже начиная с вероятностей появления пакета на передачу $q = 0,15$ $p_0(q) = 0,995$ для ана-

лиза средних задержек и производительности сети можно использовать результаты для насыщенной сети.

Приведенная математическая модель (1)-(4) пригодна для расчета распределений и различных вероятностно-временных характеристик времени передачи кадра и производительности ненасыщенной сети при использовании исследованного протокола. Она легко обобщается на случай неоднородной сети.

Полученное простое выражение (7) для среднего времени с учетом формулы (1) позволяет исследовать зависимость этой характеристики от параметров сети, станции и протокола. То же самое справедливо и для производительности сети.

Как следует из проведенного численного расчета, условия насыщения сети достаточно слабые, так что часто можно воспользоваться соотношениями и выводами, полученными для насыщенной сети.

Литература

1. Bianchi G. Performance Analysis of the IEEE 802.11 Distributed Coordination Function / G. Bianchi // IEEE Journal on Selected Areas in Comm. – March 2000. – №18 (3). – P. 535-547.
2. Вишневский В. М. Широкополосные беспроводные сети передачи данных /В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович // М.: Техносфера, 2005. – 592 с.
3. Andrea ZanellaStatistical Characterization of the Service Time in Saturated IEEE 802.11 Networks / Andrea Zanella and Francesco De Pellegrini // IEEE Commun. Lett. – March 2005. – Vol. 9, No. 3.
4. Зюльков А.В. Вероятностное описание задержек в насыщенных сетях IEEE 802.11 / А.В. Зюльков, А.А. Ефанов // Труды конференции «Кибернетика и высокие технологии XXI века». - Воронеж, 2010. - Том 2 - С. 741-745.
5. Зюльков А.В. Производительность и временная задержка передачи данных по протоколу канального уровня IEEE 802.11 / А.В. Зюльков А.А. Ефанов // Теория и техника радиосвязи. – Воронеж: 2012.- №1 – С. 10-20.
6. Зюльков А.В.ЕфановА.А. Флуктуации временных задержек в системах со свободным доступом/ А.В. Зюльков, А.А. Ефанов// Теория и техника радиосвязи. – Воронеж: 2012 .- №2 –С. 28-35.
7. MaloneD., Modelingthe 802.11 distributed coordination function in non-saturated heterogeneous conditions/D. Malone, K. Duffy, and D. J. Leith // IEEE ACM Transactions on Networking. – 2007. - Vol. 15, No. 1. - pp. 159-172.
8. Зюльков А.В. Вероятностная модель времени передачи кадра по протоколу IEEE 802.11 в однородной ненасыщенной сети / А.В. Зюльков, И.В. Татаринцева // Вестник ВГУ, серия "Системный анализ и информационные технологии" , Воронеж: 2015.- №4-С. 59-64.

Сведения об авторе

Зюльков Александр Владимирович - 1952 г. рождения, выпускник ВГУ (1974), к.ф.-м.н. (1983), доцент кафедры радиофизики Воронежского государственного университета. E-mail: zyulkov @ phys.vsu.ru.

Область научных интересов: применение статистических методов передачи, приема и обработки информации в радиофизике и радиотехнике.

ПРИРОДОПОДОБНАЯ ТЕХНОЛОГИЯ САМОАКТУАЛИЗАЦИИ СЕТЕЙ СВЯЗИ В РЕЖИМЕ, ОПЕРЕЖАЮЩЕМ РЕЖИМ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ

Мержвинский А.В., Попов Б.М.

Для обеспечения функционирования системы управления в режиме реального времени, система связи должно работать в режиме, опережающем режим реального времени системы управления, что достигается непрерывно действующим механизмом преадаптации сетевых структур к вариациям в тематике и интенсивности пользовательских запросов, их самоактуализации. Предложена технология создания подобного природоподобного механизма, базирующегося на фундаментальном природном явления инертности и симбиотическом взаимодействии, отличительным признаком которого является наращивание (развитие) используемого ресурса.

NATURE-LIKE TECHNOLOGY FOR COMMUNICATION NETWORK SELF-ACTUALIZATION IN THE MODE ADVANCING REAL-TIME

Merzhvinsky A.V., Popov B.M.

In order to provide control system operation in real-time mode, communication system should operate in the mode advancing real-time that can be achieved only by means of providing the communication system with mechanism for network structure forward adaptation to the variations in the user query topics and rates as well as their self-actualization. A technique for developing such nature-like technology that is based on fundamental natural inertia phenomenon and widespread symbiotic cooperation, distinguished by building-up (developing) resources being used, is proposed.

Организационно современные системы связи, используемые системами управления, состоят из служб и сетей связи. Построение их таково, что возможно независимое друг от друга развитие и, соответственно, независимое рассмотрение. Причём, в функциональном аспекте службы связи образуют надсистему по отношению к сетям, и их целесообразно считать принадлежностью системы управления. Поэтому далее, в соответствии с [1] под системой связи будем понимать сети связи. А именно, 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 транспортировкой сообщений и коммутацией пакетов.

Организация и предоставление услуг связи для системы управления, функционирующей в режиме реального времени, должны не просто соответствовать ритму событий в системе управления, а производиться с реактивностью превосходящей ритм событий системы управления. Но утверждать, что на каждом уровне управления свой масштаб времени, можно только в отношении моделей уровней управления, а в реальности реальное время единственно. Управление в режиме реального времени, характеризуется не только реактивностью выполнения процедур принятия и исполнения решений, сопоставимой с темпом смены событий в объекте управления, но и способностью сохранять это качество неопределённо долго, поскольку реальное время бесконечно. То есть, в плане подобия природе возникает необходимость решения «проблемы бессмертия», которая в природе решена применительно к популяциям, а не к отдельным особям. Это обстоятельство ещё больше ужесточает требования к системе связи и фактически принуждает её к функционированию в режиме, опережающем реальное время. При традиционном подходе преадаптация обеспечивается алгоритмически - методом прогнозирования с применением соответствующих математических мо-

делей. Но опережая реальное время, мы не можем в тоже время апеллировать к текущим параметрам состояния, поэтому для наделения сетей связи свойством и механизмом опережающей адаптации (актуализации), то есть свойством выполнять спонтанные запросы системы управления без подготовки – без реализации процедур анализа и синтеза, - необходим иной, неалгоритмический подход. И он необходим неизбежно, потому что в самих современных телекоммуникационных сетях низкая предсказуемость связана не с их логистическо-материальной составляющей, а с виртуальной.

Как показано в [2], виртуальной составляющей сетей связи – сетей с коммутацией пакетов - характерна множественность и текучесть состояний, причём изменение этих состояний не связано друг с другом не только причинно-следственными, но и закономерными связями. Поэтому здесь проблематично обеспечение предсказуемости их поведения в реальном масштабе времени методами, которые основаны на теории автоматического управления и на методах традиционного системного анализа. Причина низкой эффективности мониторинга и администрирования, существенно нагруженных сетей даже не в том, что они отвлекают на себя значительную часть ресурса, а потому что принципиально невозможно логическим путём справиться с проблемами физического плана. Невозможно уследить за пространственно распределёнными спонтанно возникающими событиями. Кроме того, чтобы в логическом смысле «было» перешло в «стало» не требуется времени, и потому логическое описание непригодно для описания возможностей, реализуемых из способности к «превосходству». В результате такого неуместного мониторинга и администрирования сеть начинает вести себя как человек, поражённый болезнью Паркинсона, когда мозг пытается отправлять мышцам команды на расслабление и напряжение, но часть команд теряется или запаздывает. В результате мышцы постоянно пытаются то сократиться чуть сильнее, то наоборот расслабиться.

Применение к управлению сетями регламентов, основанных на теории автоматического управления и на методах теории массового обслуживания невозможно ещё и потому, что для описания сетевой динамики до сих пор нет адекватного языка. Например, в [3] отмечено, что такое понятие как пропускная способность, применяемое для характеристики отдельных линий и каналов связи, в общем случае никак не характеризует сеть связи. На качественные и количественные характеристики сетей передачи данных значительно большее влияние оказывает скорость логической обработки сообщений в узлах сети связи, чем чисто физическая характеристика - пропускная способность линий связи, соединяющих узлы сети. В этих сетях кроме пользовательского (профильного) трафика имеют место быть значительные объёмы трафика служебного. То есть трафика, порождаемого процессами реализации протоколов взаимодействия. В некоторых ситуациях интенсивность потоков служебного трафика в сети достигает объёмов, сопоставимых по объёму с потоками пользовательского трафика, а обработка служебного трафика более затратная, чем пользовательского. Более того, при определённом развитии событий в сети, служебный трафик, в отличие от пользовательского, начинает неограниченно расти, что вызывает поглощение служебным трафиком всего ресурса сети и её блокировку. Для описания этих сетевых явлений нет адекватного языка, и, соответственно, отсутствуют математические модели.

На важность наличия адекватного языка для появления возможности математически адекватного описания процессов в определённой сфере, указывал знаменитый математик Гельфанд И.М. В [4] он пишет: «Мы часто не думаем об отсутствии адекватно описывающего ситуацию языка. Логика прекрасно работает, когда опытом человечества, интуицией и т. д. установлен адекватный язык, и беспомощна, когда есть потребность в самом этом языке. Выработка такого языка не есть логическая операция». Представление сетевого языка не является целью настоящего доклада, его выработка –

весьма масштабный проект, но отдельные попытки привнесения в сферу сетевых организаций терминов и понятий из других, более освоенных сфер, в частности из физики и биологии, сделаны. Ввиду отсутствия собственных понятий, следует проявить толерантность к терминам, привлечённых из иных сфер, чтобы можно было не только осмысленно говорить о сетевых процессах на интуитивно понятном языке, но искать пути их логического осмысления.

Впрочем, сказанное выше относительно проблематичности управления сложными системами не ново. Ещё Эшби и Тьюринг своими принципами и теоремами теоретически обрекали сложные системы на неуправляемость. Так принцип необходимого разнообразия Эшби, утверждает, что «Эффективное функционирование системы может быть обеспечено только в том случае, когда разнообразие (неопределенность) системы управления не меньше разнообразия (неопределенности) управляемого объекта, разнообразие системы не менее разнообразия внешней среды». В соответствии с теоремой Тьюринга существует порог сложности системы, за которым любое ее (системы) описание (т.е. любая ее модель) будет сложнее самой системы – минимальное описание и есть сама система. Совмещая принцип с теоремой, приходим в тупик.

То есть проблема недостаточной предсказуемости в сетях с коммутацией пакетов не является новой, она возникла одновременно с появлением этих сетей, и современные телекоммуникационные технологии, несмотря на отсутствие общего решения, имеют ряд частных решений природоподобного типа по нейтрализации данного негативного сетевого свойства. Так создатели современных коммерческих сетей связи, базируясь на учёте достаточного очевидного обстоятельства, своеобразно обошли проблему недостаточной предсказуемости, включая проблему служебного трафика. Суть названного обстоятельства состоит в том, что не существует управления самого по себе. И, как сказано выше, управление и контроль функционирования любых объектов, в конечном счете, сводится к выполнению процедур перераспределения (концентрации) ресурсов, перераспределения, которое способствует интенсификации процессов, ведущих к достижению цели (повышению степени организованности) в результате данного перераспределения. Однако известно, что управление при отсутствии ресурсов или их изобилии − не актуально, а при значительном избытке ресурсов – не критично. Поэтому приемлемое 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. Негативный фактор отсутствия предсказуемости здесь в значительной степени элиминируется избыточностью ресурса или, иначе говоря, непредсказуемость поглощается избыточностью.

Казалось бы, решение проблемы найдено, пусть и ломовым путём, без интеллекта, и теперь наука, как тот скрипач, тут не уже нужна. Это общее место, Г. Бейтсон [5] по аналогичному поводу замечает: «Как только они открывали эффективное "лечение" для чего-либо, исследования в этой области прекращались, и внимание направлялось на что-то другое. Сейчас мы можем предотвратить полиомиелит, но никто почти ничего не знает о системных аспектах этой поразительной болезни. Исследования по ней прекратились или, в лучшем случае, ограничиваются совершенствованием вакцин». Однако, во-первых, решение найдено не для тех сетей, которые обеспечивают функционирование систем в реальном времени, во-вторых, природа не терпит пустоты, и не только природа. Поэтому любой избыток должен быть как-то задействован, не должен лежать мёртвым грузом, должен быть нормализован, актуализирован. И, в-третьих, сети самоценны сами по себе, как инструмент исследования интеллектуальных процессов.

Далее выявим основополагающий принцип, который можно положить в основу решения проблемы опережения реального времени. Логика не позволяет выявить в отдельных проявлениях наличия глобального принципа действия. Только интуитивно, через отдельные примеры проявления можно выявить тот основополагающий принцип, следуя которому может быть задействован избыточный ресурс, как на реализацию преадаптации (самоактуализацию) сети связи, так и на её интеллектуализацию.

На недавней 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 более гибкой, надежной и производительной за счет появления дополнительных путей прохождения информации. То есть, когда вы используете ресурсы интернета в своих целях, интернет использует ваши ресурсы в собственных целях, к взаимной выгоде. Здесь, в факте экспансии интернета на ресурсы своих пользователей, легко усмотреть широко распространенное в природе явление симбиоза, облигатным признаком которого является наращивание (развитие) используемого ресурса.

Более тонкий пример проявления симбиоза в технических системах, обеспечивающий уже не просто предсказуемость поведения, самоактуализацию в режиме опережения реального времени, можно усмотреть на примере кэш-памяти. В процессе работы вычислительной системы отдельные программы или блоки информации загружаются из основной (медленной) памяти в кэш-память, в принципе - это может быть просто оперативная память на фоне памяти внешних устройств. При обращении к программе или за данными сначала проверяется их наличие в кэш-памяти. Если необходимая информация находится в кэш-памяти, она быстро извлекается. Это кэш-попадание. Если необходимая информация в кэш-памяти отсутствует (кэш-промах), то она выбирается из основной памяти, передается в работу и одновременно заносится в кэш-память. Повышение быстродействия вычислительной системы достигается в том случае, когда кэш-попадания реализуются намного чаще, чем кэш-промахи. Определение наиболее часто используемой информации производится не алгоритмически (это невозможно, спонтанность), кэш-память, сохраняя использованную информацию в кэш-памяти, тем самым «отбирает» информацию, которая чаще всего используется. Метод доказал свою эффективность по факту, так как, несмотря на спонтанность отдельных запросов, любой совокупности запросов свойственна некоторая серийность, определяемая наличием интеллекта у пользователей. Интеллекту свойственен консерватизм, он сторонится губительной новизны. Для исключения переполнения кэш-памяти - выбора отбрасываемой записи - используются разные стратегии вытеснения, но они просты и реализуются алгоритмически, без приложения интеллекта. В качестве симбионтов здесь выступают интеллект пользователей вычислительной системы и механизм кэш-памяти. В данном случае, интеллект, не прилагая каких-либо специальных направленных усилий, при сохранении инерции в характере и типе запросов к вычислительной системе, проявляет себя в составе и содержании кэш-памяти, проявляет в форме, релевантной своим текущим установкам. В результате наращивается не только ресурс возможностей кэш-памяти – её преадаптация (актуализация), но и сам интеллект популяции пользователей, осуществляя экспансию на используемую среду, развивается, наращивается. А, как известно, к продуктивному взаимодействию способны только системы (организации) имеющие общий инвариант. Фактически, интеллект пользователей, в результате своей экспансии, организует в кэш-памяти свой «филиал», с кото-

рым у него общий инвариант, безусловно, есть, и симбиотическое взаимодействие здесь становится формой проявления его экспансии.

В [6] рассматривается модель симбиотических объединений систем естественного и искусственного интеллектов, включенных в организованные и организуемые технические среды, в которой интеллектуальные симбионты являются проявлением различных форм межсистемных объединений различной материальной природы, где проявляется активная форма преобразования и структурирования среды. Там же, в [6] введено понятие диффузного интеллекта как синергетического взаимного объединения искусственного и естественного интеллектов в организованной среде. Введение автором понятия диффузного интеллекта представляется нам наиболее полезным результатом, поскольку процесс диффузии инерционен, а, значит, консервативен, не требует внешней поддержки. Далее автор отмечает, что естественный интеллект активен и избирателен по своей природе; он упрощает среду деятельности до уровня, позволяющего ее операционализировать и тем самым активно преобразовывать в нужном направлении. Проще, чем автор, говоря, - интеллект индуктивен и экспансивен по своей природе, как электричество.

Но по нашему мнению, делить интеллект на интеллект естественный и искусственный неправомерно. С тем же основанием можно было бы делить электрический ток на естественный и искусственный, но ток – есть ток, нет смысла его дифференцировать. То же электричество ещё середине XVIII века считалось неким трудноуловимым флюидом, каким сейчас является интеллект. После открытия лейденской банки в 1745 году электричество научились сохранять, а далее и транспортировать из одной лейденской банки в другую, в конце концов, использовать в промышленных целях и масштабах, и процедура его транспортирования позволила обнаружить способы получения механических эффектов. И хотя физическая сущность электричества до сих пор не определена, это не мешает нам его производить и широко использовать. Следует отметить, если бы электричество не имело планетарного масштаба, то никаких его закономерных проявлений не наблюдалось бы. Неопределённость нейтрализуется избыточностью, закономерность обеспечивается запредельной избыточностью. Такова логистика природы и механизма любой природной закономерности. И мы, предположив планетарный масштаб интеллекта, не будем мучить себя вопросом, что это такое. Пусть этим занимаются метафизики и метаматематики. Пойдём по испытанному пути инженеров-электриков, научимся его накапливать, распространять, короче – использовать. Никто ведь не знает, что такое деньги, но пользуются ими все. Для развития идеи рассмотрим ещё несколько случаев накопления и экспансии интеллекта.

Подход к благоустройству английского парка. Англичане не прокладывают дорожки в новых парках, пока по газонам не походят люди. Потому что люди всё равно ходить будут там, где удобней всего, самым оптимальным по их разумению маршрутам. В результате дорожки не только хранят следы отдельных путников и информацию об их типичных передвижениях, но несут и информацию о характере их интеллектуальных решений по передвижению. Причём эта информация, как проявление общего инварианта, содержит в себе и инструкцию по её применению для следующих путников. В результате экспансии интеллекта путников, в исходно ничем не обусловленной субстанции газонов, образуется филиал интеллекта пешеходов, то есть структуры для действия, превращающиеся в действующие структуры при появлении на них очередных путников.

Яркий пример применения техники для экспансии интеллекта приведён в [7]. «Тележка на колесах со спицами служит не только для перевозки зерна или других грузов; эта тележка «перевозит» замечательную идею «тележки на колесах со спицами» —

из одного сознания в другое». В [8] убедительно доказано, что практически все знания человек получает из коллективного сознания.

В биологии принято считать, что организмы сами организуют себя, - но источником организации, вопреки тому, что утверждает синергетика, отталкивающаяся от неравновесной термодинамики, выступает не хаос, а интеллект. Корректнее говорить, что не растение организует себя, а интеллект, осуществляя экспансию, реализует (обнаруживает) себя в структурах растения.

Теперь, когда для осознания идеи преадаптации посредством трансляции интеллекта сделано всё возможное, покажем её применение к достижению поставленной нами цели, к самоактуализации сетей связи в режиме, опережающем реальное время. Делаем это с учётом, что избыточность всегда будет сопутствовать сетям, обеспечивающим работу системы управления в режиме реального времени. Поскольку инерционность проявляется на всех уровнях реальности, то, как будет показано далее, благодаря этому обстоятельству можно организовать работу сети так, чтобы в сети избыток ресурса не просто был, а концентрировался в нужное время в нужном её месте. И такая непрерывная «нормализация» сетевого ресурса – самоактуализация сети - может быть осуществлена без затрат, посредством синтеза без анализа, как бы по инерции.

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 с помощью средств коммутации станций из простых каналов связи. Простой (несоставной) 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), представляя их рекурсивно: «деталь для построения соединения это 1) простой канал, а также 2) деталь для построения соединения, к которой подключён простой канал.

Созданные соединения не следует разрушать после освобождения, а предлагается сохранять для повторного применения (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, − каналов для удовлетворения новых предпочтений потребителей. В результате такой стратегии, за счёт большей инерционности (активности) предпочтений тех или иных пользователей (транспортных объектов), возникает фильтрующий (вырезающий) «медленный» процесс концентрации пропускной способности на наиболее востребованных направлениях связи, обеспечивается накопление ресурса сетевых соединений между наиболее активными транспортными объектами для работы в наиболее актуальных направлениях связи. Следует отметить, данный «вырезающий процесс» имеет консервативный характер, не требует для своей реализации какого-либо ресурса и реализации процедур анализа, но результат его действия имеет предметно физическую специфику, поскольку, несмотря на свою медленность, он опережает реальное время в части приведения структуры сети в актуальное состояние. Понятно, что не имеет смысла говорить об актуальности в отсутствие какой-либо стабильности, но в отсутствие стабильности предпочтений потребителей предлагаемый способ, по крайней мере, безвреден. При полной же стабильности − актуализироваться не актуально.

В синергетике и биологии популяций симбиотические взаимодействия описываются уравнениями Лотки–Вольтерра. Решение этого уравнения, применительно к

симбиотическому взаимодействию системы с надсистемой создает в среде системы устойчивый динамический ландшафт, называемый в синергетике аттрактором. Но какой-либо практической ценности данные решения в нашем случае не представляют. Аттрактор устойчиво проявляется, но не имеет фиксированной формы. Синтез возможен, если есть фактор, который итожит процесс становления. Фактором, обеспечивающим синтез аттрактора, является стабильность в предпочтениях пользователей, их серийность. Изменяется серийность, меняется и аттрактор. Более ценным для конкретного технологического воплощения является понимание того, что, фактически, здесь происходит экспансия (трансляция) интеллекта пользователя на структуры сети. То есть, самый ценный продукт – интеллект пользователя, который поступает в сеть в результате её симбиотического взаимодействия с потребителями услуг, не «вылетают в трубу» после разового использования. Он накапливается (наследуется, воплощается) в структурах сети, наращивая интеллект сети до уровня интеллекта потребителей, в аспекте готовности к немедленному предоставлению запрашиваемых услуг. Причём, интеллектуализация сети в форме её актуализации, основываясь на инерционности предпочтений потребителей, происходит с опережением реального времени, без затрат каких-либо ресурсов, экологически, без отходов в форме служебного трафика, поскольку необходимый синтез производится без реализации процедур анализа. Важно отметить, что для получения столь существенного преимущества, имеющиеся принципы и методы реализации сетей связи не подлежат коренному пересмотру.

Литература

1. Попов Б.М., Учение о системах и структурах организаций. – Воронеж: Концерн «Созвездие», 2009
2. Мержвинский А.В., Попов Б.М. Сети, самоактулизирующиеся в процессе функционирования// Материалы X международного симпозиума по фундаментальным и прикладным проблемам науки. Том 1, стр. 84-93. – М.: РАН МСМНТ, 2015.
3. Мержвинский А.В., Попов Б.М. Природоподобные технологии в сетях связи// Сборник докладов XXII МНТК «Радиолокация, навигация, связь». 19 - 21 апреля 2016, Том 2, стр. 699-705. Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ» ООО
4. Гельфанд И.М. Два архетипа в психологии человечества // «Экология и жизнь». −2010, №2
5. Бейтсон Г. Экология разума, − М.: Смысл, 2000
6. Сергеев С.Ф. Интеллектуальные симбионты в эргатических системах // Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО. – 2013, № 2 (84). – С. 149–154.
7. Броуди Ричард, Психические вирусы. Как программируют ваше сознание. − М.: Поколение, 2007
8. Попов Б.М. За пределами искусственного интеллекта. – Воронеж: «Концерн «Созвездие», 2016

Сведения об авторах

Мержвинский Альберт Вячеславович (1977 г.р.) – начальник отдела АО «Концерн «Созвездие», окончил Воронежский государственный технический университет в 1999г.
Область научных интересов: средства и системы связи.
E-mail: meralb@mail.ru

Попов Борис Михайлович КГУ, физика.
В настоящее время работает в АО «Концерн «Созвездие».
Область научных интересов – природоподобные технологии
E-mail: bmp49@yandex.ru

УДК 621.375.4

МЕТОДИКА РАЗРАБОТКИ ОКОНЕЧНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ИЗМЕРЕНИЙ С ИЗМЕНЯЕМЫМ ИМПЕДАНСОМ НАГРУЗКИ (LOAD PULL)

А.М. Парменов
АО «ФНПЦ «ННИИРТ»

Аннотация - Рассматривается методика построения СВЧ транзисторных усилителей мощности. Основное внимание уделяется принципам построения согласующих цепей которые могут быть использованы при разработке СВЧ-усилителей мощности. Данный обзор будет полезен инженерам, занимающимся проектированием мощных СВЧ устройств.

Ключевые слова - load pull, СВЧ LDMOS импульсный транзистор, усилитель мощности, согласующая цепь, выходная мощность, диаграмма Смита, S-параметры

METHOD OF DEVELOPING POWER OUTPUT AMPLIFIER BY MEASUREMENT RESULTS WITH VARIABLE LOAD PULL

A. M. Parmenov
FRPC «NNIIRT», JSC

Abstract – Method of constructing microwave transistor power amplifiers is considered here. Main attention is paid to the principles of constructing matching circuits that can be used in the course of developing microwave power amplifiers. This review will be helpful for engineers engaged in design of powerful microwave frequency devices.

Key words – load pull, microwave LDMOS pulse transistor, power amplifier, matching circuit, output power, Smith diagram, S-parameters

Введение

В настоящее время отечественные производители мощных ВЧ и СВЧ транзисторов начали применять системы с изменяемым импедансом нагрузки load pull. Целью изменения импеданса нагрузки является измерение реакции испытуемого устройства - транзистора в зависимости от импеданса нагрузки. При использовании в сочетании с источником сигнала и анализатором (анализатором спектра, измерителем мощности, векторным приемником) load pull может использоваться для измерения таких параметров, как выходная мощность, усиление в зависимости от импеданса нагрузки со стороны испытуемого устройства. Несмотря на то, что в настоящий момент такие измерения не являются сертифицированными и их результаты не включаются в нормативные документы, они позволяют существенно сократить цикл разработки и получить конкурентные преимущества.

Приведена методика разработки оконечного (УМ) усилителя мощности с выходной импульсной мощностью не менее 100Вт в частотном диапазоне 1,26-1,3 ГГц по результатам load pull теста.

Реализация усилителя мощности

УМ реализован на мощных СВЧ LDMOS импульсных транзисторах серии 2П9110, предназначенных для работы в диапазоне частот 1,03-1,55 ГГц. УМ трех каскадный с промежуточной фильтрацией ВЧ сигнала между каскадами встречно-стержневыми фильтрами с волновым сопротивлением 50 Ом. По заказу АО ФНПЦ «ННИИРТ» предприятием-изготовителем АО «НИИЭТ», г. Воронеж были проведены load pull измерения для транзисторов 2П9110А, 2П9110В, 2П9110Д с уровнями выходной мощности 10, 50 и 200 Вт соответственно [1]. Результат для транзистора 2П9110Д приведен в таблице 1.

Задача построения оконечного каскада УМ сводится к оптимизации согласующих цепей (СЦ) и приведения входного и выходного импедансов 50 Ом к оптимальным импедансам транзистора согласно таблице 1.

Таблица 1. Результаты load pull теста для транзистора 2П9110Д

f, МГц	Z_S, Ом	Z_L, Ом	$P_{вых.и}$, Вт	$K_у$, дБ	КПД,%
Режим	$P_{вых.и}$=max при Ксж=1,25		Ксж=1,25	$P_{вых.и}$=220Вт	
1260	2,03-j*5,60	2,17-j*3,82	225	15,2	43,5
1280	2,08-j*5,67	2,03-j*3,87	223	15,5	43,4
1300	2,26-j*5,75	1,90-j*3,89	220	15,8	43,2

Предварительный синтез входной согласующей цепи производился с помощью электронной диаграммы Смита Smith V3.10 на частоте 1,280 ГГц. Трансформация осуществляется несимметричными микрополосковыми линиями. Структура преобразования Г-образный фильтр низкой частоты (ФНЧ). Материал подложки Arlon AD600, толщина 0,508 мм , ε=6,15. Результат преобразования импеданса 50 Ом к входному импедансу транзистора представлен на рисунке 1.

Существует неограниченное количество способов трансформации импедансов, но следует учитывать следующие факторы:

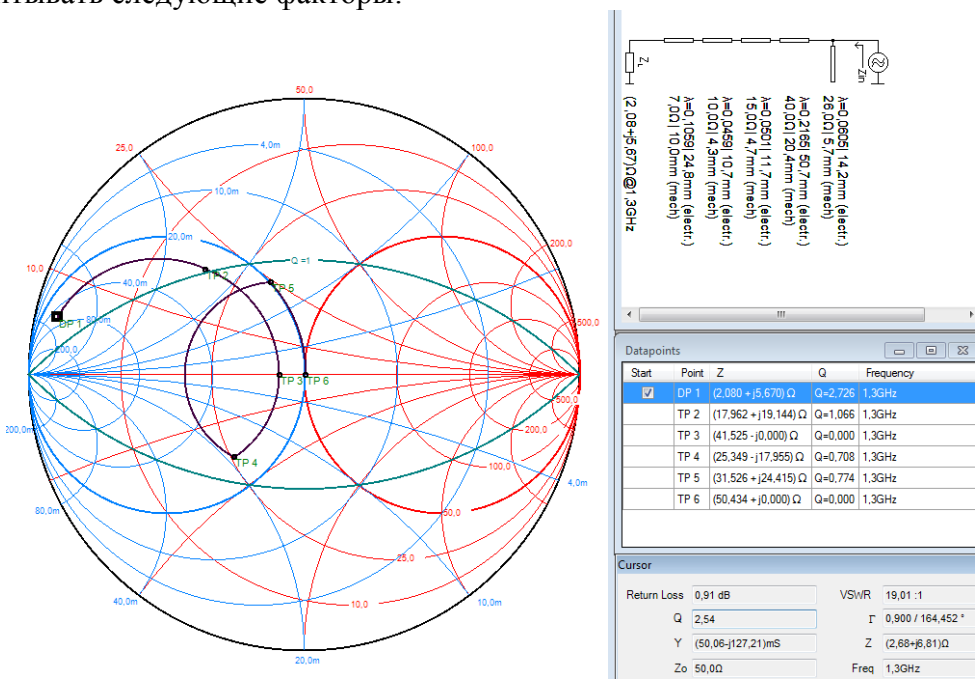


Рисунок 1 – Преобразование оптимального импеданса транзистора к импедансу 50 Ом.

Согласующие цепи, дуги импеданса, которых проходят ближе к оси действительных чисел, обладают лучшей полосой. Например, применение бесконечного числа звеньев приведет к тому, что дуга будет практически совпадать с осью действительных значений, добротность будет равна нулю, а полоса бесконечной. Применение бесконечного числа звеньев позволяет согласовывать чисто активные нагрузки без реактивной составляющей, но для нагрузок с реактивной составляющей полоса всегда ограничена [2]. Слишком высокая добротность приводит к уменьшению полосы и увеличению потерь в цепи из-за больших токов в резонансе. Высокая нагруженная добротность появляется при использовании однозвенных цепей согласования.

Представленная структура преобразования является многозвенной, лежащей в дуге добротности Q<3, что является компромиссным вариантом, позволяющим избежать резонансных явлений и расширить полосу СЦ.

Далее полученная структура была оптимизирована в среде Microwave Office (MWO) с учетом цепей питания. Цепи питания реализованы как высокоомные четверть волновые линии с радиальными короткозамыкателями, оптимизированными на частоту 1,280 ГГц. Цепи питания дополнительно шунтированы пятью конденсаторами номиналом 10 мкФ.

Результаты оптимизации показаны на рисунке 2. S_{11} – КСВ входа при работе на импеданс транзистора Z_{SVT} = 2,08+j*5,67 (следует обратить внимание, что знак мнимой части при этом меняется на противоположный, т.к. это уже импеданс ответной части линии согласования). S_{21} - коэффициент передачи с 50-омного входа на транзистор.
S_{31} – коэффициент передачи с цепи питания на 50-омный вход.

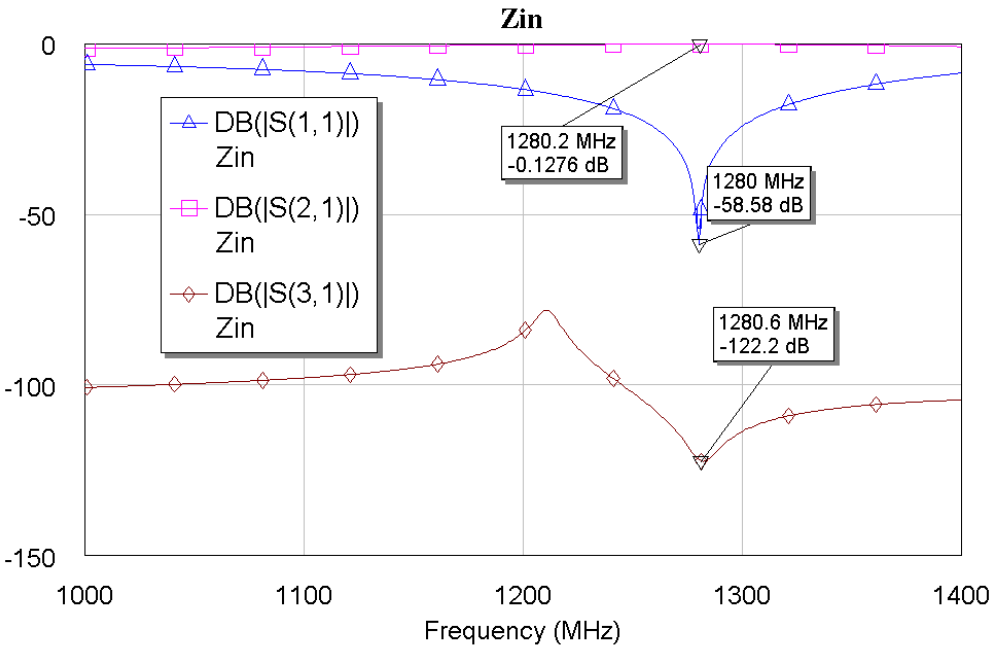


Рисунок 2. Оптимизация входной согласующей цепи.

Расчет выходной согласующей цепи производился аналогичным образом, исходя из аналогичных рассуждений.

Полученная топология, дополненная цепями питания, подстроечными элементами и вентилем на выходе усилителя, представлена на рисунке 3.

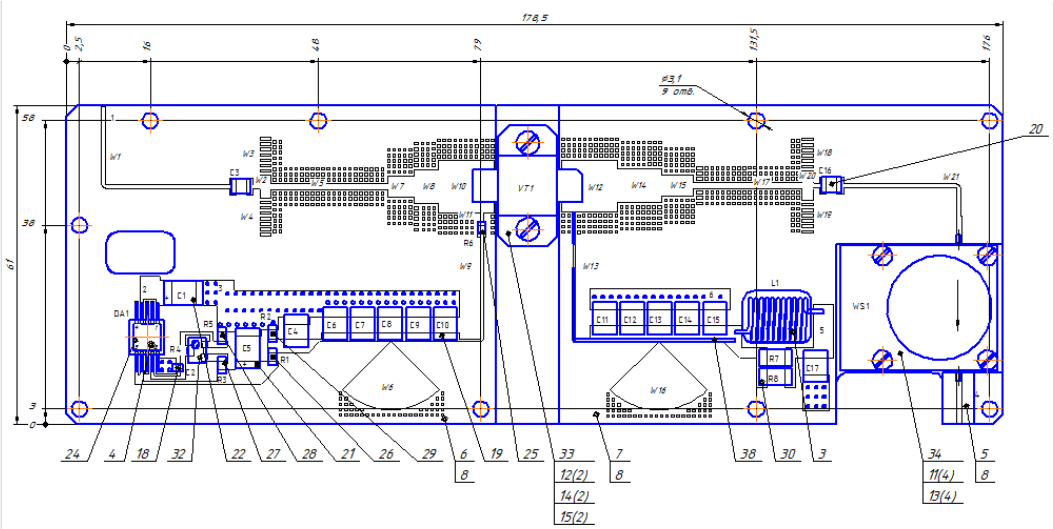


Рисунок 3 – Внешний вид оконечного каскада УМ.

Ключевыми параметрами выбранной компоновки СЦ является отсутствие резких переходов волновых сопротивлений участков микрополосковых линий. Это позволяет не учитывать электромагнитные явления на границе таких переходов.

Заключение

Таким образом, была рассмотрена методика разработки УМ, основанная только на результатах load pull теста для транзисторов серии 2П9110. Наличие результатов load pull теста за счёт быстрого и эффективного моделирования сокращает число этапов аппаратного макетирования, необходимых для достижения окончательной конструкции. Методика load pull позволяет избежать ошибок линейного моделирования с использованием S-параметров, кроме того, дает возможность изучить различные режимы работы транзистора.

Литература

1. Номенклатура мощных ВЧ и СВЧ LDMOS транзисторов АО «НИИЭТ». Изделия электронной техники. Режим доступа: http://www.niiet.ru/transistors

2. Риа Р. Практические вопросы проектирования радиочастотных схем (комплект из 3 обучающих CD), SciTech/Noble, Роли (Северная Каролина), 2003.

Сведения об авторе

Парменов Андрей Михайлович родился в городе Горьком в 1981 г., в 2004 г. окончил Радиофизический факультет Нижегородского государственного университета им. Лобачевского по специальности радиофизика и электроника. В настоящее время работает в АО «ФНПЦ «ННИИРТ» в должности инженера 1к., занимается разработками нелинейного радиолокатора, подповерхностного георадара переднего обзора. В сферу научных интересов входят вопросы распространения электромагнитных волн ни границе раздела двух сред.

РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН В ПРОСТРАНСТВЕ

А.С. Немова, А.А. Столяров

Аннотация. Рассматриваются теоретические вопросы пространственной обработки сигналов в современных и перспективных системах беспроводной сотовой (мобильной) связи. Значительное место уделяется обработке сигналов в MIMO (Multiple Input Multiple Output) системах. Изучаются основные характеристики систем связи (пропускная способность, вероятность битовой ошибки и т.д.)

The summary. Discusses the theoretical issues of spatial signal processing in the current and future cellular systems wireless communication. An important place is given to the processing of signals in MIMO-systems. Examines the main characteristics of communication systems.

Беспроводные цифровые коммуникации находятся в фазе бурного развития. Они становятся одним из главных и важных направлений изучения и модернизации. К достоинствам беспроводных сетей относятся быстрота проектирования и развертывания, отсутствие громоздкого, тяжелого и дорогостоящего материала (медный или волоконно-оптический кабель). Толчком к развитию послужило интенсивное распространение глобальной сети Интернет и внедрение новых, прогрессивных методов кодирования, модуляции и передачи информации. Сейчас можно точно сказать, что беспроводные сети находятся вне конкуренции по мобильности, цене и ряда возможных приложений, а также сравнительно экономические затраты. Из-за развития высоких технологий системы беспроводной связи возникает интерес к рассмотрению наиболее распространенных и перспективных систем беспроводных сетей. А так же рассмотрим насущные проблемы передачи данных и пути их решения.

Одной из главных проблем в области беспроводных систем связи является значительное увеличение скорости передачи данных и уменьшение вероятности ошибки передачи информации. Данная проблема особенно актуальна в сотовых беспроводных системах связи. Решением является расширение частотной полосы или увеличение излучаемой мощности, но они исчерпали себя в связи с высокой стоимостью частотных диапазонов и требований биологической защиты.

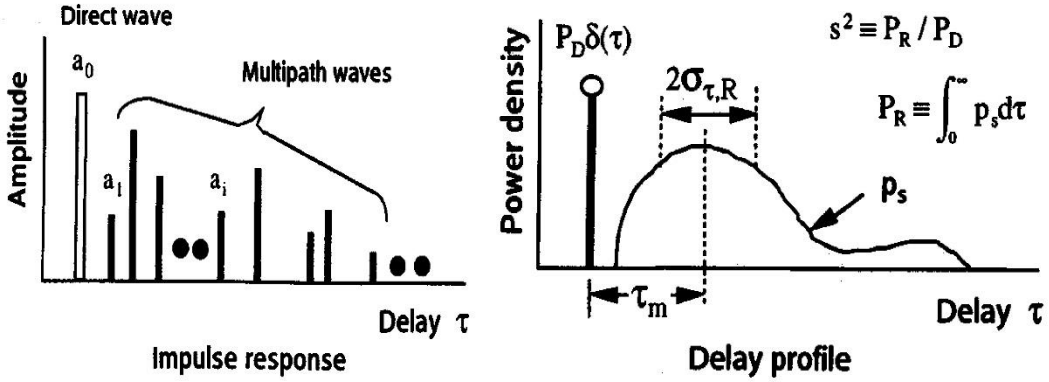
Ошибки передачи информации можно существенно уменьшить с помощью разнесенного приема или передачи сигналов несколькими антеннами, расстояние между которыми выбирается таким, чтобы обеспечить слабую корреляцию замираний сигналов в этих антеннах. Замирание происходит, когда среда распространения меняется в зависимости от времени. Ландшафт работы определяет уровень замирания (открытая местность, плотная листва, здания, рельеф). Мелкомасштабное замирание происходит, когда приемник получает многократные копии сигналов из-за отражения. Данное явление происходит, когда получатель и отправитель находятся на небольшом расстоянии. Мелкомасштабное замирание называют Релеевским и в рамках статистики огибающей амплитуды применяют Релеевскую функцию плотности вероятности. Принятый сигнал будет суммой большого количества векторов с одинаковой амплитудой и случайной фазой. Такие замирания проявляются несколькими способами: путем расширения цифровых импульсов и посредством переменного во времени поведения канала, вызванного движением мобильной станции [1]. Оба способа можно изучать с помощью полосы когерентности в частотной области, а во временной с помощью времени задержки.

В большинстве случаев радиосвязи ведется на больших расстояниях. В том случае, когда прямой сигнал имеет преобладание, то для огибающей применяют функцию плотности Райса. Распределение Райса часто характеризуют параметром К-фактор. К-фактор - это отношение мощности неотраженного сигнала к рассеянной полученной мощности. Если это отношение - ноль, то у нас Релеевское замирание. При $K \to \infty$ канал подобен каналу без замираний, то есть гауссовскому каналу с белым шумом. Такое распределение имеет место, когда есть неотраженный сигнал между передатчиком и приемником, т.е. когда на приемник попадает одна сильная по амплитуде компонента и множество рассеянных компонент.

Для крупномасштабных замираний характерны многие копии сигналов отражаются от объектов вдоль пути распространения сигнала. К таким объектам можно отнести леса, здания и др. При таких замираниях будут потери в тракте, которые зависят от расстояния. Крупномасштабное замирание принято рассматривать как пространственное усреднение мелкомасштабных флуктуаций сигнал [1]. Для уменьшения потерь уменьшают мощность принимаемого сигнала с увеличением расстояния в рамках степенного закона, а отклонение от средних значений можно в рамках логарифмически нормального распределения.

Замирания можно разделить на долговременные (усредненные) и кратковременные (быстрые) [1]. Усредняя быстрые замирания, остается затенение. Это влияние рельефа местности на распространение сигнала.

Также на прием сигнала влияет время задержки сигнала, которое зависит от временного рассеивания сигнала (межсимвольной интерференции). Рассеяние встречается при наличии шероховатой поверхности или объектов, размеры которых малы по сравнению с длиной волны. В городе к таким объектам относятся фонарные столбы, дорожные знаки [1]. Основные характеристики временного рассеяния являются верхняя граница рассеяния и среднеквадратичное значение временного рассеяния, которые видно на рисунках ниже:



Потери в тракте передачи можно определить, как различие в уровнях мощности полученного сигнала и переданного сигнала [2]. Нетрудно заметить, что при увеличении частоты и расстояния потери увеличиваются. Некоторые ландшафты вызывают дополнительные потери в тракте из-за больших объектов (выступы, высокие здание). Такие потери называют потерями от затенения. При замираниях многолучевого распространения и затенения используют модели, предложенные Хатом.

Модели Okumura:

Типичная городская:

$PL(дБ) = 69.55 + 26.16 \log_{10} fc = (44.9 - 6.55\log_{10} h_b)\log_{10} d - 13.82\log_{10} h_b - a(h_m)$,

где *fc* - несущая частота в МГц, d - расстояние в км, h_b - высота базовой станции в метрах, и $a(h_m)$ поправочный коэффициент для высоты антенны приемника h_m , зависящий от местности [2].

для больших городов:

$a(h_m) = 8.29(log_{10}(1.54h_m))^2 - 1.1$ *for* $fc \leq 200$*МГц,*

$a(h_m) = 3.2(log_{10}(11.75h_m))^2 - 4.97$ *for* $fc \geq 400$*МГц*

для малых городов:

$a(h_m) = (1.1log_{10}(fc) - 0.7)h_m - (1.56log_{10}(fc) - 0.8)$

для пригородных районов:

$PL(dB) = 69.55 + 26.16log_{10} f_c =$

$(44.9 - 6.55log_{10} \Delta h_b)log_{10}d - 13.82log_{10} h_b$-a($h_m$) 2($\log_{10}$(fc/28))^2

для сельской местности:

$PL(dB) = 69.55 + 26.16\log_{10} f_c = (44.9 - 6.55\log_{10} h_b)log_{10}d - 13.82\log_{10} h_b$

$-a(h_m) - 4.78(\log_{10} f_c)^2 + 18.33\log_{10}(fc)$

Потери (PL в дБ) выражаются как:

$PL_a = A + 10r\log_{10}(d/d_0) + s$ *для* $d > d_0$,

где $A = 20\log_{10}(4pd_0/л)$, (л - длина волны в метрах), г – это экспонента потерь, вычисляемая как г= (a – b h_b + c / h_b) для h_b между 10 м и 80м (h_b – это высота базовой станции в метрах), d_0 = 100 м и a, b, c – это константы, зависящие от категории местности. s – граница затенения, принимает значения от 8.2 до 10.6 дБ, в зависимости от территории [2].

Три типа территорий:

• Категория А: Холмистая/Умеренная до деревьев высокой плотности [2].

• Категория В: Холмистая/Деревья низкой плотности или Равнинная [2]. Умеренная до деревьев высокой плотности [2].

• Категория С: Равнинная/Деревья низкой плотности [2].

При многолучевом распространении принимаемый сигнал является суперпозицией нескольких сигналов. Такое распространение сигнала показано на рис. 1.

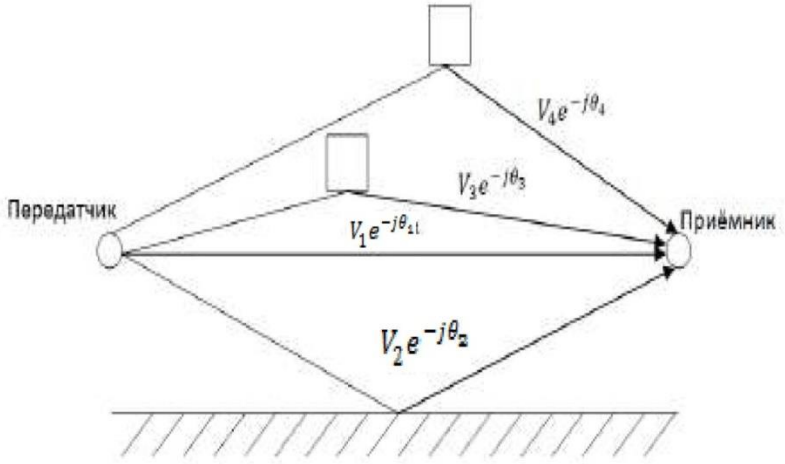


Рис.1. Многолучевое распространение сигнала [3].

На пути у распространяющегося сигнала встречается множество различных объектов. Следовательно, существует множество путей, по которым сигнал может попасть на приёмник. Его можно представить в виде

$$V_c = V_1 e^{-j\theta_1} + V_2 e^{-j\theta 2} + \sum_{k=3}^{N} V_k e^{-j\theta k}$$

Первые два слагаемых называются зеркальными компонентами, а слагаемые под знаком суммы-рассеянными компонентами [3]. Благодаря тому, что зеркальные компоненты попадают на приемник почти напрямую, они наиболее сильные по амплитуде. Рассеянные компоненты отражаются от различных объектов.

Более перспективными, является использование MIMO-систем (Multiple-Input Multiple- Output systems Рис.1)

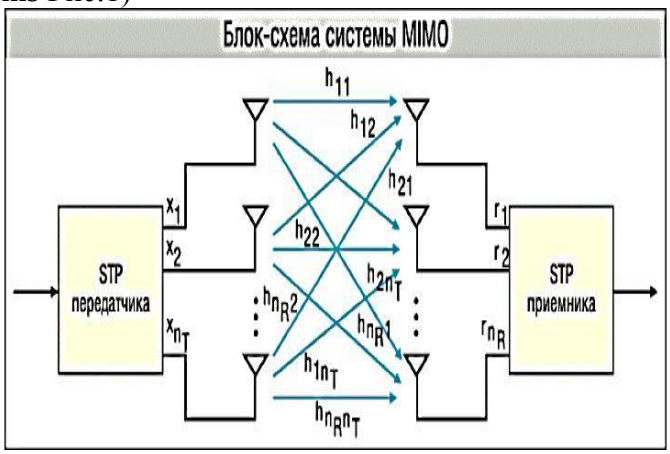


Рис.1. Блок-схема системы MIMO.

В таких системах уменьшение вероятности ошибки осуществляется за счет одновременного разнесения на передачу и на прием. Здесь используется адаптивная пространственная обработка сигналов (пространственное кодирование), которая является относительно новым способом увеличения производительности сетей связи в режиме MIMO. Принцип работы заключается в разделении последовательного цифрового потока на передающей стороне в параллельный поток информационных символов, излучаемых N антеннами передатчика и принимаемых M антеннами приемника.

Пространственно-временное кодирование (ПВК) Spase Time Codes (STC) обеспечивает высокое качество работы системы связи при высоких скоростях передачи информации и движения абонентов. Скорость передачи прямо пропорциональна числу информационных потоков. Однако, недостатком важного достоинства является увеличение вероятности битовой ошибки при фиксированной излучаемой мощности. Поэтому перед разработчиком систем связи всегда имеется проблема обеспечения компромисса между скоростью передачи и вероятностью ошибки. Все дело в том, что каждый собственный канал имеет свое значение ОСШ, так как определяется собственными числами матрицы коэффициентов передачи канала. Поэтому собственные каналы в MIMO-системе имеют разную энергетику, то есть разную мощностью, следовательно, и разную ошибку передачи. На рисунке 2 представлена зависимость вероятности битовой ошибки для каждого собственного канала в зависимости от ОСШ.

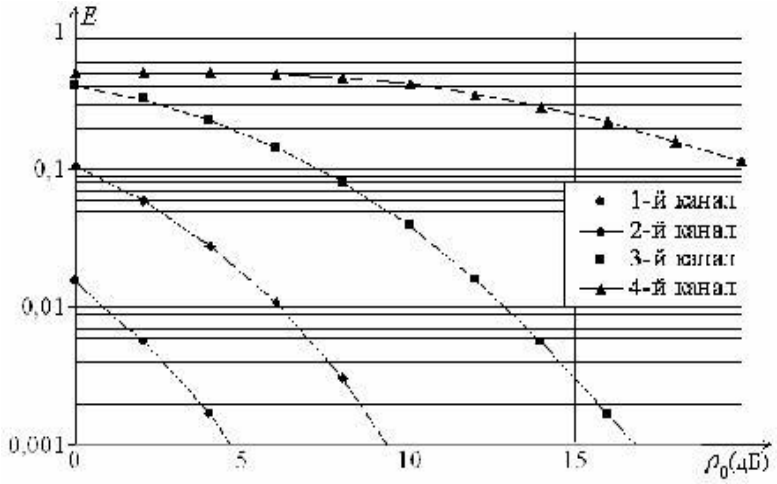


Рис. 2. Вероятность битовой ошибки в собственных каналах в зависимости от ОСШ для MIMO-системы с M=4, N=4.

Например, при ОСШ=5дБ вероятности ошибки в первом и четвертом каналах различаются более чем в 500 раз.

Для оптимизации скорости передачи данных и вероятности битовой ошибки существует два метода. В первом методе во всех собственных каналах MIMO-системы скорость передачи одинакова. Чтобы добиться максимальной скорости передачи необходимо использовать все каналы. Но при этом в энергетически слабых каналах вероятность битовой ошибки растёт, что приводит к увеличению результирующей ошибки всей системы. Для баланса скорости и ошибки можно допустить некоторые потери в скорости и не передавать информацию по слабым каналам. Тем самым мы уменьшим результирующую вероятность битовой ошибки.

В другом методе используется передача информации с адаптивной битовой загрузкой символов. В каждом собственном канале системы выбор скорости передачи осуществляется раздельно. Данный выбор необходимо производить по результатам сравнения выходного ОСШ с заданными порогами, которые можно выбрать из средней скорости передачи системы.

От способа распределения полной мощности P0 зависит пропускная способность, которая достигает максимума при распределении мощности в соответствии с Шенноновским правилом. Мощность каждого собственного канала можно представить как глубину дна чаши, которая будет разной для каждого из них. Чем глубже дно чаши, тем большая часть мощности попадает в этот канал. Тогда и коэффициент передачи у этого канала больше. Такое распределение мощности показано на рисунке 3.

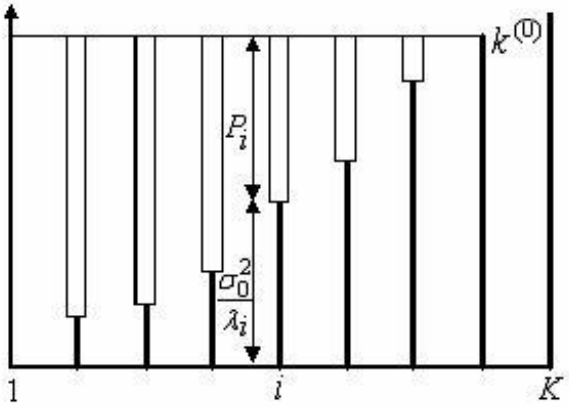


Рис. 3. Распределение мощности между собственным каналами по Шенноновскому правилу.

На пропускную способность также влияют внутрисистемные помехи. Для решения данной проблемы применяют рациональное распределение ресурсных блоков между обслуживаемыми абонентами. Граница Шеннона скорости передачи в присутствие аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) можно рассчитать по формуле:

$$B_1 = W \log_2\left(1 + \frac{P_p L}{N_0}\right),$$

где W – полоса частот; P_p – мощность передатчика полезного сигнала; L – ослабление полезного сигнала между передатчиком и приемником; N_0-спектральная плотность АБГШ [4].

При влиянии соканальных помех потенциальная скорость передачи равна:

$$B_2 = W \log_2\left(1 + \frac{P_p L}{N_0 + \sum_i P_p L}\right),$$

где i – номер источника соканальной помехи; P_p – мощность излучений -ой помехи; L – ослабление i- ой помехи между передатчиком и приемником [4].

Проанализировав приведенные выше формулы, получим выражение для снижение скорости передачи при соканальных помехах:

$$\Delta B = B_1 - B_2 = W \log_2\left(\frac{1 + \frac{P_p L}{N_0 + \sum_i P_p L}}{1 + \left(\frac{N_0}{P_p L} + \frac{\sum_i P_p L}{P_p L}\right)^{-1}}\right) = W \log_2\left(\frac{1 + h}{1 + \left(\frac{1}{h} + \frac{1}{q}\right)^{-1}}\right),$$

Где h - отношение сигнал-шум (SNR); q – отношение сигнал-помеха.

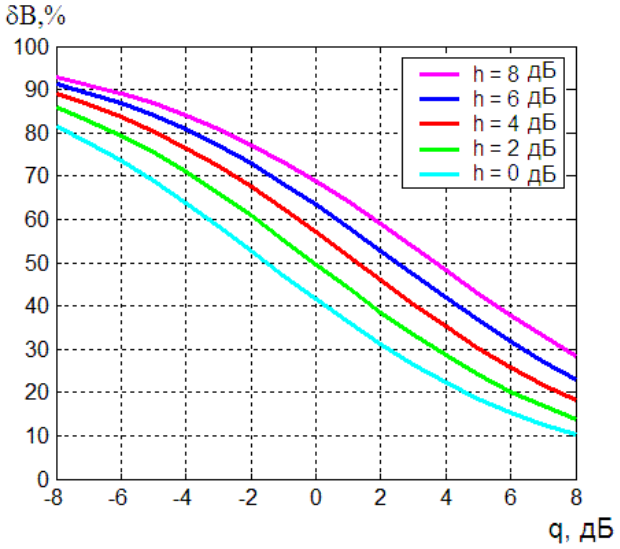


Рис.4. Снижение пропускной способности в зависимости от отношения сигнал-помеха при фиксированном отношении сигнал-шум.

На рис.4 видно, что при q= 0 дБ и h=8 дБ скорость передачи снижается почти на 70%.

На рисунке 5 изображена зависимость средней ПС от ОСШ при разном числе антенн. ПС увеличивается при равном количестве приёмных и передающих антенн M=N. При увеличении только приемных или только передающих антенн пропускная способность значительно не увеличивается, так как в таком случае параллельная передача данных становится невозможной.

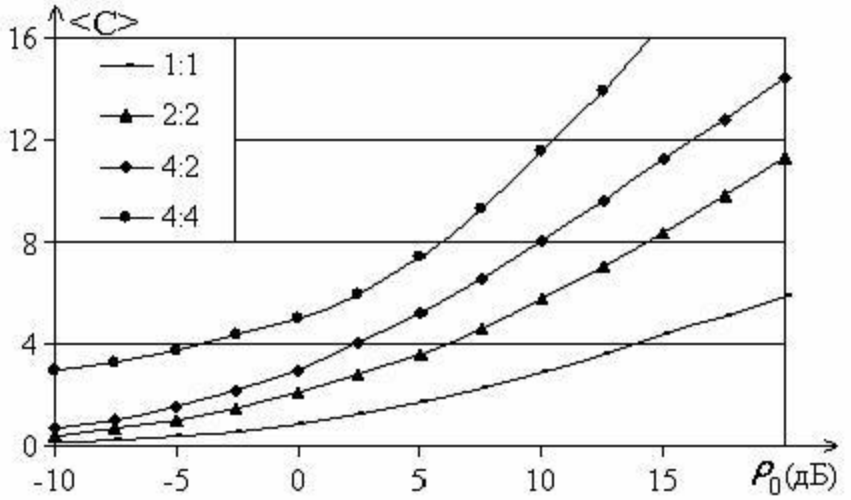


Рис. 4. Средняя ПС MIMO-системы в зависимости от ОСШ при разном числе антенн.

Литература

1. Гавриленко, В.Г. Распространение радиоволн в современных системах мобильной связи / В.Г. Гавриленко, В.А. Яшнов // нижний Новгород. – 2003.
2. Моделирование, оптимизация и информационные технологии Жулябин, Д.Ю. МОДЕЛИ КАНАЛОВ ДЛЯ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ / Д.Ю. Жулябин / научн. журнал. – 2014. - №1(4). – С. 22. - - Режим доступа : http://moit.vivt.ru/, свободный. – Загл. с экрана.
3. Дядюнов, А.Н. Моделирование канала связи беспроводных локальных сетей / А.Н. Дядюнов, Д.В. Смолев // Научный вестник МГТУ ГА. – 2012. - №189. - С.14-22.
4. Крейнделин, В.Б. ТЕХНОЛОГИИ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ/ В.Б. Крейнделин, Л.А. Варукина, Е.Н. Воронков // Москва. – 2011. – С. 45.

Сведения об авторах

	Немова Анастасия Сергеевна Год рождения: 12.12.1994 Образование: Рязанский государственный радиотехнический университет Бакалавр, Радиотехника, 2012-2016 Магистратура, Радиотехника, 2016-2018 Направления научных исследований: технология MIMO, моделирование каналов связи, пространственно-временная обработка сигналов. Место работы: г. Рязань, ОАО «ГРПЗ» E-mail: horek.colupaeva@yandex.ru
	Столяров Александр Александрович Год рождения: 19.12.1994 Образование: Рязанский государственный радиотехнический университет Бакалавр, Радиотехника, 2012-2016 Магистратура, Радиотехника, 2016-2018 Направления научных исследований: пространственно-временная обработка ТВ изображений, обработка многочастотных сигналов. E-mail: kqbik@yandex.ru

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПОТЕРЬ НАВЕДЕНИЯ ПРИЕМНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЕКАМЕТРОВОЙ СВЯЗИ

Чипига А. Ф., Пашинцев В. П., Тишкин С. А., Сенокосов М. А.

Аннотация. Разработана методика, позволяющая установить аналитическую зависимость мощности сигнала на выходе линейной приемной фазированной антенной решетки (ФАР) декаметровой радиолинии от рассогласования направления прихода дискретного луча с направлением максимума диаграммы направленности ФАР и от ее ширины по уровню половинной мощности.

METHOD FOR ESTIMATING THE LOSS OF GUIDANCE OF A RECEIVING PHASED ARRAY OF A DECAMETER COUPLING

Chipiga A. F., Pashintsev V. P., Tishkin S. A., Senokosov M.A .

Annotation. A technique allowing to establish the analytical dependence of the signal power at the output of the linear phased array antenna (FAS) of the decameter radio link from the discrepancy direction of the arrival of the discrete beam with the direction of the maximum of the directivity pattern of the phased array and its width at half power level is developed.

Известно [1-4], что в декаметровых (ДКМ) радиолиниях (РЛ) распространение радиоволн в точку приема может происходить по траектории одного или нескольких дискретных лучей, отраженных от ионосферы. Для повышения помехоустойчивости приема сигналов в ДКМ системах связи с несколькими дискретными лучами целесообразно использовать приемную антенну с узкой диаграммой направленности (ДН), ориентированной так, чтобы принимался только один дискретный луч.

Выбор наклона и ширины ДН приемной антенны в вертикальной плоскости зависит от знания угла прихода дискретного луча $\theta_{\text{р}} = \theta_{\text{ср}} + \Delta\theta_{\text{ср}}$, определяемого его средним значением $\theta_{\text{ср}}$ и относительным отклонением $\Delta\theta_{\text{ср}}$. Среднее значение угла наклона траектории приходящего луча $\theta_{\text{ср}}$ рассчитываются, исходя из регулярных изменений действующих высот отражения ДКМ волны при допущении о сферической слоистости ионосферы в области отражения [1, 2]. Поэтому угол ориентации максимума ДН приемной антенны ($\theta_{\text{А}}$) в вертикальной плоскости выбирается равным рассчитанному среднему значению угла прихода дискретного луча ($\theta_{\text{А}} = \theta_{\text{ср}}$).

Отклонения направления максимума ДН от среднего угла прихода дискретного луча $\Delta\theta_{\text{р}} = \theta_{\text{р}} - \theta_{\text{А}}$ могут быть обусловлены тем, что структура ионосферы не является сферически-слоистой (однородной), а содержит пространственные неоднородности крупного масштаба ($\sim 10 \ldots 10^3$ км). Они вызывают случайные изменения высоты и наклона отражения ДКМ волны от ионосферы, которые могут обуславливать отклонения угла прихода дискретного луча ($\theta_{\text{р}} = \theta_{\text{ср}} + \Delta\theta_{\text{ср}}$) относительно $\theta_{\text{А}} = \theta_{\text{ср}}$ в секторе от $\Delta\theta_{\text{ср}}$=2…3° до 30° [1-3]. Кроме того, отклонения $\Delta\theta_{\text{р}} = \theta_{\text{р}} - \theta_{\text{А}}$ могут возрастать по сравнению с величиной $\Delta\theta_{\text{р}} = \Delta\theta_{\text{ср}}$ при неточном наведении максимума ДН приемной антенны $\theta_{\text{А}} = \theta_{\text{ср}} - \Delta\theta_{\text{А}}$ относительно угла прихода луча $\theta_{\text{р}} = \theta_{\text{ср}} + \Delta\theta_{\text{ср}}$, когда $\Delta\theta_{\text{р}} = \Delta\theta_{\text{ср}} + \Delta\theta_{\text{А}}$ (см. рис.1).

Известно [4], что отличие направления прихода дискретного луча в ДКМ РЛ от направления максимума ДН приемной антенны на величину $\Delta\theta_{\text{р}}$ обуславливают

уменьшение мощности сигнала на выходе антенны (т.е. на входе приемника) P_r на величину коэффициента пространственного рассогласования приемной антенны с приходящей волной $\xi_{\text{пр}} \le 1$. Последний является аналогом пространственных потерь из-за неточности наведения антенны спутниковой связи [6], величина которых $\xi_{\text{пр}} = \psi\left(\Delta\theta_{\text{р}}/\theta_{0,5}\right) \le 1$ зависит от отклонения угла прихода волны $\Delta\theta_{\text{р}}$ относительно ширины ДН приемной антенны по уровню половинной мощности ($\theta_{0,5}$). Поэтому по мере расширения сектора отклонения угла прихода дискретного луча $\Delta\theta_{\text{р}} = \theta_{\text{р}} - \theta_{\text{А}}$ для устранения потерь наведения ДКМ приемной антенны $\xi_{\text{пр}} = \psi\left(\Delta\theta_{\text{р}}/\theta_{0,5}\right)$ необходимо расширять ее ДН ($\theta_{0,5}$). Однако это приведет к уменьшению коэффициента усиления приемной антенны $G_r \sim 1/\theta_{0,5}$ и, следовательно, мощности принимаемого сигнала $P_r \sim G_r\ \xi_{\text{пр}}$.

Целью статьи является разработка методики, позволяющей установить аналитическую зависимость $P_r = \psi(\Delta\theta_{\text{р}}, \theta_{0,5})$ мощности принимаемого сигнала в ДКМ радиолинии от отклонения угла прихода дискретного луча и выбора ширины диаграммы направленности приемной антенны.

Сигнал на выходе передатчика (ПРД) запишем в простейшем виде монохроматического колебания с частотой $\omega_0 = 2\pi\, f_0$ как [7, 8]

$$s_t(t) = \sqrt{2}\,\mathrm{Re}\{\dot{s}_t(t)\} = \sqrt{2}\,\mathrm{Re}\{\dot{S}_t \exp(j\,\omega_0 t)\} = \sqrt{2}\,\mathrm{Re}\{\sqrt{P_t}\exp(j\,\Phi_t)\exp(j\,\omega_0 t)\},$$

где $\dot{S}_t = S_t \exp(j\,\Phi_t)$ – комплексная амплитуда, а $S_t = \sqrt{P_t}$, P_t и Φ_t – амплитуда, мощность и начальная фаза комплексного передаваемого сигнала $\dot{s}_t(t)$.

Для определения мощности сигнала на входе приемника (ПРМ) P_r необходимо учесть специфику распространения ДКМ волны (луча) в ионосфере и рассогласование ее амплитудно-фазового фронта с функцией раскрыва приемной антенны (рис.1), в качестве которой целесообразно рассматривать линейную фазированную антенную решетку (ФАР).

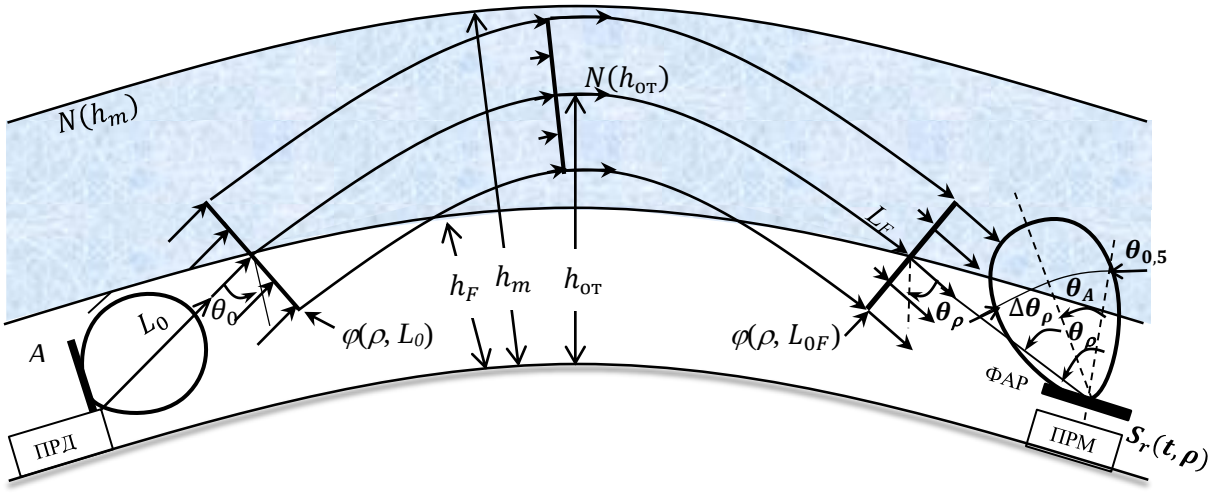


Рис. 1. Процесс распространения ДКМ волны (луча) и рассогласование ее амплитудно-фазового фронта с функцией раскрыва приемной ФАР

Сигнал на входе приемника, т.е. на выходе приемной ФАР, является функцией не только времени, но и пространственных $\rho = (x, y)$ координат $s_r(t, \rho)$. Комплексный пространственно-временной (ПВ) сигнал $\dot{s}_r(t, \rho)$ на выходе антенны

зависит от комплексного поля приходящей на ее вход волны $\dot{u}_r(\rho,t)$ и комплексной функций раскрыва антенны $\dot{I}(\rho)$ как [9]

$$\dot{s}_r(t,\rho)=\dot{u}_r(t,\rho)\dot{I}(\rho)\ , \qquad (1)$$

где $\dot{I}(\rho)=I(\rho)\exp[j\varphi(\rho)]$ описывает амплитудное $I(\rho)$ и фазовое $\varphi(\rho)$ распределение поля (тока) по координатам $\rho=(x,y)$ плоскости раскрыва антенны. Тогда действительный ПВ сигнал на выходе приемной антенны будет иметь вид

$$s_r(t,\rho)=\sqrt{2}\,\mathrm{Re}\{\dot{s}_r(t,\rho)\}=\sqrt{2}\,\mathrm{Re}\{\dot{u}_r(t,\rho)\dot{I}(\rho)\}\,. \qquad (1a)$$

Анализ выражения (1) указывает на возможную причину потерь усиления приемной антенны: уменьшение амплитуды сигнала $s_r(t,\rho)$ на ее выходе в результате рассогласования амплитудно-фазового (АФ) распределения поля в раскрыве антенны $\dot{I}(\rho)=I(\rho)\exp[j\varphi(\rho)]$ с амплитудным $A(\rho)$ и фазовым $\varphi(\rho)$ приходящей волны, определяющих ее комплексное поле [7-9]

$$\dot{u}(t,\ \rho)=A(\rho)\exp\{j[\omega_0 t-\varphi(\rho)]\}\,. \qquad (2)$$

При передаче сигнала $S_t(t)$ с частотой ω_0 и начальной фазой $\Phi_t=0$ в ДКМ диапазоне волн под углом $\theta_0=\theta_{\text{ср}}=\theta_{\text{А}}$ к ионосфере (рис.1) фазовый фронт падающей волны будет плоским $\varphi(\rho,L_0)=\varphi(L_0)=\omega_0\tau_0$, где $\tau_0=L_0/\text{c}$ - время распространения сигнала в свободном пространстве на пути L_0 от передатчика до нижней границы ионосферы.

При учете лишь высотного (h) изменения электронной концентрации $N(h)$ в ионосфере от нижней границы слоя F ($h=h_F$) до высоты максимальной ионизации ($h=h_m$) фронт распространяющейся волны остается плоским, но вследствие рефракции начнет наклоняться и на высоте отражения ($h_{\text{от}}$) развернется в сторону поверхности Земли. На выходе из ионосферного слоя F фазовый фронт также является плоским [7]

$$\varphi(\rho,L_{0F})=\varphi(L_{0F})=\omega_0\tau_{0F}=\omega_0(\tau_0+\tau_F)=\varphi(L_0)+\varphi(L_F)\,. \qquad (3)$$

Здесь $\tau_F=L_F/cn(h)$ –время распространения сигнала в слое F ионосферы на пути L_F с групповой скоростью $cn(h)$, зависящей от высотного изменения коэффициента преломления ионосферы $n(h)=\sqrt{1-80{,}8N(h)/f_0^2}$. Очевидно, что фазовый фронт волны, приходящей к приемной антенне, будет плоским $\varphi(\rho,L_p)=\varphi(L_{\text{р}})=\omega_0\tau_{\text{р}}$, где $\tau_{\text{р}}=2\tau_0+\tau_F$ - время распространения сигнала на пути $L_{\text{р}}=2L_0+L_F$ от передатчика до приемной антенны.

Амплитудный фронт волны, приходящей на вход приемной антенны, будет плоским $A(\rho,L_p)=A_0(L_p)$ и определяется мощностью передаваемого сигнала (P_t) и коэффициентом ослабления приходящей волны ($K_{\text{ос}\,p}$) как [2,3]

$$A_0(L_p)=\sqrt{P_tK_{\text{ос}\,p}}=\sqrt{960(\pi/\lambda_0)^2P_tG_t\eta_tW_0^2(L_p)W_{\text{п}}^2}\equiv\sqrt{960(\pi/\lambda_0)^2P_tG_t\eta_tW_0^2W_{\text{п}}^2}\,, \qquad (4)$$

$$K_{\text{ос}\,p}=960(\pi/\lambda_0)^2G_t\eta_tW_0^2(L_p)W_{\text{п}}^2\equiv960(\pi/\lambda_0)^2G_t\eta_tW_0^2W_{\text{п}}^2\,. \qquad (5)$$

Здесь G_t и η_t - коэффициент усиления передающей антенны и КПД ее фидера, $W_0^2(L_p)=(\lambda_0/4\pi L_{\text{р}})^2=[\lambda_0/4\pi(2L_0+L_F)]^2\equiv W_0^2$ - множитель ослабления ДКМ волны длиной $\lambda_0=c/f_0$ при распространении в свободном пространстве по пути $L_{\text{р}}=2L_0+L_F$; $W_{\text{п}}^2$ - дополнительный множитель, учитывающий поглощение волны в ионосфере.

Чтобы определить комплексное поля принимаемой волны $\dot{u}_r(\rho,t)$, проанализируем детально процесс прихода дискретного луча с плоским амплитудным $A_0(L_p)$ и фазовым фронтом $\varphi(L_p)=\omega_0\tau_p$, на раскрыв линейной эквидистантной $(d=const)$ приемной ФАР (рис.2)

Приемная ФАР содержит N элементарных электрических вибраторов (ЭЭВ), или рупоров P_n (где $n=1..N$), удаленных от первого P_1 на расстояние $\rho_n=(n-1)d$ [10]. Общая длина ФАР равна $L_A=(N-1)d$. Каждый элемент ФАР помимо ЭЭВ содержит умножитель на комплексный весовой коэффициент $\dot{J}(\rho_n)$, реализуемый, например, с помощью делителя напряжения и фазовращателя.

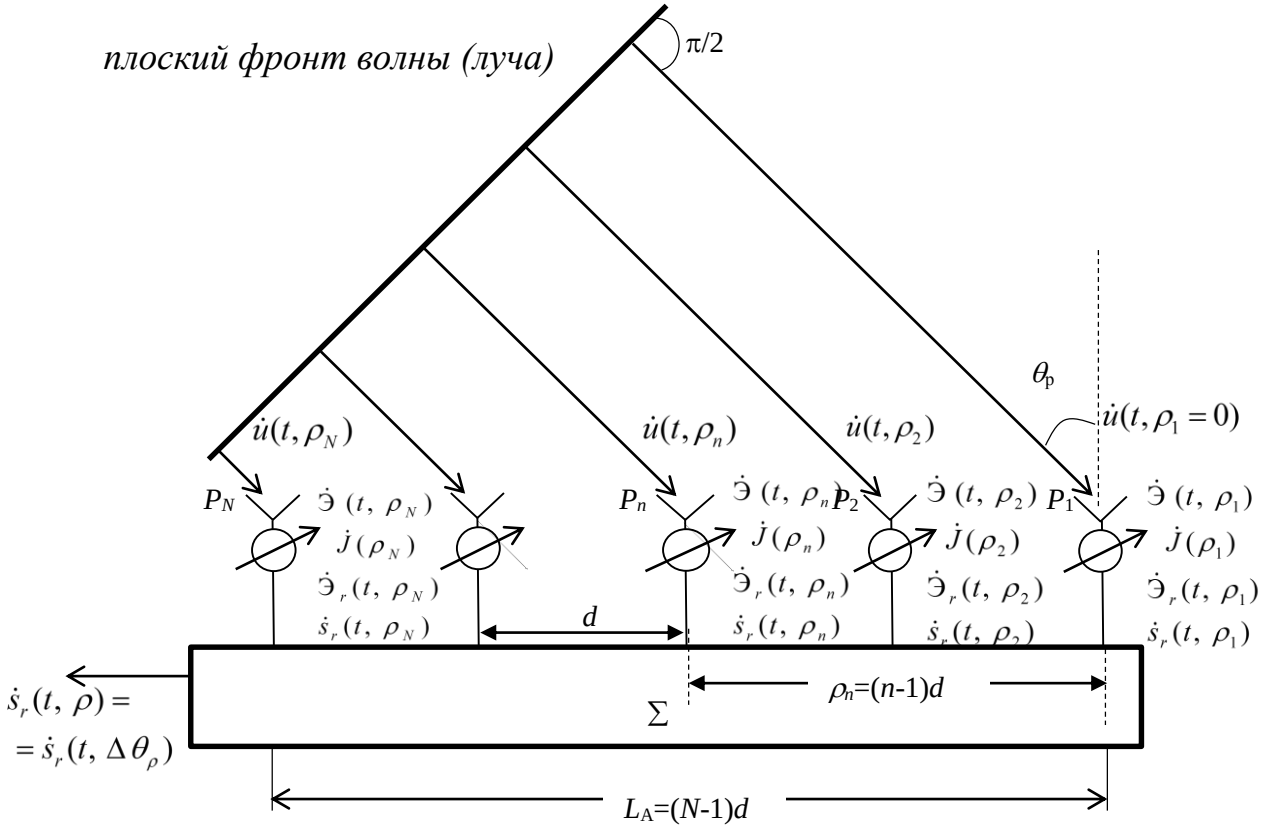


Рис.2. Процесс прихода дискретного луча на раскрыв линейной эквидистантной приемной ФАР

В соответствии с рисунками 1 и 2 и выражениями (2-5), при приходе дискретного луча к ФАР комплексное поле плоской волны в точке размещения 1-го рупора $(\rho_1=0)$ описывается выражением

$$\dot{u}(t)=\dot{u}(t,\ \rho_1=0)=A_0(L_p)\exp\{j[\omega_0 t-\varphi(L_p)]=\sqrt{P_t K_{\text{оc}p}}\exp[j\omega_0(t-\tau_p)], \qquad (6)$$

Согласно рис.2 под действием поля (6) на выходе 1-го ЭЭВ наводится комплексная ЭДС, определяемая как [11]

$$\dot{Э}(t,\rho_1=0)=\dot{u}(t,\rho_1=0)l_{\text{дг}1}\dot{F}_{r1}(\Delta\theta_p)=\dot{u}(t,\rho_1=0)\left[(\lambda_0/\pi)\sqrt{G_{r1}\eta_r R_r/120}\ \right]\sin\theta_p,, \qquad (7)$$

где $l_{дr1}=(\lambda_0/\pi)\sqrt{G_{r1}\eta_r R_r/120}$ - действующая длина приемного единичного ЭЭВ (рупора) с коэффициентом усиления G_{r1}, КПД фидера η_r и сопротивлением нагрузки R_r; $\dot{F}_{r1}(\theta_p)=\sin\theta_p \le 1$ - нормированная ДН единичного ЭЭВ в направлении прихода волны θ_p. В результате умножения этой ЭДС на комплексный весовой коэффициент 1-го умножителя $\dot{J}(\rho_1)$ на выходе 1-го элемента ФАР формируются комплексная ЭДС и сигнал следующего вида:

$$\dot{Э}_r(t,\rho_1=0)=\dot{Э}(t,\rho_1=0)\,\dot{J}(\rho_1=0)=\dot{u}(t,\rho_1=0)\,l_{дr1}\,\dot{F}_{r1}(\theta_p)\dot{J}(\rho_1=0); \quad (8)$$

$$\dot{S}_r(t,\rho_1=0)=\dot{Э}_r(t,\rho_1=0)/\sqrt{8R_r}=\dot{Э}_r(t,\rho_1=0)\dot{J}(\rho_1=0)/\sqrt{8R_r}. \quad (9)$$

Из выражений (1) и (6-10) следует, что комплексная функция раскрыва (АФ распределение токов) и комплексный сигнал на выходе 1-го рупора (рис. 2) описываются выражениями вида:

$$\dot{I}(\rho_1=0)=l_{дr1}\,\dot{F}_{r1}(\theta_p)\,\dot{J}(\rho_1=0)/\sqrt{8R_r}=\left[(\lambda_0/4\pi)\sqrt{G_{r1}\eta_r/60}\right]\dot{F}_{r1}(\theta_p)\dot{J}(\rho_1=0), \quad (10)$$

$$\begin{aligned}\dot{s}_r(t,\,\rho_1=0)&=\dot{u}(t,\,\rho_1=0)\cdot\dot{I}(\rho_1=0)=\\&=\sqrt{P_tK_{\text{ос}p}}\exp[j\omega_0(t-\tau_p)]\cdot\left[(\lambda_0/4\pi)\sqrt{G_{r1}\eta_r/60}\right]\dot{F}_{r1}(\theta_p)\dot{J}(\rho_1=0)=\\&=\sqrt{P_tK_{\text{ос}1}}\exp[j\omega_0(t-\tau_p)]\dot{F}_{r1}(\theta_p)\dot{J}(\rho_1=0).\end{aligned} \quad (11)$$

Здесь, в отличие от (4, 5), амплитуда сигнала на выходе 1-го рупора определяется коэффициентом ослабления ($K_{\text{ос}1}$), который учитывает коэффициент усиления единичного рупора приемной антенны G_{r1} и КПД его фидера η_r как

$$\sqrt{P_tK_{\text{ос}1}}=\sqrt{P_tK_{\text{ос}p}}\cdot\left[(\lambda_0/4\pi)\sqrt{G_{r1}\eta_r/60}\right]=\sqrt{P_tG_t\eta_tG_{r1}\eta_rW_0^2W_{\text{п}}^2}. \quad (12)$$

Согласно рис. 2 при приходе плоского фронта волны к n-му элементу ФАР, размещенному в точке ρ_n, его комплексное поле будет отличаться от (6) лишь опережением времени прихода волны на величину [11-13]

$$\Delta t_n=(\rho_n/c)\sin\theta_p=[(n-1)\,d/c]\sin\theta_p,$$

которая соответствует пространственному набегу фазы волны с частотой $\omega_0=2\pi f_0=k_0\,c=(2\pi/\lambda_0)c$ на величину

$$\Delta\varphi_n=\omega_0\Delta t_n=\omega_0(\rho_n/c)\sin\theta_p=2\pi(\rho_n/\lambda_0)\sin\theta_p=k_0\,\rho_n\sin\theta_p. \quad (13)$$

Поэтому комплексное поле плоской волны в точке размещения *n*-го рупора (ρ_n) описывается выражением

$$\begin{aligned}\dot{u}(t,\,\rho_n)&=A_0(L_p)\exp\{j[\omega_0 t-\varphi(L_p)+\Delta\varphi_n]=A_0(L_p)\exp[j\omega_0(t-\tau_p+\Delta t_n)]=\dot{u}(t,0)\exp(j\omega_0\Delta t_n)=\\&=\dot{u}(t,0)\exp[j\,k_0\rho_n\sin\theta_p)]=\sqrt{P_tK_{\text{ос}p}}\exp[j\omega_0(t-\tau_p)]\exp[j\,k_0\rho_n\sin\theta_p)],\end{aligned} \quad (14)$$

которое отличается от (6) лишь последним сомножителем $\exp[j\,k_0\rho_n\sin\theta_p)]$.

По аналогии с (7-11) комплексная функция раскрыва и комплексный сигнал на выходе *n* -го рупора описываются выражениями вида:

$$\dot{I}(\rho_n)=l_{дr1}\,\dot{F}_{r1}(\Delta\theta_i)\,\dot{J}(\rho_n)/\sqrt{8R_r}=\left[(\lambda_0/4\pi)\sqrt{G_{r1}\eta_r/60}\right]\dot{F}_{r1}(\theta_p)\dot{J}(\rho_n), \quad (15)$$

$$\begin{aligned}\dot{s}_r(t,\,\rho_n)&=\dot{u}(t,\,\rho_n)\cdot\dot{I}(\rho_n)=\dot{u}(t,0)\exp[j\,k_0\rho_n\sin\theta_p)]\dot{I}(\rho_n)=\\&=\sqrt{P_tK_{\text{ос}1}}\exp[j\omega_0(t-\tau_p)]\dot{F}_{r1}(\theta_p)\dot{J}(\rho_n)\exp(j\,k_0\rho_n\sin\theta_p).\end{aligned} \quad \ldots\ldots(16)$$

Сравнительный анализ выражений для комплексных сигналов на выходе 1-го (11) и *n* -го (16) рупора позволяет записать последнее выражение как

$$\dot{s}_r(t,\ \rho_n) = \dot{s}_r(t,\ \rho_1 = 0)\exp(j\,k_0\rho_n \sin\theta_p)\dot{J}(\rho_n)\big/\dot{J}(\rho_1 = 0). \qquad (17)$$

Согласно рис. 2 при приходе дискретного луча к приемной ФАР комплексный ПВ сигнал на ее выходе $\dot{s}_r(t,\rho)$ формируется в сумматоре $(\sum)$, на вход которого подаются ПВ сигналы $\dot{s}_r(t,\rho_n)$ с выходов всех элементов ФАР. В результате суммирования *N* сигналов вида (17), получим:

$$\begin{aligned}\dot{s}_r(t,\rho) &= \sum_{n=1}^{N}\dot{s}_r(t,\rho_n) = \sum_{n=1}^{N}\dot{s}_r(t,\ \rho_1 = 0)\dot{J}(\rho_n)\exp(j\,k_0\rho_n \sin\theta_p)\,/\,\dot{J}(\rho_1 = 0) = \\ &= \dot{s}_r(t,\ \rho_1 = 0)\,\dot{f}_c(\theta_p)\,/\,\dot{J}(\rho_1 = 0) = \sqrt{P_t K_{\text{oc1}}}\exp[j\,\omega_0(t-\tau_p)]\dot{F}_{r1}(\theta_p)\,\dot{f}_c(\theta_p),\end{aligned} \qquad (18)$$

где

$$\dot{f}_c(\theta_p) = \sum_{n=1}^{N}\dot{J}(\rho_n)\exp(j\,k_0\rho_n \sin\theta_p) \qquad (19)$$

- комплексный множитель линейной системы (решетки).

Максимальное значение множителя решетки ($\dot{f}_c(\theta_p) = \dot{f}_{c\,\max}$) обеспечивается при ориентации максимума ДН под углом $\theta_A = \theta_p$, равным углу прихода дискретного луча. В этом случае весовые коэффициенты в раскрыве ФАР должны иметь комплексно – сопряженный характер [12]

$$\dot{J}(\rho_n) = J(\rho_n)\exp[j\,\varphi(\rho_n)] = 1\cdot\exp(-j\,k_0\rho_n \sin\theta_p),$$

что обеспечивает максимальное значение множителя решетки (19)

$$\dot{f}_{c\max} = \sum_{n=1}^{N}\dot{J}(\rho_n)\exp(j\,k_0\rho_n \sin\theta_p) = \sum_{n=1}^{N}1\cdot\exp(-j\,k_0\rho_n \sin\theta_p)\exp(j\,k_0\rho_n \sin\theta_p) = N.$$

Тогда нормированное значение множителя решетки описывается выражением

$$\dot{F}_c(\theta_p) = \dot{f}_c(\theta_p)\,/\,f_{c\max} = (1/N)\sum_{n=1}^{N}\dot{J}(\rho_n)\exp(j\,k_0\,\rho_n \sin\theta_p) \le 1. \qquad (20)$$

и принимаемый ПВ сигнал (18) можно записать как

$$\begin{aligned}\dot{s}_r(t,\rho) &= \sqrt{P_t K_{\text{oc1}}}\exp[j\,\omega_0(t-\tau_p)]\dot{F}_{r1}(\theta_p)\dot{F}_c(\theta_p)\,f_{c\,\max} = \\ &= \sqrt{P_t K_{\text{oc}}}\exp[j\,\omega_0(t-\tau_p)]\dot{F}_{r1}(\theta_p)\dot{F}_c(\theta_p) = \sqrt{P_t K_{\text{oc}}}\exp[j\,\omega_0(t-\tau_p)]\dot{F}_r(\theta_p),\end{aligned} \qquad (21)$$

где

$$K_{\text{oc}} = K_{\text{oc1}}\cdot f_{c\,\max} = K_{\text{oc1}}\cdot N = G_t\eta_t G_{r1} N\eta_r W_0^2(L_p)W_{\text{п}}^2 = G_t\eta_t G_r\eta_r W_0^2 W_{\text{п}}^2 \qquad (22)$$

- коэффициент ослабления мощности передаваемого сигнала с учетом коэффициента усиления N - элементной приемной ФАР ($G_r = G_{r1}N$)

$$\dot{F}_r(\theta_p) = \dot{F}_{r1}(\theta_p)\dot{F}_c(\theta_p) \approx \dot{F}_c(\theta_p) = (1/N)\sum_{n=1}^{N}\dot{J}(\rho_n)\exp(j\,k_0\,\rho_n \sin\theta_p) \le 1 \qquad (23)$$

- нормированная ДН приемной ФАР (которая определяется нормированным значением множителя решетки $\dot{F}_c(\theta_p)$, поскольку обычно [11] нормированная ДН по напряженности (полю) единичного элемента ФАР в направлении прихода волны $\dot{F}_{r1}(\theta_p) \approx 1$).

В общем случае функция раскрыва приемной ФАР рассогласована с плоским фронтом падающей волны на угол $\Delta\theta_p = \theta_p - \theta_A$, например, из-за неточного наведения

антенны, либо изменения высоты или угла отражения волны от ионосферы. Тогда АФ распределение тока в раскрыве ФАР будет описываться выражением

$$\dot{J}(\rho_n) = J(\rho_n)\exp[j\phi(\rho_n)] = 1\cdot \exp(-j k_0 \rho_n \sin\theta_A) = \exp[-j k_0 \rho_n \sin(\theta_p - \Delta\theta_p)]$$

Это обеспечивает максимальное значение множителя решетки при отсутствии рассогласования $\Delta\theta_p$ =0

$$\dot{f}_{c\max} = \dot{f}_c(\Delta\theta_p = 0) = \sum_{n=1}^{N} \dot{J}(\rho_n)\exp(j k_0 \rho_n \sin\theta_p) =$$

$$= \sum_{n=1}^{N} 1\cdot \exp(-j k_0 \rho_n \sin\theta_p)\exp(j k_0 \rho_n \sin\theta_p) = \sum_{n=1}^{N} 1 = N,$$

а нормированная ДН приемной ФАР (23) принимает значение меньше единицы

$$\dot{F}_r(\theta_p) = (1/N)\sum_{n=1}^{N} \dot{J}(\rho_n)\exp(j k_0 \rho_n \sin\theta_p) =$$

$$= (1/N)\sum_{n=1}^{N} \exp(-j k_0 \rho_n \sin\theta_A)\exp(j k_0 \rho_n \sin\theta_p) = \qquad (24)$$

$$= (1/N)\sum_{n=1}^{N} \exp[j k_0 \rho_n (\sin\theta_p - \sin\theta_A)] < 1.$$

При малых отклонениях $\Delta\theta_p = \theta_p - \theta_A$ максимума ДН приемной ФАР (θ_A) от направления прихода дискретного луча (θ_p), когда $\sin\theta_p - \sin\theta_A \approx \Delta\theta_p \cos\theta_A$, нормированная ДН приемной ФАР (24) определяется как функция углового рассогласования $\Delta\theta_p$:

$$\dot{F}_r(\theta_p) \equiv \dot{F}_r(\Delta\theta_p) = (1/N)\sum_{n=1}^{N} \exp[j k_0 \rho_n (\sin\theta_p - \sin\theta_A)] \approx$$

$$\approx (1/N)\sum_{n=1}^{N} \exp[j k_0 \rho_n (\Delta\theta_p \cos\theta_A)] \le 1. \qquad (25)$$

В соответствии с (25) принимаемый ПВ сигнал (21) можно записать как функцию углового рассогласования ($\Delta\theta_p$) в виде

$$\dot{s}_r(t,\rho) = \sqrt{P_t K_{\text{ос}}}\exp[j\omega_0(t-\tau_p)]\dot{F}_r(\theta_p) = \sqrt{P_t K_{\text{ос}}}\exp[j\omega_0(t-\tau_p)]\dot{F}_r(\Delta\theta_p) =$$

$$= \sqrt{P_t K_{\text{ос}}}\exp[j\omega_0(t-\tau_p)](1/N)\sum_{n=1}^{N}\exp[j k_0 \rho_n (\Delta\theta_p \cos\theta_A)] \equiv \dot{s}_r(t,\Delta\theta_p). \qquad (26)$$

В соответствии с (26) и (22, 25) мощность ПВ сигнала на выходе приемной ФАР определяется как

$$P_r(t,\rho) = |\dot{s}_r(t,\rho)|^2 \equiv |\dot{s}_r(t,\Delta\theta_p)|^2 = P_r(t,\Delta\theta_p) = \left|\sqrt{P_t K_{\text{ос}}}\exp[j\omega_0(t-\tau_p)]\dot{F}_r(\Delta\theta_p)\right|^2 =$$

$$= P_t K_{\text{ос}}\left|\dot{F}_r(\Delta\theta_p)\right|^2 = P_t G_t \eta_t G_r \eta_r W_0^2 W_{\text{п}}^2 \left|\dot{F}_r(\Delta\theta_p)\right|^2 = P_t G_t \eta_t G_r \eta_r W_0^2 W_{\text{п}}^2 \xi_{\text{пр}}, \qquad (27)$$

где

$$\xi_{\text{пр}} = \left|\dot{F}_r(\Delta\theta_p)\right|^2 = \left|(1/N)\sum_{n=1}^{N}\exp[j k_0 \rho_n (\Delta\theta_p \cos\theta_A)]\right|^2 \le 1 \qquad (28)$$

-коэффициент пространственного рассогласования ДН линейной приемной ФАР с направлением прихода ДКМ волны (дискретного луча).

Достоверность полученного выражения (27) для мощности ПВ сигнала на выходе приемной ФАР подтверждается тем, что оно совпадает по виду с известным [4] выражением. Однако в нем коэффициент пространственного рассогласования

определяется в общем виде $\xi_{\text{пр}} = F_t^2(\theta_1)F_r^2(\theta_2) \le 1$, характеризующем влияние рассогласования ориентации ДН передающей (θ_1) и приемной (θ_2) антенн на уменьшение максимальной мощности P_{rmax} принимаемого сигнала:

$$P_r = P_t G_t \eta_t G_r \eta_r W_0^2 W_{\text{п}}^2 \xi_{\text{пр}} = P_t K_{oc} \xi_{\text{пр}} = P_{\text{rmax}} \xi_{\text{пр}} \le P_{\text{rmax}} \qquad (29)$$

В полученном выражении (27, 28) коэффициент $\xi_{\text{пр}} = \left| \dot{F}_r(\Delta\theta_p) \right|^2 = F_r^2(\Delta\theta_p)$ соответствует нормированной ДН приемной ФАР по мощности и характеризует уменьшение максимальной мощности принимаемого сигнала $P_{\text{rmax}} = P_t K_{oc}$ из-за пространственного рассогласования ДН приемной ФАР с направлением прихода ДКМ волны (дискретного луча) на угол $\Delta\theta_p$.

В соответствии с (28) при согласовании ориентации максимума ДН приемной ФАР (θ_A) с углом прихода дискретного луча (когда $\Delta\theta_p = \theta_p - \theta_A$=0) значение $\xi_{\text{пр}} = \left| \dot{F}_r(\Delta\theta_p = 0) \right|^2$=1, По мере увеличения углового рассогласования $\Delta\theta_p > 0$ или линейного размера ФАР $\rho_n = (n-1)d$ значение $\xi_{\text{пр}} = \left| \dot{F}_r(\Delta\theta_p) \right|^2$<1 , что обуславливает уменьшение мощности принимаемого сигнала (P_{r}) по сравнению с максимальным значением (P_{rmax}). Следует обратить внимание, что согласно (28) коэффициент пространственного рассогласования ДН приемной ФАР с направлением прихода ДКМ волны зависит не только от углового рассогласования $\Delta\theta_p = \theta_p - \theta_A$, но и от угла ориентации максимума ДН приемной антенны θ_{A}. При $\Delta\theta_p = \theta_p - \theta_A = const$ увеличение θ_{A} приводит к уменьшению произведения $\Delta\theta_p \cos\theta_A$ и коэффициента (28) $\xi_{\text{пр}} \sim 1/\Delta\theta_p cos\theta_A$.

Следует отметить, что в системах спутниковой связи (ССС) нормированная ДН приемной антенны чаще всего аппроксимируются выражениями вида [6]

$$\left| \dot{F}_r(\theta) \right|^2 \approx \sin\left(2\theta/\theta_{0,5}\right) \Big/ \left(2\theta/\theta_{0,5}\right) \approx \left[1 + \left(2\theta/\theta_{0,5}\right)^2\right]^{-1} \le 1, \qquad (30\text{а})$$

или [2]

$$\left| \dot{F}_r(\theta) \right|^2 = \exp\left[-2,76\left(\theta/\theta_{0,5}\right)^2\right] \le 1. \qquad (30\text{б})$$

Она характеризует пространственные потери наведения антенны $\xi_{\text{пр}} = \left| \dot{F}_r(\theta) \right|^2 \le 1$, поскольку они обусловлены неточностью наведения максимума ДН приемной антенны на направление прихода волны [6].

В соответствии с (30а) коэффициент пространственного рассогласования ДН приемной ФАР с направлением прихода ДКМ волны (28) можно аппроксимировать выражением

$$\xi_{\text{пр}} = \left| \dot{F}_r(\Delta\theta_p) \right|^2 \approx \left[1 + \left(2\Delta\theta_p cos\theta_A / \theta_{0,5}\right)^2\right]^{-1} \le 1. \qquad (31)$$

Известно [11, 13], что ширина ДН линейной приемной ФАР по уровню половинной мощности описывается выражением

$$\theta_{0,5} \approx 0,89\lambda_0 / L_A \cos\theta_A \approx \lambda_0 / L_A \cos\theta_A \approx \lambda_0 / Nd \cos\theta_A \qquad (32)$$

и связана с коэффициентом усиления обратно пропорциональной зависимостью

$$G_r = G_{r0} \cos\theta_A = \left(2L_A/\lambda_0\right)\cos\theta_A = \left(2Nd/\lambda_0\right)\cos\theta_A \approx 2/\theta_{0,5}. \qquad (33)$$

Анализ выражений (31-33) показывает, что увеличение угла (θ_{A}) ориентации максимума ДН приемной ФАР сопровождается понижением ее коэффициента усиления ($G_r \sim \cos\theta_A$), расширением ДН ($\theta_{0,5} \sim 1/\cos\theta_A$) и уменьшением рассогласования ДН приемной ФАР с направлением прихода ДКМ волны ($\xi_{\text{пр}} \sim 1/\Delta\theta_p cos\theta_A$).

В соответствии с выражениями (33) и (31) мощность ПВ сигнала на выходе линейной приемной ФАР (27) можно записать через ее коэффициент усиления в направлении прихода волны $G_r(\Delta\theta_p)$ как

$$P_r(t,\rho) \equiv P_r(t,\Delta\theta_p) = P_t G_t \eta_t G_r \eta_r W_0^2 W_{\text{п}}^2 \left|\dot{F}_r(\Delta\theta_p)\right|^2 = P_t G_t \eta_t G_r(\Delta\theta_p)\eta_r W_0^2 W_{\text{п}}^2, \qquad (34)$$

где

$$G_r(\Delta\theta_p) = G_r \left|\dot{F}_r(\Delta\theta_p)\right|^2 \approx \frac{2}{\theta_{0,5}}\left[\frac{1}{1+\left(2\Delta\theta_p cos\theta_A/\theta_{0,5}\right)^2}\right] \approx \frac{2}{\theta_{0,5}+\left[\left(2\Delta\theta_p cos\theta_A\right)^2/\theta_{0,5}\right]}. \qquad (35)$$

Анализ полученного выражения (35) показывает, что при $\Delta\theta_p cos\theta_A = const$ по мере сужения ДН приемной ФАР ($\theta_{0,5}$) коэффициент усиления в направлении прихода волны $G_r(\Delta\theta_p) \sim P_r(t,\Delta\theta_p)$ и мощность ПВ сигнала на выходе ФАР сначала возрастают, а затем уменьшаются. Это свидетельствует о наличии оптимальной ширины ДН линейной приемной ФАР по уровню половинной мощности, значение которой определяется как $\theta_{0,5(\text{опт})} \approx 2\Delta\theta_p \cos\theta_A$. Достоверность этого выражения подтверждается тем, что в частном случае θ_A=0 оно сводится к виду $\theta_{0,5(\text{опт})} \approx 2\Delta\theta_p$, соответствующему известной [5] рекомендации: ширину ДН приемной антенны по уровню половинной мощности ($\theta_{0,5}$) надо выбирать примерно равной сектору возможных отклонений углов прихода траектории дискретного луча $\theta_{0,5} \approx 2\Delta\theta_{\text{p}}$.

Таким образом, разработана методика, позволяющая установить зависимости $P_r = \psi(\Delta\theta_{\text{p}}, \theta_{\text{A}}, 2\theta_{0,5})$ мощности сигнала (P_r) на выходе линейной приемной ФАР декаметровой радиолинии от рассогласования ($\Delta\theta_{\text{p}} = \theta_{\text{p}} - \theta_{\text{A}}$) направления прихода дискретного луча с направлением максимума диаграммы направленности ФАР, угла (θ_{A}) ориентации максимума ДН приемной ФАР и ее ширины по уровню половинной мощности ($2\theta_{0,5}$) в виде аналитических выражений (27, 28) и (34, 35).

Основные этапы данной методики состоят в следующем:

1) качественный анализ процесса распространения ДКМ волны (луча) и рассогласования ее амплитудно-фазового фронта (3-5) с функцией раскрыва приемной ФАР (рис.1);

2) детальный анализ прихода ДКМ волны на раскрыв линейной приемной ФАР (рис.2) и формирования поля $\dot{u}(t, \rho_n)$ плоской ДКМ волны на входах элементов линейной ФАР (14), сигналов $\dot{s}_r(t, \rho_n)$ на их выходах (16) и суммарного пространственно-временного сигнала $\dot{s}_r(t,\rho) \equiv \dot{s}_r(t,\Delta\theta_p)$ на выходе ФАР (26);

3) определение мощности пространственно-временного сигнала $P_r(t,\rho) \equiv P_r(t,\Delta\theta_p)$ на выходе ФАР в общем (27, 28) и аналитическом (34, 35) виде.

Литература

1. Хмельницкий Е.А. Оценка реальной помехоустойчивости приема сигналов в КВ диапазоне. – М.: Связь, 1975. – 232с.

2. Калинин А.И., Черенкова Л.Е. Распространение радиоволн и работа радиолиний. – М.: Связь, 1971. – 439с.

3. Черенкова Л.Е., Чернышов О.В. Распространение радиоволн. – М.: Радио и связь, 1984. – 272с.
4. Красовский В.Н. и др. Электромагнитная доступность радиоизлучений и антенные устройства. – Л.: ВАС, 1984. – 204с.
5. Серков В.П., Слюсарев П.В. Теория электромагнитного поля и распространение радиоволн. Часть 2. Распространение радиоволн. – Л.: ВАС, 1973. – 255с.
6. Спутниковая связь и вещание /Под ред. Л.Я. Кантора – М.: Радио и связь, 1988. 344с.
7. Пашинцев В.П., Колосов Л.В., Тишкин С.А., Антонов В.В. Применение теории фазового экрана для разработки модели односкачкового декаметрового канала связи // Радиотехника и электроника, 1996, Т. 41. № 1. С. 21 – 26.
8. Пашинцев В.П., Солчатов М.Э., Гахов Р.П., Еремин А.М. Модель пространственно-временного канала космической связи // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2003, Т. 6. № 5. С. 63 – 69.
9. Пространственно-временная обработка сигналов / И.Я.Кремер, А.И. Кремер, В.М. Петров и др.; Под ред. И.Я. Кремера. – М.: Радио и связь,1981. – 224 с.
10. Свистов В.М. Радиолокационные сигналы и их обработка. – М.: Сов. радио, 1977. – 448с.
11. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн / Под. ред. Г.А. Ерохина. – М.: Радио и связь, 1996. – 352 с.
12. Проблемы антенной техники / Под ред. Л.Д. Бахраха, Д.И. Воскресенского. –М.: Радио связь, 1989.-368 с.
13. 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.

Информация об авторах

Чипига Александр Федорович, 1958 г. р. Окончил Ставропольское высшее военное инженерное училище связи в 1982 г., к.т.н., профессор, директор Института информационных технологий и телекоммуникаций Северо-Кавказского федерального университета. Направление научных исследований – защита информации в спутниковых радиосистемах.

E-mail: director_iitt@ncfu.ru.

Пашинцев Владимир Петрович, 1952 г.р., Окончил Харьковское высшее военное командно-инженерное училище в 1974 г., д.т.н., профессор, заслуженный работник высшей школы РФ, профессор кафедры информационной безопасности автоматизированных систем Северо-Кавказского федерального университета. Направление научных исследований – анализ показателей качества декаметровой и космической радиосвязи и навигации в условиях возмущений ионосферы.

E-mail: pashintsevp@mail.ru

Тишкин Сергей Алексеевич, 1968 г.р. Окончил Ставропольское высшее военное инженерное училище связи в 1900 г., к.т.н., старший научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории защиты информации в автоматизированных системах научно-исследовательского центра Краснодарского высшего военного училища им. С.М.Штеменко Направление научных исследований – анализ влияния неоднородностей ионосферы на качество коротковолновой связи.

E-mail: stishkin@list.ru

Сенокосов Михаил Алексеевич, 1982 г.р., Окончил Северо-Кавказский государственный технический университет в 2005 г. Аспирант кафедры информационной безопасности автоматизированных систем Северо-Кавказского федерального университета. Направление научных исследований – прогнозирование показателей качества коротковолновой и спутниковой связи по результатам мониторинга ионосферы.

E-mail: m.senokosov@infocom-s.ru

ДИНАМИКА ИОНОСФЕРНОГО КВ КАНАЛА ВО ВРЕМЯ ГЕЛИОГЕОФИЗИЧЕСКИХ ВОЗМУЩЕНИЙ ПО ДАННЫМ НАКЛОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ НА СЕТИ ТРАСС ЕВРОАЗИАТСКОГО РЕГИОНА

Урядов В.П., Колчев А.А., Вертоградов Г.Г., Выборнов Ф.И., Егошин И.А, Скляревский М.С., Шумаев В.В., Чернов А.Г.

Представлены результаты наблюдений воздействия сильной магнитной бури и двух рентгеновских вспышек во время летнего солнцестояния 2015г. на характеристики КВ сигналов. Установлено, что на субавроральной трассе Ловозеро – Йошкар-Ола магнитная буря привела к сильной деградации ионосферного канала, вплоть до длительного блэкаута. На трассе Кипр – Ростов-на-Дону с помощью бистатического ЛЧМ КВ радара были позиционированы рассеивающие неоднородности, ответственные за аномальные сигналы.

DYNAMICS IONOSHERIC HF CHANNEL DURING HELIOGEOPHYSICAL DISTURBANCES ACCORDING TO OBLIQUE SOUNDING ON THE NETWORK PATHS OF EURO-ASIAN REGION

V.P.Uryadov, A.A.Kolchev, G.G.Vertogradov, F.I.Vybornov, I.AEgoshin, M.S.Sklyarevsky, V.V.Shumaev, A.G.Chernov

The results of observations of the impact of a strong magnetic storm and two X-ray flares during the summer solstice 2015 on the HF signals characteristics are presented. It was found that on the sub-auroral Lovozero - Yoshkar-Ola path the magnetic storm has led to strong ionospheric channel degradation, up to a long blackout. On the Cyprus - Rostov-on-Don path using bistatic chirp HF radar were positioned scattering irregularities responsible for the abnormal signals.

Введение

Известно, что магнитно-ионосферные возмущения приводят к изменению регулярного распределения электронной концентрации, росту поглощения, усилению ионосферных неоднородностей, появлению аномальных сигналов. Все это, вместе с изменением уровня помех оказывает отрицательное влияние на работу радиоэлектронных систем различного назначения.

Во время магнитной бури имеются различия в поведении электронной концентрации *N*e в различных ионосферных слоях. Реакция нижней ионосферы (*D* и *E* слои) проявляется в увеличении *N*e и связанном с ним ростом поглощения радиоволн. В верхней ионосфере (*F*-слой) имеет место, как понижение, так и рост электронной концентрации и эти явления называют отрицательной и положительной фазами бури соответственно [1]. Наибольшую опасность представляет отрицательная фаза ионосферных возмущений, когда во время сильных магнитных бурь область пониженной электронной концентрации распространяется на средние и низкие широты, где пролегают основные каналы ДКМВ радиосвязи. Это приводит к уменьшению максимальных применимых частот (МПЧ), сужению диапазона используемых рабочих частот связи и ограничению возможности управления частотным ресурсом радиолиний.

Среди комплекса средств, предназначенных для исследования ионосферы и ее влияния на распространения радиоволн, особое место занимают технические средства наклонного зондирования (НЗ). Во-первых, если существует и функционирует развитая сеть станций НЗ, то одновременное зондирование на трассах различной протяженности и ориентации позволяет осуществлять диагностику среды распространения и контролировать динамику распространения возмущений в различных долготно-

широтных секторах. Во-вторых, оперативное зондирование дает возможность получать сведения о состоянии ионосферного КВ канала в реальном времени, что позволяет адаптировать системы КВ радиосвязи и загоризонтной КВ радиолокации к текущему состоянию ионосферы, что особенно актуально для стратегически важных высокоширотных районов Крайнего Севера и Северной Атлантики. В-третьих, использование уникального инструмента – ЛЧМ ионозонда-радиопеленгатора в качестве бистатического широкополосного КВ радара позволяет позиционировать области отражения/рассеяния радиоволн, ответственные за появление аномальных сигналов [2,3], исследовать их динамику в различные фазы возмущения, что крайне важно для прогнозирования эффектов космической погоды.

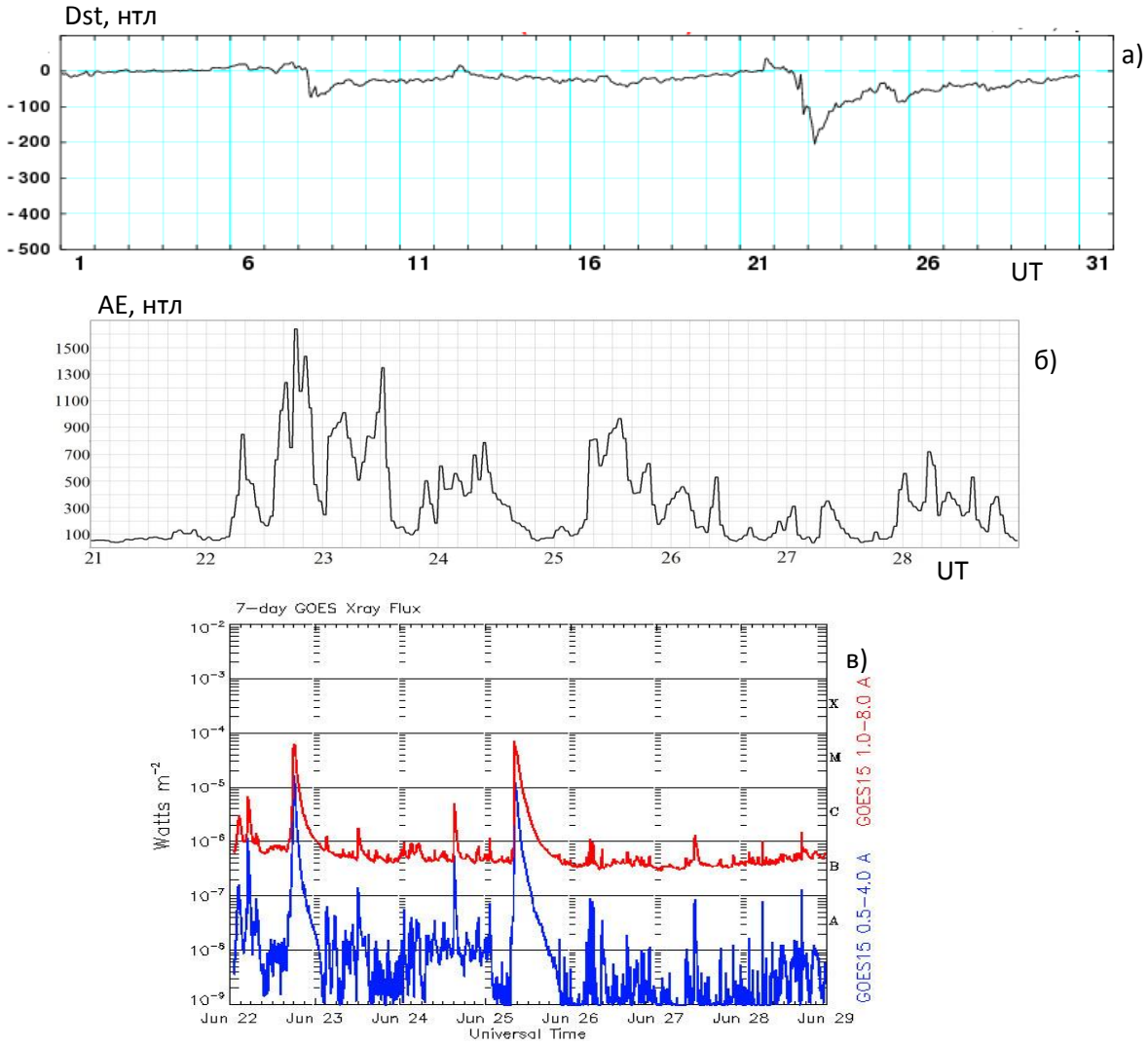


Рис.1. Гелиогеофизическая обстановка, июнь 2015г. а) – Dst индекс, б) – авроральный индекс AE, в) – рентгеновские вспышки.

Результаты наблюдений и моделирования

На протяжении многих лет ведутся патрульные наблюдения на сети трасс наклонного ЛЧМ зондирования ионосферы в Евроазиатском регионе. В данной работе представлены результаты наблюдений на трассах Ловозеро – Йошкар-Ола, Хабаровск – Йошкар-Ола, Кипр – Н.Новгород и Кипр – Ростов-на-Дону в период с 1 по 30 июня 2015г. Основное внимание уделено наблюдениям с 20 по 30 июня, которые приходятся на период летнего солнцестояния, когда произошло наложение двух

гелиогеофизических явлений – сильной магнитной бури и двух рентгеновских вспышек. Прием ЛЧМ сигналов проводился в Нижнем Новгороде (56,1°N, 44,1°E) и Йошкар-Оле (56,62°N, 47,87°E) с помощью модернизированного ЛЧМ ионозонда [4] и в Ростове-на-Дону (47,3°N, 39,7°E) – с помощью ЛЧМ ионозонда-радиопеленгатора [5].

Магнитная буря в период проведения наблюдений началась в 18:00 UT 21 июня 2015г. с резкого возрастания магнитного индекса Dst, начальная фаза магнитной бури продолжалась примерно до 14:00 UT 22 июня 2015г. Далее с резкого уменьшения Dst началась главная фаза магнитной бури, которая продолжалась до 05:00 UT 23 июня 2015г., когда индекс Dst достиг минимального значения -204 нтл. Затем началась фаза восстановления бури, продолжавшаяся в течение нескольких дней, вплоть до 30 июня 2015г. (см. рис.1а) [6].

На фазе восстановления магнитной бури произошло несколько магнитосферных суббурь, обусловленных ускорением плазмы и генерацией электрического тока за счет энергии магнитного поля, запасенной в хвосте магнитосферы [7]. Исследования показывают, что начало развития суббури не всегда четко и однозначно идентифицируется [7,8]. В данном случае магнитосферные суббури были идентифицированы по поведению магнитного Dst и аврорального AE (рис.1б) индексов, как чувствительных индикаторов магнитной бури. Из рис.1б видно, что примерно с 05:15 UT 22 июня резко возрастает авроральный индекс, наиболее сильный рост имел место 22 – 26 и 28 июня.

Во время магнитной бури произошли две рентгеновские вспышки.

1-ая рентгеновская вспышка класса M 6.5 произошла 22.06.2015г.: начало – 17:23 UT, максимальный поток – 18:10 UT, окончание – 20:53 UT, т.е. она пришлась на главную фазу бури (см.рис.1в).

2-ая рентгеновская вспышка класса M 7.9 произошла 25.06.2015г.: начало – 08:02 UT, максимальный поток – 08:14 UT, окончание – 12:35 UT, она пришлась на фазу восстановления магнитной бури (см. рис.1в).

Магнитная буря, как правило, проявляется в отрицательных и положительных изменениях электронной концентрации. Отрицательная фаза бури и сопровождающее ее усиление поглощения радиоволн оказывают негативное влияние на ионосферный канал, приводя к сокращению диапазона частот прохождения радиоволн, деградации ионосферного канала, вплоть до блэкаута. За положительные и отрицательные фазы бури ответственны различные физические механизмы. Отрицательная фаза магнитной бури обусловлена изменениями в термосферной циркуляции и молекулярном составе на высотах *F*-области из-за нагрева термосферы во время геомагнитных возмущений.

Источники положительной фазы бури связаны с усилением электрических полей магнитосферного происхождения и подъемом слоя F2 из-за вертикального дрейфа, потоками плазмы из плазмосферы и нисходящим (downwelling) потоком газа в результате индуцированной бурей термосферной циркуляции [1].

На рис. 2а и 2б показаны временной ход максимальной наблюдаемой частоты (МНЧ) и наинизшей наблюдаемой частоты (ННЧ) моды 1F на трассе Ловозеро – Йошкар-Ола для периода наблюдений 20-30 июня 2015г., который включает активную фазу магнитной бури от ее начала, главную фазу и фазу восстановления (см. рис1а). Здесь же на рисунках пунктиром показаны средние значения этих параметров для условий невозмущенной ионосферы (2-4, 6-7, 20 июня) с магнитным индексом Кр ≤ 1÷3. На рис.2в показан интервал частот прохождения КВ сигналов Δf = МНЧF – ННЧF во время магнитной бури и пунктиром в условиях невозмущенной ионосферы. Здесь и на последующем рисунке временной интервал, приходящийся на главную фазу магнитной бури, отмечен двумя вертикальными сплошными линиями, а вертикальные пунктирные линии указывают время максимального потока двух рентгеновских

вспышек. Из рисунков видно, что примерно через 30 минут после начала главной фазы магнитной бури в 14:30 UT 22 июня произошло резкое ухудшение условий распространения радиоволн. Во всем диапазоне частот зондирования сигнал не принимался, длительный интервал непрохождения КВ сигналов продолжался до 15:00 UT 23 июня, т.е. в течение суток имел место блэкаут.

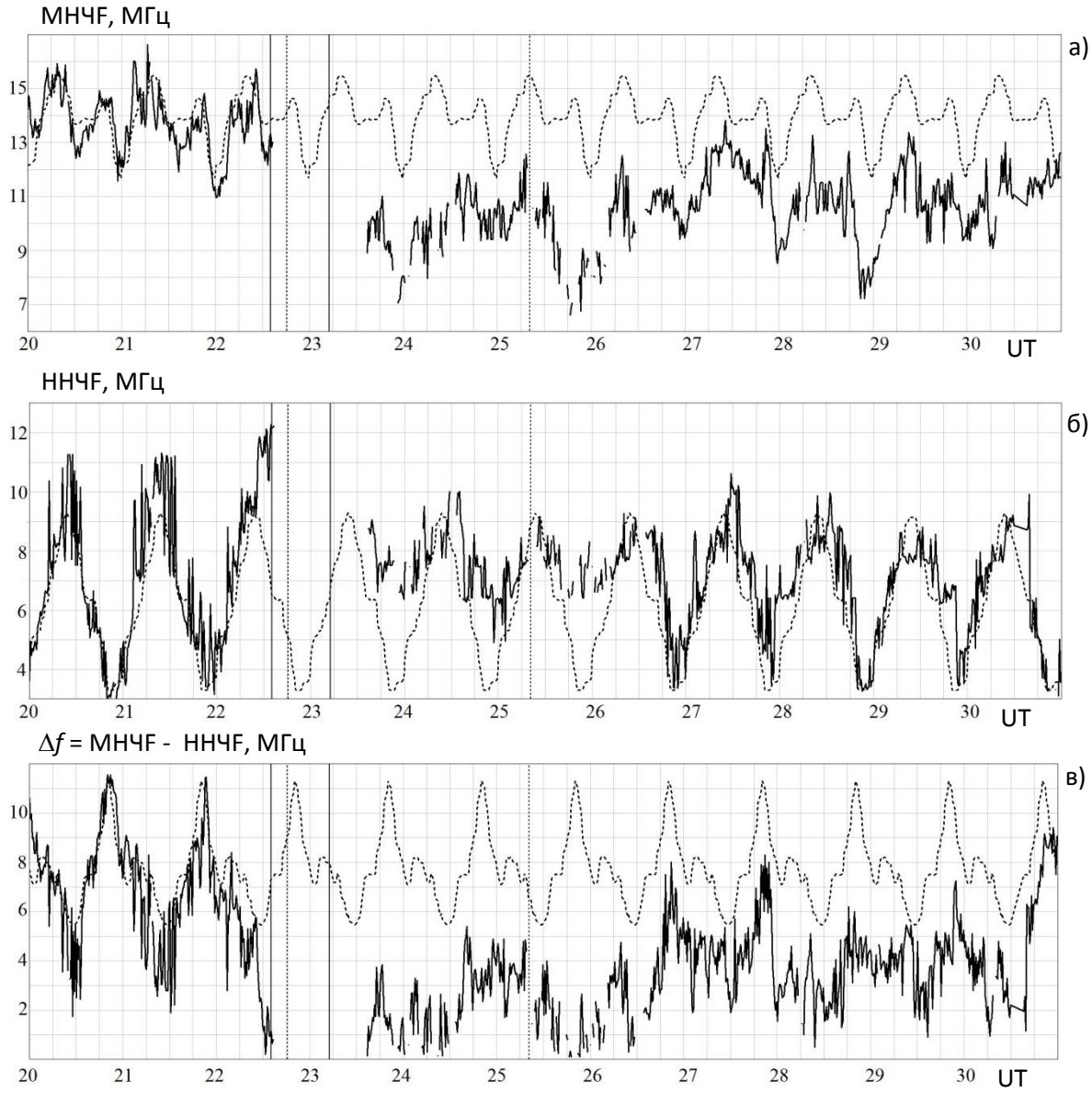


Рис.2. МНЧF (а), ННЧF (б) и Δf = МНЧF – ННЧF (в) на трассе Ловозеро – Йошкар-Ола. июнь 2015г. Пунктир – средние значения для спокойной ионосферы.

Во время главной фазы бури в период 17:23 – 20:50 UT 22 июня (см. рис.1в) произошла рентгеновская вспышка класса М 6.5. Учитывая, что наблюдения проходили во время летнего солнцестояния, когда в вечернее время ионосфера субавроральных широт на первой половине трассы Ловозеро – Йошкар-Ола была освещена Солнцем и подвержена воздействию рентгеновского излучения, это дополнительно, наряду, с эффектом магнитной бури воздействовало на деградацию ионосферного канала за счет увеличения поглощения радиоволн.

Как уже говорилось, на фазе восстановления магнитной бури произошли три суббури. Во время 1-ой суббури в период с 00:00 до 14:00 UT 24 июня уменьшение

МНЧF относительно средних значений для невозмущенной ионосферы составило ~ 25-30%. При этом диапазон частот прохождения КВ сигналов Δf = МНЧF – ННЧF сократился до 0,5÷2,0 МГц. По отношению к условиям спокойной ионосфере диапазон частот Δf сократился в 5-8 раз.

Продолжительная отрицательная фаза 2-ой магнитосферной суббури проявилась в уменьшении МНЧF, росте ННЧF и сокращении диапазона частот прохождения КВ сигналов в период с 08:00 UT 25 июня до 05:00 UT 26 июня. МНЧF уменьшились с 13.2÷14,6 МГц до 7,6÷9,0 МГц, относительно средних значений уменьшение МНЧF составило ~ 35-40%.

ННЧF увеличились с 3,4÷5,0 МГц до 6,5÷8,0 МГц, диапазон рабочих частот Δf = МНЧF – ННЧF сократился до 0,4÷2,0 МГц; по отношению к условиям спокойной ионосфере диапазон частот Δf сократился в 5-10 раз.

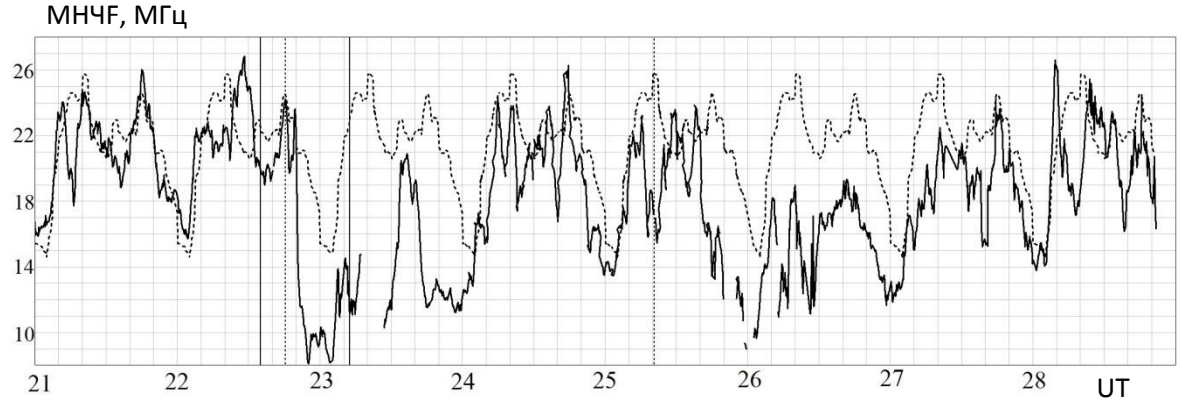


Рис.3. МНЧF на трассе Кипр – Нижний Новгород, июнь 2015 г. Пунктир – средние значения для спокойной ионосферы.

Во время магнитосферной суббури произошла 2-ая рентгеновская вспышка. При этом с 07:00 до 10:00UT 25 июня не было прохождения сигналов, что обусловлено как влиянием отрицательной фазы бури, так и увеличением поглощения радиоволн во время рентгеновской вспышки.

Третья суббуря произошла в конце фазы восстановления: в период с 00:00 до 15:00 UT 28 июня уменьшение МНЧF относительно средних значений составило ~ 20-25%, при этом диапазон частот прохождения КВ сигналов Δf = МНЧF – ННЧF сократился до 2,0÷3,0 МГц, относительно невозмущенной ионосферы диапазон частот Δf сократился в 2-4 раза.

Следует отметить, что все суббури и поведение МНЧF, ННЧF и Δf хорошо коррелируют с авроральным индексом AE (см. рис.1б и рис.2).

Таким образом, магнитная буря оказала сильное воздействие на ионосферный канал F на субавроральной трассе Ловозеро – Йошкар-Ола и стала причиной его деградации на длительное время.

Во время магнитной бури имело место распространение радиоволн через мощный спорадический слой Es.

Согласно полученным данным во время магнитной бури условия распространения КВ сигналов на субавроральной трассе Ловозеро – Йошкар-Ола через спорадический слой Es были существенно лучше, чем распространение через верхнюю ионосферу (слой F). Так, в отличие от полного блэкаута моды F в течение полных суток 22-23 июня во время главной фазы бури и начального периода ее восстановления, распространение через слой Es не было подвержено полному блэкауту.

В дальнейшем, на фазе восстановления с 25 по 30 июня диапазон частот прохождения сигналов через сильный спорадический слой Es на 5 – 10 МГц превышал диапазон частот прохождения сигналов в спокойной ионосфере. Также, существенно (от 3 до 8 раз), диапазон частот прохождения сигналов через слой Es превышал диапазон частот прохождения сигналов для того же периода при распространении через F слой ионосферы.

Аналогичные эффекты, но в меньшей степени, имели место и для среднего по диапазону частот отношения сигнал/шум (S/N)Es.

На рис. 3 показан временной ход МНЧ моды 1F2 на трассе Кипр – Н.Новгород за период 21 – 28 июня 2015г., включающий активную фазу магнитной бури, пунктиром показаны средние значения МНЧF для спокойной ионосферы. Данные ННЧF на этой трассе не приводятся, поскольку наименьшая частота зондирования составляет 8 МГц и часто во время наблюдений низкочастотная часть ионограммы ″уходит″ за эту частоту и данные получаются отрывочные.

Как видно из рис3 на трассе Кипр – Н.Новгород наблюдались два продолжительных временных интервала с пониженными значениями МНЧF. Во-первых, начиная с 19:45 UT 22 июня наблюдалось резкое уменьшение МНЧF со скоростью ~ 0,3 МГц/мин, когда за 33 минуты МНЧF уменьшилась на 10 МГц. Деградация ионосферного канала с понижением МНЧF на 5÷10 МГц относительно спокойных условий продолжалась в течение примерно 33 часов с 20:00 UT 22 июня до 05:00 UT 24 июня. По задержке резкого уменьшения МНЧF для двух близких к меридиональной ориентации трасс Ловозеро – Йошкар-Ола и Кипр – Н.Новгород (см. рис.2а и рис.3) была сделана оценка скорости распространения отрицательной фазы возмущения от субавроральной к среднеширотной ионосфере, она оказалось равной ~ 100 м/с.

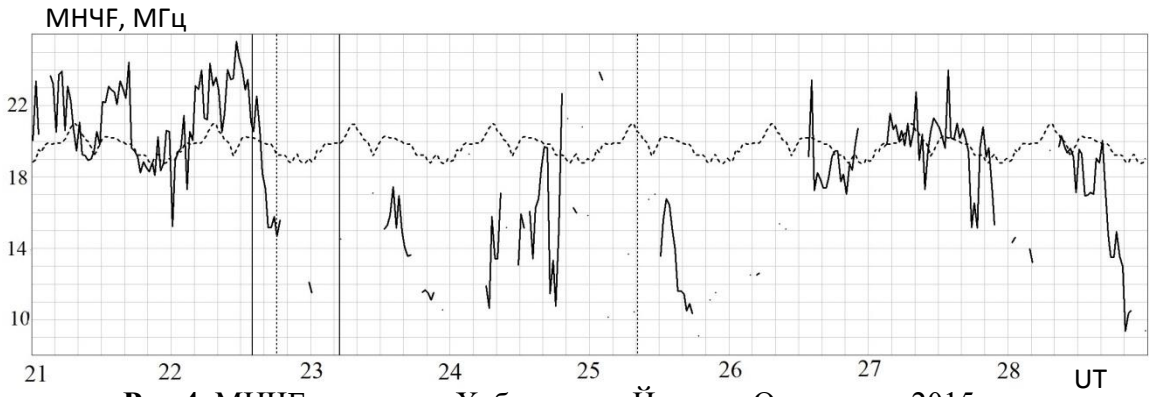


Рис.4. МНЧF на трассе Хабаровск – Йошкар-Ола. июнь 2015г.
Пунктир – средние значения для спокойной ионосферы.

Второй продолжительный временной интервал деградации МНЧF, но с меньшим уменьшением, наблюдался с 17:00 UT 25 июня до 04:00 UT 27 июня, когда МНЧF уменьшились и составили значения ~ 9 – 16 МГц по сравнению с 17-23,5 МГц для условий невозмущенной ионосферы. Эта деградация ионосферного канала связана с развитием магнитосферной суббури с началом в 06:00 UT 25 июня, когда началось повторное уменьшение индекса Dst, достигшее минимального значения – 86 нтл в 17:00 UT 25 июня, после чего продолжилась фаза восстановления (см. рис.1а). В этот период наблюдался рост аврорального индекса AE (см. рис.1б), который хорошо коррелирует с развитием отрицательной фазы бури [1]. Заметно меньшее по времени воздействия на характеристики КВ сигналов на этой трассе оказали суббури, имевшие место 24 и 28 июня.

Влияние 1-ой рентгеновской вспышки, которая произошла в вечернее время 22 июня не должно сказаться на характеристиках сигналов на этой среднеширотной трассе, поскольку трасса проходила в неосвещенной ионосфере.

На рис.4 показан временной ход МНЧF на трассе Хабаровск – Йошкар-Ола за период 21 – 28 июня 2015г., пунктиром показано среднее значение МНЧF для спокойной ионосферы.

Из рис. 4 видно, что в 15:30 UT 22 июня произошло резкое уменьшение МНЧF, а с 18:30 UT 22 июня начался первый блэкаут. Всего на протяженной трассе Хабаровск – Йошкар-Ола во время магнитной бури наблюдалось несколько периодов непрохождения КВ сигналов: 18:30UT 22 июня – 12:30 UT 23 июня; 17:30UT 23 июня – 06:00 UT 24 июня; 19UT 24 июня – 12:00 UT 25 июня; 18UT 25 июня – 14:00 UT 26 июня и 22UT 27 июня – 09:00 UT 28 июня. Важно отметить, что все периоды непрохождения КВ сигналов на трассе Хабаровск – Йошкар-Ола хорошо коррелируют с авроральным индексом AE (см. рис. 1б). Полученные результаты являются следствием сильного влияния отрицательной фазы магнитной бури на характеристики КВ сигналов, которая проявляет ярко выраженную зависимость от аврорального индекса AE [1].

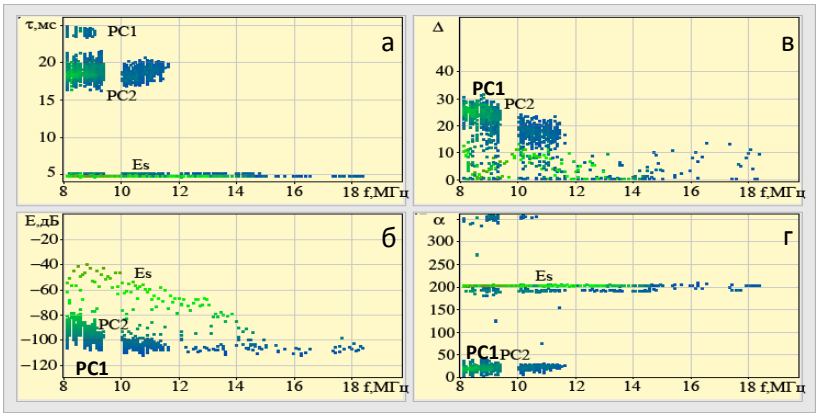


Рис.5. ДЧХ (а), АЧХ (б) и УЧХ (в – угол места, град;
г – азимут, град) на трассе Кипр – Ростов-на-Дону.
02:30UT 23.06.2015 г. PC1 и PC2 – рассеянные сигналы.

В периоды прохождения сигналов на этой трассе уменьшение МНЧF относительно средних значений для спокойной ионосферы составляло от 15% до 50% и более. В эти же периоды отношение сигнал/шум уменьшалось на 20-30% относительно значений для невозмущенной ионосферы.

Следует отметить, что в период летнего солнцестояния в невозмущенной ионосфере прохождение КВ сигналов на трассе Хабаровск – Йошкар-Ола наблюдалось практически в течение полных суток с небольшими вариациями МНЧF в пределах ~ 19÷21 МГц (см. рис.4 для средних значений МНЧF). Это связано с тем, что в период летнего солнцестояния практически вся трасса находится в освещенной ионосфере, за исключением временного интервала ~ 16 – 17 UT, когда средняя точка трассы находится на границе сумеречной зоны. Это подтверждается расчетами ионограмм по модели ионосферы IRI.

Ионосферные неоднородности различных масштабов, генерируемые вблизи южной границы аврорального овала, могут приводить к рассеянию радиосигналов и появлению на ионограммах наклонного зондирования дополнительных треков.

В нашем эксперименте во время магнитной бури, когда ЛЧМ ионозонд-радиопеленгатор работал в режиме бистатического КВ радара на трассе Кипр – Ростов-

на-Дону были зарегистрированы аномальные диффузные сигналы с большими задержками ~ 20-25 мс и азимутами ~ 20-30°, значительно отличающимися от азимута угла прихода прямого сигнала 203°, распространяющегося по дуге большого круга между передатчиком и приемником. На рис.5 показан пример работы пеленгатора во время главной фазы магнитной бури в 02:30 UT 23 июня. Из рисунка видно, что на частотах ~ 8-11,5 МГц с задержками ~ 24-25 и 16-20 мс наблюдаются диффузные сигналы PC1 и PC2. Углы места изменяются в пределах ~ 13-30° Амплитуда аномальных сигналов на 40-50 дБ меньше амплитуды прямого сигнала, распространяющегося через спорадический слой Es.

По результатам измерений ДЧХ и УЧХ мы провели позиционирование областей ионосферы, ответственных за аномальные сигналы. Результаты моделирования в виде проекции на географическую карту местоположения этих областей ионосферы показаны на рис.6. Из рисунка видно, что указанная область занимает обширный регион ~ 200 км по широте и ~ 700 км по долготе для сигнала PC2 и ~ 200×300 км для сигнала PC1. Геомагнитные широты этих областей составляют значения ~ 59-60°N и ~ 61°N соответственно. Мы полагаем, что диффузные сигналы PC1 и PC2 обусловлены рассеянием радиоволн на мелкомасштабных неоднородностях высокоширотной ионосферы в области высыпания заряженных частиц, южная граница которой смещается во время магнитной бури на субавроральные и даже на средние широты. Чтобы определить положение рассеивающих неоднородностей по высоте мы провели моделирование ракурсного рассеяния радиоволн для различного положения неоднородностей по высоте: от 120 км (E-слой) до 450 км (F-слой). В расчетах использовались две модели: параболическая модель ионосферы и модель ионосферы IRI-2012.

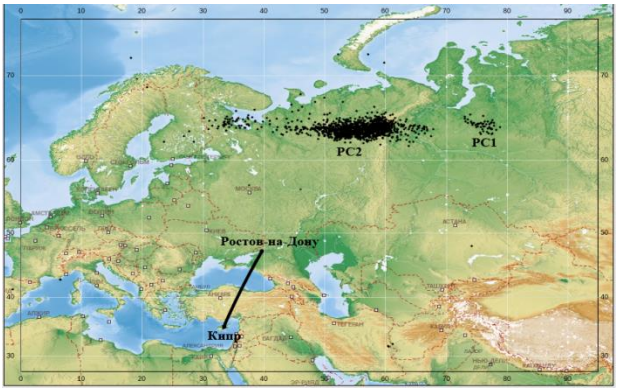


Рис.6. Проекция на поверхность Земли месторасположения областей ионосферы, ответственных за рассеянные сигналы PC1 и PC2 для сеанса зондирования 02:30UT 23.06.2015г.

По результатам наблюдений аномальных сигналов с помощью ЛЧМ ионозонда-радиопеленгатора и моделирования с использованием, как параболической модели, так и модели IRI-2012 показано, что область рассеяния расположена в *F*-слое ионосферы. Причем на частотах больше 9 МГц для сигнала PC2 область рассеяния расположена выше максимума слоя F2. Для модели IRI-2012 область рассеяния, ответственная за сигнал PC1, находится в переходной области между *E* и *F* слоями.

По данным спутника F16 DMSP 23 июня 2015г. в 02:30 UT область локализации рассеивающих неоднородностей PC1 и PC2 совпадает с южной границей аврорального овала, где в зоне высыпания заряженных частиц генерируются ионосферные неоднородности [9].

Выводы

Регулярные наблюдения распространения КВ на сети трасс наклонного ЛЧМ зондирования ионосферы с большим пространственным охватом показали перспективность такого подхода для исследования воздействия на ионосферный КВ канал таких гелиогеофизических явлений, как магнитная бури и рентгеновские вспышки, оказывающие существенное влияние на работу радиоэлектронных систем различного назначения. Довольно редкое сочетание магнитной бури и двух рентгеновских вспышек в условиях летнего солнцестояния позволило оценить вклад этих явлений в характеристики КВ сигналов на трассах различной протяженности и ориентации.

Реакция ионосферы на сильную магнитную бурю с длительной фазой восстановления в условиях летнего солнцестояния, на разных фазах которой произошли две рентгеновские вспышки, была значительной на обширной территории и продолжалась в течение нескольких дней.

Отрицательная фаза бури и сопровождающее ее усиление поглощения радиоволн оказали негативное влияние на ионосферный КВ канал и привели к сокращению диапазона частот прохождения радиоволн, деградации ионосферного канала, вплоть до блэкаута.

На главной фазе магнитной бури и начальной фазе ее восстановления практически в течение суток на субавроральной трассе Ловозеро – Йошкар-Ола имел место блэкаут. На стадии восстановления магнитной бури в период магнитосферных суббурь в течение нескольких дней наблюдалось заметное уменьшение МНЧF, рост ННЧ и сокращение диапазона частот прохождения КВ сигналов $\Delta f =$ МНЧF – ННЧF. Так, на трассе Ловозеро – Йошкар-Ола диапазон частот Δf сократился в 5-8 раз по сравнению с невозмущенными условиями. Понятно, что в таких условиях КВ радиосвязь через *F*-слой ионосферы не будет надежной.

С другой стороны, при образовании сильных спорадических слоев Es во время магнитной бури появляется возможность использовать для радиосвязи в высокоширотной ионосфере канал распространения через слой Es. Об этом свидетельствуют результаты наших исследований. Так, в отличие от полного блэкаута моды F в течение полных суток 22-23 июня во время главной фазы бури и начального периода ее восстановления, распространение через слой Es не было подвержено полному блэкауту. На фазе восстановления с 25 по 30 июня диапазон частот прохождения через спорадический слой Es на 5 – 10 МГц превышал диапазон частот прохождения сигналов в невозмущенной ионосфере и существенно, от 3 до 8 раз превышал диапазон частот прохождения для того же периода при распространении через *F* -слой ионосферы.

По данным синхронных наблюдений вариаций МНЧF на главной фазе магнитной бури для двух трасс Ловозеро – Йошкар-Ола и Кипр – Н.Новгород определена скорость распространения отрицательной фазы возмущения ~ 100 м/с от субавроральной к среднеширотной ионосфере.

Показано, что во время магнитной бури ННЧ и среднее по диапазону частот прохождения отношение сигнал/шум (S/N) для моды распространения через спорадический слой Es хорошо коррелируют с авроральным индексом АЕ. Получено, что наибольшие коэффициенты корреляции $\rho = 0{,}68$ и 0,58 достигаются для временного запаздывания $\Delta t = 45$ минут и 60 минут (относительно АЕ) для ННЧEs и (S/N)Es, соответственно [10].

Сильная связь индекса АЕ с параметрами ионосферного канала (ННЧ и S/N) может служить хорошим индикатором для прогнозирования ионосферных эффектов магнитной бури применительно к обеспечению надежной работы радиоэлектронных

систем наземного и космического базирования в различных гелиогеофизических условиях.

На главной фазе магнитной бури на трассе Кипр – Ростов-на-Дону при работе ЛЧМ ионозонда-радиопеленгатора в качестве загоризонтного бистатического КВ радара обнаружены аномальные сигналы с большими задержками ~ 20-25 мс и азимутами ~ 20-30°, амплитуда которых на 40-50 дБ меньше амплитуды прямого сигнала. На основе моделирования и сопоставления с экспериментальными данными проведено позиционирование областей ионосферы, ответственных за аномальные сигналы. Показано, что аномальные сигналы обусловлены рассеянием радиоволн на мелкомасштабных неоднородностях, расположенных в *F*-области ионосферы на геомагнитных широтах ~ 59-61°N, соответствующих области высыпания заряженных частиц, южная граница которой смещается во время магнитной бури на субавроральные широты.

Таким образом, работа ЛЧМ ионозонда-радиопеленгатора на трассе Кипр – Ростов-на-Дону во время магнитной бури подтвердила большие потенциальные возможности данного инструмента для позиционирования областей ионосферы, ответственных за аномальные сигналы, которые ранее были продемонстрированы на трансэкваториальной трассе [3]. Эти результаты имеют важное значение для прогнозирования работы систем загоризонтной КВ радиолокации и радиопеленгации.

Авторы благодарят всех сотрудников, обеспечивавших работу ЛЧМ передатчиков, благодарят сервисную службу World Data Center for Geomagnetism, Kyoto (Japan) за возможность получения данных по индексам Dst, AE и сервисную службу Space Weather Prediction Center (USA) за возможность получения данных GOES Satellite X-ray и данных спутников DMSP по авроральному овалу.

Работа В.П. Урядова и Ф.И. Выборнова была выполнена при поддержке БЧ Госзадания Минобрнауки (шифр 3.7939.2017/БЧ).

Литература

1. Danilov A.D. F2-region response to geomagnetic disturbances//J .Atm. Solar-Terr. Phys. 2001.v.63, p.441.

2. Урядов В.П., Вертоградов Г.Г., Вертоградова Е.Г. Влияние неоднородной структуры высокоширотной ионосферы на дальнее распространение коротких радиоволн//Изв. Вузов. Радиофизика, 2012, т.55, №4, с.255-265.

3. Вертоградов Г.Г., Урядов В.П., Вертоградова Е.Г., Понятов А.А. Сверхдальнее зондирование ионосферного канала с помощью ионозонда/пеленгатора с линейной частотной модуляцией сигнала// Изв. Вузов. Радиофизика, 2010, т.53, №3, с.176-187.

4. Вертоградов Г.Г., Урядов В.П., Вертоградов В.Г. и др. Диагностика искусственно-возмущенной ионосферы с помощью современной техники зондирования//Электромагнитные волны и электронные системы. 2010, т.15, №5, 22-29.

5. Вертоградов Г.Г., Урядов В.П., Вертоградов В.Г., Кубатко С.В. Ионосферный зонд-радиопеленгатор. Патент РФ № 2399062 С1 от 15.07.2009г., опубликовано 10.09.2010г., бюл. №25.

6. wdc.kugi.kyoto-u.ac.jp

7. Нишида А. Геомагнитный диагноз магнитосферы. М.: Мир. 1980, 299с

8. Snyder A.L., Akasofu S.-I. Observations of the auroral oval by the Alaskan Meridian Chain of stations//J.Geophys. Res. 1972, v. 77, pp.3419-3430.

9. www.sec.noaa.gov

10. Урядов В.П., Колчев А.А., Вертоградов Г.Г. и др. Воздействие на ионосферный КВ канал сильной магнитной бури и двух рентгеновских вспышек в период летнего

солнцестояния 2015г. по данным наклонного зондирования в Евроазиатском регионе //Изв. Вузов. Радиофизика. 2017, т.60 (в печати).

Сведения об авторах

Урядов Валерий Павлович, 1944г.р., окончил радиофизический факультет Горьковского государственного университета в 1966г., доктор физико-математических наук – 1994 г. Область научных интересов: распространение и рассеяние радиоволн, зондирование, моделирование и прогнозирование КВ канала, КВ радиосвязь. Зав. сектором НИРФИ ННГУ им. Н.И. Лобачевского.
E-mail: uryadovvp@nirfi.sci-nnov.ru

Колчев Алексей Анатольевич, 1965 г.р., окончил Казанский государственный университет (КГУ) в 1989 г., к.ф.-м.н. – 1996 г. Круг научных интересов: ионосферное распространение широкополосных сигналов, цифровая обработка сигналов. Доцент Казанского Федерального Университета (КФУ).
E-mail: kolchevaa@mail.ru

Вертоградов Геннадий Георгиевич (1955 г.р.), окончил Ростовский государственный университет в 1977 г, доктор физико-математических наук. Область научных интересов: распространение радиоволн в неоднородной нестационарной ионосфере, имитационное моделирование распространения волн, пеленгация и однопозиционное местоопределение источников радиоизлучения, цифровые методы обработки сигналов. Профессор кафедры радиофизики физического факультета Южного федерального университета, начальник отдела АО «КБ «Связь». E-mail: vertogradovgg@gmail.com.

Выборнов Федор Иванович (1956 г.р.), окончил радиофизический факультет Горьковского государственного университета в 1978 г., доктор физико-математических наук – 2012 г.
Область научных интересов: распространение и рассеяние радиоволн КВ и УКВ диапазонов, физика ионосферы. Ведущий научный сотрудник НИРФИ ННГУ им. Н.И. Лобачевского.
E-mail: vybornov@nirfi.unn.ru

Егошин Иван Александрович, 1991 г.р., аспирант ФГБОУ ВО «Марийский Государственный Университет», окончил МарГУ в 2013г. Круг научных интересов: цифровая обработка сигналов и изображений, автоматизация обработки информации и процессов управления, радиозондирование ионосферы.
E-mail: jungl91@mail.ru.

Скляревский Михаил Сергеевич (1990 г.р.), окончил Южный Федеральный Университет в 2014 г., аспирант Южного федерального университета, инженер АО «КБ «Связь». Область научных интересов: физика ионосферы, распространение радиоволн, цифровые методы обработки сигналов.
E-mail: mssklyarevsky@gmail.com.

Шумаев Владимир Васильевич, 1952 г.р., окончил Рязанский радиотехнический институт (РРТИ) в 1974 г., к.ф.-м.н., защитил диссертацию в 1987 г., начальник отдела научных разработок ООО «СИТКОМ». Круг научных интересов: синтез сигналов с расширенным спектром, распространение радиоволн в ионосфере, современные системы диагностики, связи и радиолокации.
E-mail: shvvladimir@mail.ru

Чернов Александр Геннадьевич, 1973 г.р., окончил Марийский государственный технический университет (МарГТУ) в 1995 г., к.т.н., защитил диссертацию в 2000 г. Директор ООО «СИТКОМ». Круг научных интересов: разработка комплексов диагностики ионосферы, цифровой синтез сигналов с расширенным спектром.
E-mail: sitcomm@mail.ru.

УДК 621.373

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ С РАДИОКОМПОНЕНТАМИ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

Г.С. Никонова, И.В. Никонов, К.Е. Негодяев

В статье приведены результаты моделирования и экспериментальных исследований генераторов с радиокомпонентами на поверхностных акустических волнах. Представлены результаты исследований.

THE STUDY OF THE CHARACTERISTICS OF FUNCTIONAL DEVICES WITH RADIOCOMPONENTS ON SURFACE ACOUSTIC WAVES

G.S. Nikonova, I. V. Nikonov, K.E. Negodjev

In the article the results of modeling and experimental studies of generators radiocomponents on surface acoustic waves. The results of studies.

Устройства с радиокомпонентами на поверхностных акустических волнах (ПАВ) являются перспективными функциональными узлами аналоговой радиотехники в связи с их технологичностью, миниатюрностью, а также учитывая приемлемые для практического применения характеристики. В частотном диапазоне выше 100-200 МГц уже достигается кратковременная стабильность частоты колебаний ПАВ-генераторов до 10^{-10}-10^{-11} относительных единиц [1,2], поэтому появляется принципиальная возможность применения генераторов с устройствами на поверхностных акустических волнах не только в качестве управляемых генераторов, но и в качестве опорных генераторов 2-3 классов предназначенных, например, для различных малогабаритных мобильных систем контроля или сигнализации.

В данной работе моделируются и экспериментально исследуются ПАВ-генераторы с различным схемным построением. Структурная схема генератора, в цепи обратной связи которого может быть применен ПАВ-фильтр в виде резонатора или в виде избирательной линии задержки (ЛЗ), приведена на рисунке 1.

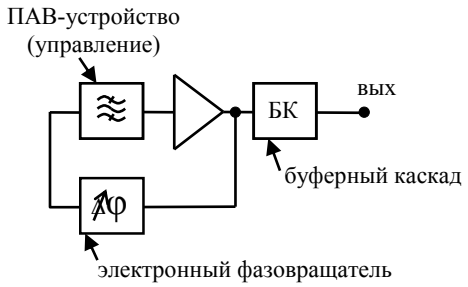


Рис. 1. Структурная схема ПАВ-генератора

В «кольце» собственно автогенератора может быть применен однокаскадный или двухкскадный усилитель в зависимости от выбранной частоты генерации и фазового

сдвига колебания в ПАВ-устройстве на этой частоте. Назначение фазовращателя на рисунке 1 – начальная установка частоты. В схеме на рис. 1 могут быть также предусмотрены дополнительные элементы или цепи для дискретной частотной перестройки в случае применения многомодовой ПАВ ЛЗ.

На рисунках 2 а,б для примера, приведены топологии некоторых ПАВ-фильтров, которые могут быть применены в цепи обратной связи генератора, выполненного по схеме рис.1. На рисунке 2а показанв топология одновходового ПАВ-резонатора, а рис. 2б - иллюстрирует топологию традиционной одноканальной ПАВ-линии задержки с двумя встречно-штыревыми эквидистантными преобразователями.

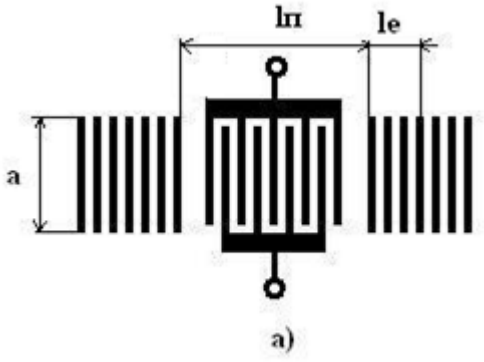


Рисунок 2а

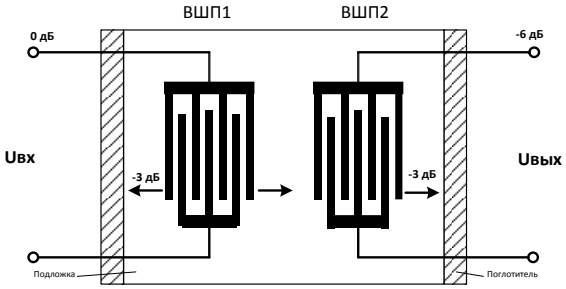


Рисунок 2б

В данной работе при исследованиях применялся разработанный алгоритм системного проектирования устройств на поверхностных акустических волнах, реализованный для практического использования в виде программы [3]. В соответствии с алгоритмом проектирования разрабатывается топология встречно-штыревых преобразователей, отражательных решеток и других топологических элементов ПАВ-устройства. Выбирается оптимальный вариант схемы электрической принципиальной генератора для разрабатываемого акустоэлектронного устройства и радиоэлементы схемы. Затем анализируется эквивалентная схема усилителя генератора и ее соответствие параметрам ПАВ-устройства, анализируется эквивалентная схема генератора. При необходимости проводятся необходимые корректировочные расчеты и вновь проводится анализ эквивалентной схемы генератора. Достоинством разработанного алгоритма является сравнительно небольшой объем повторяющихся этапов моделирования (количество итераций - до десяти), необходимых для разработки схемы ПАВ-генератора, при выполнении в полном объеме заданных требований.

С использованием алгоритма проектировались топологии ПАВ-резонаторов и ПАВ-линий задержки для частотного диапазона от 20 МГц до 500 МГц. Для этих устройств при выбирались схемы генераторов и исследовались спектральные характеристики выходного сигнала. Результаты моделирования ПАВ-генератора с резонатором на частоту 500 МГц следующие: относительная мощность фазовых шумов при отстройке от средней частоты генерации 1 кГц – минус 140-145 дБ/Гц; при отстройке 10 кГц – минус 160-175 дБ/Гц. Для частоты генерации 20 МГц спектральные характеристики были хуже на 20 дБ при тех же частотных отстройках, в связи с меньшей эквивалентной добротностью ПАВ-резонатора, который мог быть выполнен для этой частоты на пьезоподложке небольшого размера.

При экспериментальных исследованиях макета ПАВ-генератора также исследовались спектральные характеристики выходного сигнала генератора (частота генерации 25 МГц). В целом результаты соответствовали результатам моделирования (при применении в генераторе таких же, как и при моделировании, транзисторов BFR949T). Кратковременная стабильность частоты выходного сигнала генератора была не хуже 0,1 ppb. Полученные результаты удовлетворяют требованиям, предъявляемы к проектированию современной радиоаппаратуры и в перспективе ПАВ-генераторы найдут свое применение в радиоаппаратуре УКВ диапазона.

Литература

1.Никонова, Г.С. Управляемые ПАВ генераторы для систем частотного синтеза [Текст]/ Г.С. Никонова, И.В. Никонов// Техника радиосвязи. 2013. № 2 (20). С. 118-123.

2.Никонова, Г.С. Перестраиваемый по частоте генератор на поверхностных акустических волнах [Текст] /Г.С. Никонова, И. В. Никонов //Известия вузов. Физика.- 2013.-№8/3.- С.66-68.

3.Никонова, Г.С. Минимизация фазовых шумов ПАВ генератора за счет системного проектирования [Текст] /Г.С. Никонова, И. В. Никонов //Известия вузов. Физика.- 2015.-№8/3.- С.114-117.

Сведения об авторах

Никонова Галина Сергеевна, специалист, к.т.н.

Никонов Игорь Валентинович, доцент, к.т.н., доцент.

Негодяев Константин Евгеньевич, студент.

АЛГОРИТМ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ OFDM СИГНАЛОВ ДЛЯ СРЕДСТВ РАДИОКОНТРОЛЯ

Д.А. Алексеев, В.А. Козьмин, Д.С. Радченко, В.А. Сладких

АО ИРКОС, Москва, Россия, *e-mail:* kozminva@ircoc.vrn.ru

В докладе предложен алгоритм частотно-временной синхронизации для OFDM-сигналов, обеспечивающий высокую точность оценки времени прихода сигнала и частоты в условиях низкого отношения сигнал/шум и наличия частотно-селективных замираний.

OFDM SIGNALS TIME-FREQUENCY SYNCHRONIZATION ALGORITHM FOR RADIO CONTROL EQUIPMENT

D.A. Alekseev, V.A. Kozmin, D.S. Radchenko, V.A. Sladkih

The article proposes an algorithm for time-frequency synchronization for OFDM-signals, which provides high-precision estimates of arrival time signal and frequency in low signal-to-noise ratio and the presence of frequency-selective fading.

Введение

В последнее время появилось множество широкополосных систем цифровой радиосвязи, использующих технологию частотного ортогонального разделения каналов с мультиплексированием (OFDM). Технология OFDM обеспечивает высокую спектральную эффективность и устойчивость по отношению к частотно-селективным замираниям и узкополосным помехам.

Важнейшую роль при приеме OFDM-сигналов играет высокоточная синхронизация приемника и передатчика во времени и по частоте. Эффективность системы синхронизации во многом определяется способностью обеспечить в многолучевых нестационарных каналах необходимую точность оценки временного положения сигнала и частотного рассогласования между частотой входного сигнала и частотой опорного генератора. Успешное решение задачи частотно-временной синхронизации позволяет в значительной степени повысить помехоустойчивость приемника.

В отличие от OFDM-систем связи, когда положение источника сигнала в ряде случаев известно и приемник можно расположить в более выгодной с точки зрения увеличения отношения сигнал-шум позиции, радиоконтроль подобных систем осуществляется в более сложной сигнально-помеховой обстановке ввиду ограниченного радиуса электромагнитной доступности контролируемых устройств, использования ими направленных антенн, скрытности проведения процедуры радиоконтроля и других факторов [1]. Вышесказанное определяет актуальность совершенствования алгоритмов обработки сигналов систем радиосвязи с ортогональными поднесущими для обеспечения приема сигналов в условиях низкого отношения сигнал-шум и наличия многолучевости.

Для начальной частотно-временной синхронизации современные OFDM-системы используют последовательность известных OFDM-символов – преамбулу. В качестве примера в данной статье используется структура сигнала физического уровня стандарта беспроводного радиодоступа 802.11a, изображенная на рис. 1.

Каждый фрейм стандарта 802.11a начинается с преамбулы длительностью 16 мкс. Преамбула состоит из 10 коротких обучающих OFDM-символов длительностью

0.8 мкс каждый и из 2 длинных обучающих OFDM-символов длительностью 3.2 мкс каждый. Короткие обучающие символы (КОС) необходимы для обнаружения сигнала, начальной временной синхронизации и грубой оценки частотного сдвига между приемником и передатчиком. Обучающая последовательность, состоящая из двух длинных одинаковых обучающих символов (ДОС) T_1, T_2 и удвоенного защитного интервала (ЗИ), предназначена для точного оценивания частоты, точной временной синхронизации и оценки частотной характеристики пространственного канала связи. После преамбулы передается служебная информация, далее следует информационная часть сообщения 1.

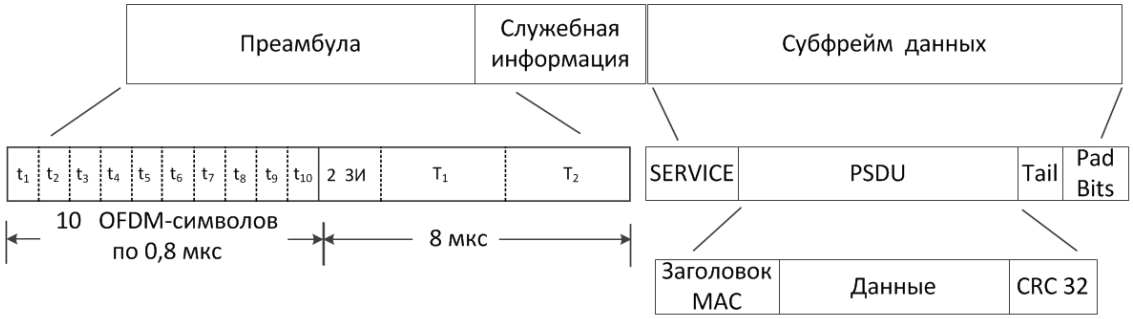


Рис. 1. Общая структура сигнала стандартов 802.11a

В настоящее время имеется большое количество публикаций, посвященных частотно-временной синхронизации по преамбуле. В 3 приведены выражения для оценки частотного сдвига на основе корреляции во временной области между циклическим префиксом и конечной частью OFDM-символа, а также между одинаковыми частями преамбулы пакета (корреляция во временной и частотной области). В 5 предлагается грубая и точная оценка частотного сдвига. Точная оценка выполняется во временной области, а грубая оценка основана на вычислении взаимной корреляции между двумя последовательными OFDM блоками в частотной области. Методы оценки моментов начала OFDM символов используют либо корреляцию между одинаковыми частями OFDM блока 5, либо между циклическим префиксом и конечной частью OFDM символа 4. Высокую точность частотно-временной синхронизации обеспечивает двухэтапный алгоритм совместного оценивания момента начала OFDM блока и частотного сдвига, описанный в 5-9. Алгоритм основан на корреляционных свойствах преамбулы во временной области и имеет высокую точность оценок. На первом этапе определяются предварительные оценки временного положения преамбулы и частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала по символам КОС, затем вычисляется точная оценка частотного сдвига и момента начала OFDM блока по символам ДОС.

В то же время известные решения обладают недостаточно высокой помехоустойчивостью при низком отношении сигнал/шум (ОСШ) и наличии частотно-селективных замираний. В настоящей работе приведены результаты по оценке повышения точности частотно-временной синхронизации за счет использования информационных OFDM-символов сигнала.

Описание алгоритма оценки момента начала OFDM блока и частотного сдвига

Отсчеты комплексной огибающей принимаемого OFDM символа $\dot{r}(n)$ с интервалом дискретизации $T_S = T / N$, где T – длительность OFDM-символа, N – целое количество отсчетов в OFDM символе без циклического префикса (ЦП), прошедшего через частотно-избирательный канал, который в дискретной эквивалентной форме имеет ко-

нечную импульсную характеристики $\dot{h}(m)$, длиной N_m, могут быть представлены выражением 10:

$$\dot{r}_i(n) = e^{j2\pi(n+i\cdot N_c)\Delta f/N} \cdot \sum_{m=0}^{N_m-1} \dot{h}(m)\cdot \dot{s}_i(n-m-\theta) + \dot{w}_i(n), \quad (1)$$

где $\dot{s}_i(n)$ – отсчеты комплексной огибающей передаваемого OFDM символа, $n = 0,1,...,N-1$, N_c – количество отсчетов в OFDM символе с ЦП, i – номер OFDM символа, Δf – смещение частоты комплексной огибающей относительно нулевой частоты (центральной частоты настройки приемника), θ – временной сдвиг OFDM символа относительно тактового момента t_c синхронизации приемника, $\dot{w}_i(n)$ – комплексные отсчеты нормального шума с нулевым средним и дисперсией $\sigma_w{}^2$.

Стартовым этапом частотно-временной синхронизации является оценка момента начала OFDM-блока и частотной расстройки по КОС и ДОС, подробно описанная в 89. Для грубой оценки начала OFDM блока по КОС используется взаимная корреляция соседних символов принимаемого сигнала:

$$\hat{\theta}_1 = \arg\max_{\theta}\left\{\left|\sum_{l=0}^{L-2}\frac{\sum_{j=0}^{J-1}\dot{r}_{\theta+j+l\cdot J}\cdot\dot{r}^{*}_{\theta+j+(l+1)\cdot J}}{0.5\cdot\sum_{j=0}^{J-1}\left|\dot{r}_{\theta+j+l\cdot J}\right|^2+0.5\cdot\sum_{j=0}^{J-1}\left|\dot{r}_{\theta+j+(l+1)\cdot J}\right|^2}\right|^2 > h_1\right\}, \quad (2)$$

где J – число отсчетов короткой обучающей последовательности, $j=\overline{0,J-1}$, L – количество OFDM-символов короткой обучающей последовательности, h_1 – порог первого этапа.

На основе предварительной оценки временного положения преамбулы формируется предварительная оценка частотного рассогласования:

$$\Delta\hat{f}_1 = \frac{1}{2\pi\cdot\tau_0}\cdot\angle\left(\sum_{l=1}^{L-2}\sum_{j=0}^{J-1}\dot{r}_{\hat{\theta}_1+j+l\cdot J}\cdot\dot{r}_{\hat{\theta}_1+j+(l+1)J}{}^{*}\right), \quad (3)$$

где τ_0 – длительность одного символа КОС.

Второй этап синхронизации заключается в обнаружении ДОС с компенсацией грубой оценки частотного рассогласования $\Delta\hat{f}_1$:

$$\hat{\theta}_2 = \arg\max_{\theta\in\left[\hat{\theta}_1+LJ;\hat{\theta}_1+LJ+2S\right]}\left\{\left|\sum_{s=0}^{S-1}b_s^{*}\cdot\dot{r}'_{s+\theta}\right|^2\Big/\sum_{s=0}^{S-1}\left|\dot{r}'_{s+\theta}\right|^2 > h_2\right\}, \quad (4)$$

где $\dot{b}$ – известная длинная обучающая последовательность 1, S – число отсчетов в одном OFDM-символе ДОС, $\dot{r}'_n = \dot{r}_n\cdot\exp\left(-i\cdot 2\pi\cdot n\cdot\Delta\hat{f}_1/N\right)$ – комплексная огибающая принимаемого сигнала, скорректированного грубой оценкой частотного сдвига, h_2 – порог второго этапа.

Оценка частотного рассогласования для второго этапа производится на основе вычисления фазы между двумя максимумами на выходе согласованного фильтра:

$$\Delta\hat{f}_2 = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_1} \cdot \angle\left(\dot{U}_{\hat{\theta}_2+LJ+S/2} \cdot \dot{U}_{\hat{\theta}_2+LJ+S/2+S}{}^{*}\right), \quad (5)$$

где τ_1 – длительность OFDM-символа ДОС, $S/2$ – длина циклического префикса, $U_\theta = \sum_{s=0}^{S-1} b_s^* \cdot \dot{r}'_{s+\theta}$.

Дополнительное повышение точности синхронизации основано на корреляции во временной области между циклическим префиксом и конечной частью информационных OFDM-символов, которые следуют за преамбулой:

$$\hat{\theta} = \arg\max_n S(n), \quad (6)$$

$$S(n) = \left(\sum_{i=0}^{NSYM-1} \sum_{n=0}^{N_C-NCP-1} \left| \sum_{j=0}^{NCP-1} \dot{r}''\left(\hat{\theta}_2 + LJ + 2S + i \cdot N_c + n + j\right) \cdot \dot{r}''^{*}\left(\hat{\theta}_2 + LJ + 2S + i \cdot N_c + n + j + N\right) \right| \right), \quad (7)$$

$$\Delta\hat{f} = \frac{1}{2\pi \cdot NSYM \cdot \tau_2} \cdot \angle\left(\sum_{i=0}^{NSYM-1} \sum_{j=0}^{NCP-1} \dot{r}'\left(\hat{\theta} + LJ + 2S + i \cdot N_c + j\right) \cdot \dot{r}'^{*}\left(\hat{\theta} + LJ + 2S + i \cdot N_c + j + N\right) \right), \quad (8)$$

где $\dot{r}''_n = \dot{r}_n \cdot \exp\left(-i \cdot 2\pi \cdot n \cdot \Delta\hat{f}_2 / \left(NSYM \cdot N_c\right)\right)$ – комплексная огибающая принимаемого сигнала, скорректированного оценкой частотного сдвига $\Delta\hat{f}_2$, полученной по КОС и ДОС, $n = 0,1,...,NSYM \cdot N_c - 1$, $NSYM$ – число информационных OFDM-символов, NCP – количество отсчетов циклического префикса, τ_2 – длительность информационного OFDM-символа без циклического префикса, $\angle$ – фаза комплексного числа в пределах $\pm\pi$.

При оценке $\hat{\theta}$ пик получаемой взаимной корреляционной функции (ВКФ) достаточно протяженный, поэтому для повышения точности оценки максимум ВКФ восстанавливается функцией квадратичной интерполяции:

$$\hat{\theta}' = \hat{\theta} + \frac{0.5 \cdot \left(S(\hat{\theta}+1) - S(\hat{\theta}-1)\right)}{2 \cdot S(\hat{\theta}) - S(\hat{\theta}+1) - S(\hat{\theta}-1)} \quad (9)$$

Условия и результаты моделирования

Исследование точностных характеристик разработанного алгоритма частотно-временной синхронизации и сравнение с известным алгоритмом двухэтапной оценки по КОС и ДОС проводилось методом статистического компьютерного моделирования. В ходе каждого эксперимента генерировался случайный OFDM сигнал стандарта 802.11a, структура которого показана на рис. 1. Смещение сигнала во временной области производилось на целое число отсчетов комплексной огибающей и варьировалось случайным образом в пределах от 1 до 100 отсчетов. Частотный сдвиг сигнала также вводился случайным с равномерным законом распределения в пределах $\pm 0.005 F_s$, F_s – частота дискретизации. Длина информационного блока составляла 30 OFDM-символов. В качестве канала связи использовалась упрощенная модель канала в виде аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) и многолучевая модель канала А, рекомендованная Международным союзом электросвязи для семейства стандартов 802.11 10. Модель канала А соответствует типовым офисным условиям, когда присутствует прямой сигнал,

а среднеквадратическое значение задержки равно 50 нс. Максимальный доплеровский сдвиг частоты равен 100 Гц. Для вычисления среднеквадратической ошибки (СКО) оценки момента начала OFDM символа и частотного сдвига производилось 10^4 независимых экспериментов.

Будем считать временную синхронизацию установленной, если СКО полученной оценки начала OFDM блока не превышает длительности одного отсчета $\delta = 1/F_s$. По аналогии с 7 величину максимально допустимой ошибки оценки частотной расстройки положим равной $\eta = \Delta f / F_s = 0.0003$, где Δf – абсолютное значение ошибки при оценке частоты.

На рис. 2, 3 представлены полученные зависимости точности оценки момента начала OFDM блока (в отсчетах интервала дискретизации) от отношения сигнал/шум в канале связи.

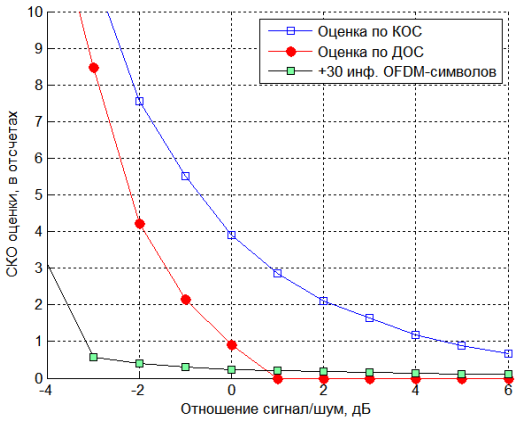


Рис. 2. Зависимости СКО грубой и точной оценки момента начала OFDM блока от ОСШ в канале АБГШ

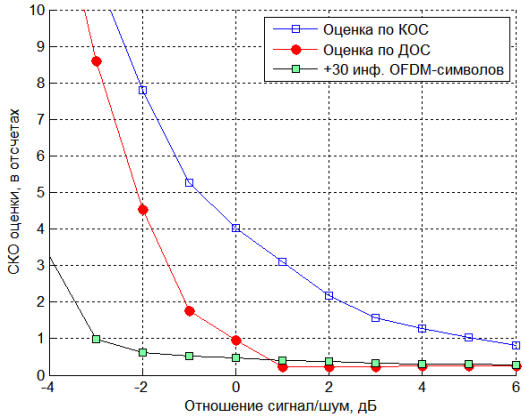


Рис. 3. Зависимости СКО грубой и точной оценки момента начала OFDM блока от ОСШ в многолучевом канале (модель канала А)

Приведенные зависимости показывают, что алгоритм дополнительной временной синхронизации по информационным OFDM-символам обеспечивает требуемое качество синхронизации уже при ОСШ, равном -2…-3 дБ, при этом стандартный двухэтапный алгоритм оценки времени прихода OFDM-сигнала начинает работать при ОСШ 0 дБ. При ОСШ выше 1 дБ стандартный двухэтапный алгоритм имеет незначительное преимущество в точности временной синхронизации, что связано с достаточно пологим пиком ВКФ между циклическим префиксом и конечной частью информационных OFDM-символов.

На рис. 4, 5 в логарифмическом масштабе представлены зависимости точности оценки частоты от ОСШ в канале связи. На графиках показана оценка частоты по КОС, оценка по ДОС, а также окончательная оценка частоты на основе дополнительных информационных символов.

Приведенные графики показывают, что для канала АБГШ и многолучевого канала при использовании 30 дополнительных OFDM символов относительная ошибка оценки частоты $\eta = 0.0003$ достигается при ОСШ -1,5 дБ, в то время как для стандартного двухэтапного алгоритма такая точность синхронизации достигается при ОСШ 1 дБ. Для относительной ошибки оценки частоты $\eta = 0.0002$ выигрыш предложенного алгоритма составляет уже порядка 5-6 дБ.

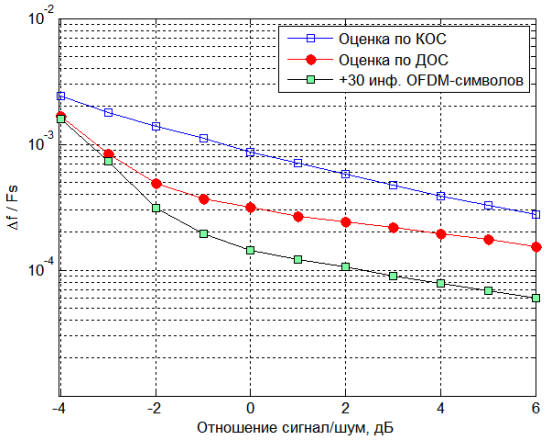


Рис. 4. Зависимости ошибки оценки частоты от ОСШ в канале АБГШ

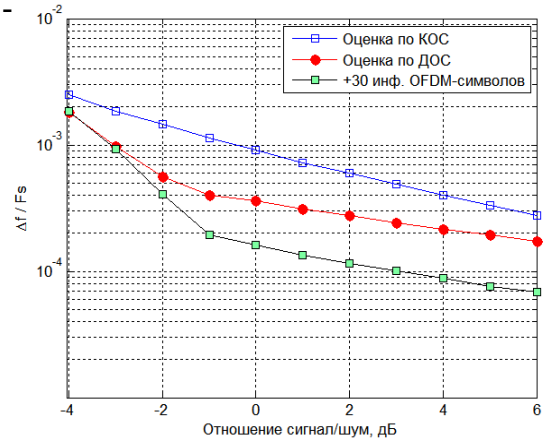


Рис. 5. Зависимости ошибки оценки частоты от ОСШ в многолучевом канале (модель канала А)

Заключение

Разработан эффективный алгоритм частотно-временной синхронизации, использующий совместно преамбулу и информационные символы OFDM-сигнала. При низком отношении сигнал/шум и наличии частотно-селективных замираний предложенный алгоритм обеспечивает более точную оценку момента начала OFDM-блока и частотного рассогласования между частотой входного сигнала и частотой опорного генератора. Предложенный алгоритм может быть использован для синхронизации OFDM-систем связи и для приема сигналов в средствах радиоконтроля. Реализация предложенного алгоритма в программном обеспечении АО «ИРКОС» подтвердила его высокую эффективность и работоспособность в сложной городской сигнально-помеховой обстановке.

Литература

1. Рембовский, А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. - 3-е изд., перераб. и доп. – М: Горячая линия-Телеком, 2012. – 640 с.

2. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High speed Physical Layer in the 5 GHz Band. IEEE Standard 802.11a-1999.

3. Y.S. Cho, J. Kim, W.Y. Yang, Ch.G.Kang. MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB. Chichester. U.K.: John Wiley & Sons, 2010, 544 p.

4. Beek, J.J. ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems / J.-J. van de Beek, P.O. Borjesson, M. Sandell // IEEE Transactions on signal processing, Jul. 1997, vol. 45, no. 7. – PP. 1800-1805.

5. Cox, D.C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM / Donald C. Cox and Timothy M. Schmidl // IEEE Transactions on Communications, Dec. 1997, vol. 45, no. 12. – PP. 1613 – 1621.

6. Feng S. Preamble Design for Non-contiguous Spectrum Usage in Cognitive Radio Networks / Shulan Feng, Jinnan Liu, Haiguang Wang, Philipp Zhang, Heather Zheng // IEEE Wireless Communications and Networking Conference, April 2009. – PP. 1-6.

7. Каюков И.В. Алгоритм начальной частотно-временной синхронизации систем радиосвязи / И.В. Каюков, В.Б. Манелис, А.И. Сергиенко // Радилокация, навигация, связь: доклады X Междунар. науч.-техн. конф. – Воронеж, 2004. – Т. 2. – С. 918-923.

8. Сладких В.А., Козьмин В.А., Ситников А.В. Анализатор OFDM-сигналов стандартов IEEE 802.11a/g/n / В.А. Сладких, В.А. Козьмин, А.В. Ситников // Радиотехника. – 2014. – № 4. – С. 55-58.

9. Сладких В.А., Козьмин В.А. Алгоритм обработки радиосигналов стандартов IEEE 802.11a/g/n в средствах радиоконтроля / В.А. Сладких, В.А. Козьмин // Радилокация, навигация, связь: доклады XX Междунар. науч.-техн. конф. – Воронеж, 2014. – Т. 1. – С. 1303-1308.

10. Chong-guang, Y. A high performance frequency offset estimator for OFDM / Yan Chong-guang, Luo Han-wen, Ding Ming, Wu Yun // Journal of Zhejiang University SCIENCE A, 2006, vol. 7, no. 12. – PP. 2104-2109.

11. Волков Л. Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: учеб. Пособие / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.: ил.

Сведения об авторах

	Алексеев Дмитрий Александрович 1983 г.р., Алексеев Дмитрий Александрович, 1983 г.р., инженер АО ИРКОС, г. Москва, аспирант кафедры радиотехники Воронежского государственного технического университета, г. Воронеж. Научные интересы: цифровая обработка сигналов. E-mail: alekseevda@ircoc.vrn.ru
	Козьмин Владимир Алексеевич, 1958 г. р., окончил Воронежский государственный технический университет в 1980 г. по специальности «Радиотехника». Основные направления научных исследований: радиомониторинг и цифровая обработка сигналов. Кандидатскую диссертацию защитил в 1989 году, доцент. Директор АО ИРКОС по научной работе, г. Москва. E-mail: kv@ircoc.vrn.ru
	Радченко Денис Сергеевич, 1993 г.р., окончил Воронежский государственный технический университет в 2015 г. по специальности «Радиотехника». Основные направления научных исследований: радиомониторинг и цифровая обработка сигналов. Инженер АО ИРКОС, г. Москва, магистрант кафедры радиотехники ВГТУ г. Воронежа. E-mail: radchenkods@ircoc.vrn.ru
	Сладких Владимир Александрович, 1987 г.р., окончил Воронежский государственный технический университет в 2009 г. по специальности «Радиотехника». Основные направления научных исследований: цифровая обработка сигналов. Кандидатскую диссертацию защитил в 2016 году. Инженер-программист АО ИРКОС, г. Москва. E-mail:sladkihva@ircoc.vrn.ru

О НЕКОТОРЫХ АСПЕКТАХ ПЕРВОНАЧАЛЬНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ С ППРЧ

Меркулов Д.В., Малютин А.А., Дорошенко В.Ю.

Рассматривается ряд задач, связанных с первоначальной синхронизацией двух узлов связи в условиях возможных преднамеренных помех. Приводятся возможные решения этих задач для случаев работы на одной или нескольких частотах.

ABOUT SOME ASPECTS OF INITIAL SYNCHRONIZATION IN COMMUNICATION SYSTEMS WITH FH

D.V. Merkulov, A.A. Malyutin, V.Yu. Doroshenko

The some tasks, relating to initial synchronization of two signal centers in conditions of probable jamming, are considered. The possible solutions to these tasks for operation on single or multiple frequencies are show.

Технология псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ) в системах связи различных диапазонов предназначена, в первую очередь, для противодействия преднамеренным помехам. Однако до установления первоначальной синхронизации между двумя узлами связи её применение затруднительно. Первоначальная синхронизация обычно устанавливается на фиксированной частоте, что повышает риск возникновения преднамеренной помехи. В данной статье описываются некоторые варианты построения первоначальной синхронизации двух узлов связи, призванные снизить указанный риск или уменьшить негативный эффект от преднамеренной помехи.

Все дальнейшие рассуждения никак не связаны с конкретным видом синхронизирующего сигнала, но для определённости отметим, что по имеющемуся у авторов опыту для этих целей очень хорошо подходят последовательности Задова-Чу, обладающие необходимыми корреляционными свойствами. Приём указанных последовательностей осуществляется согласованным фильтром (СФ), выход которого принимает значения в диапазоне от 0 до 1. При этом значение 1 соответствует идеальному приёму синхронизирующей последовательности при отсутствии шумов, помех и прочих искажений сигнала.

В дальнейшем будем оперировать только двумя идеализированными значениями выходов СФ: 1 – синхронизирующий сигнал есть, 0 – синхронизирующего сигнала нет.

Без псевдослучайной перестройки частоты, на которой передаются синхросигналы, возможным преднамеренным помехам необходимо противопоставить некий другой псевдослучайно изменяемый параметр. Таким параметром может быть временная позиция синхросигнала. Другими словами, для первоначальной синхронизации двух узлов связи могут быть использованы несколько синхросигналов, передаваемых на фиксированной частоте через псевдослучайные промежутки времени.

Для удобства положим эти промежутки времени кратными длине синхросигнала. Тогда первую задачу, решение которой будет описано в данной статье, можно сформулировать следующим образом.

Пусть имеется K временных интервалов (позиций), M из которых заняты одинаковыми синхросигналами. Необходимо выработать правило или алгоритм, по которому выбираются занятые позиции, чтобы одновременно удовлетворить двум требованиям:

1) Уменьшить вероятность появления преднамеренной помехи;
2) Сохранить корреляционные свойства процесса первоначальной синхронизации.

Первое требование удовлетворяется случайностью, точнее, псевдослучайностью выбора занятых синхросигналами позиций. Также желательно исключить возможность занятия соседних позиций, чтобы длительность сигнала не превышала длину одной синхропоследовательности.

Второе требование приводит к следующим рассуждениям. При идеальной синхронизации выходы всех M СФ выдают значение 1, т.е. значение выхода общего коррелятора (будем так его называть) равно M. При любом сдвиге принимаемого сигнала относительно идеальной синхронизации это значение будет меньше M. Очевидно, что при всех возможных сдвигах каждый отдельный СФ выдаст единицу ровно M раз. Так вот, необходимо, чтобы все остальные фильтры в эти моменты выдавали 0 (кроме ситуации идеальной синхронизации).

Для лучшего понимания сказанного рассмотрим рис. 1.

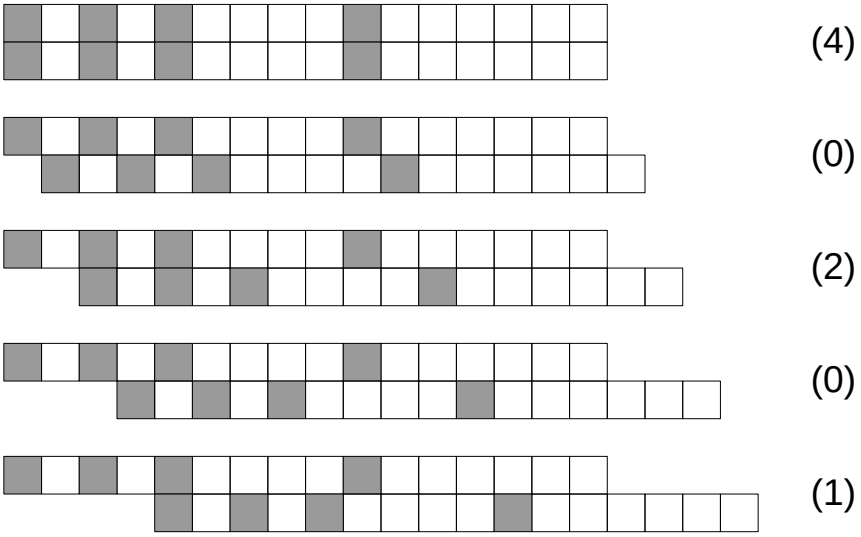


Рис.1 – Вариант расположения занятых позиций
с плохими корреляционными свойствами

Здесь схематично в виде квадратов показаны K=16 временных интервалов (позиций), M=4 из которых заняты синхросигналами (закрашенные квадраты). В первой строке показана ситуация идеальной синхронизации, а справа в скобках – значение выхода общего коррелятора, или количество совпадений, равное 4. При сдвиге сигнала вправо на одну позицию (вторая строка на рис. 1) совпадений в данном случае нет, и выход коррелятора равен 0. Там же показаны ситуации ещё трёх последовательных сдвигов. Видно, что в одной из ситуаций выход коррелятора равен 2. Именно этого необходимо избежать при выработке правила занятия временных интервалов.

Стоит отметить, что мы не рассматриваем сдвиги, не кратные длине синхросигнала (позиции), т.к. благодаря хорошим автокорреляционным свойствам синхропоследовательностей, корреляционный пик СФ, максимум которого мы приняли за 1, является очень узким. Его ширина равна $2/N$, где N – количество символов (отсчётов) в синхропоследовательности.

Очевидно, что единичные совпадения обязательно будут, поэтому более строго описываемое требование должно звучать так: необходимо, чтобы максимальный боковой выброс выхода общего коррелятора при любом сдвиге сигнала не превышал 1.

Данное требование будет удовлетворено, если среди всех взаимных расстояний между занятыми позициями не будет одинаковых. Для примера на рис. 2 показан такой вариант расположения занятых позиций со всеми сдвигами и значениями выхода общего коррелятора, который, как видно, не превышает 1.

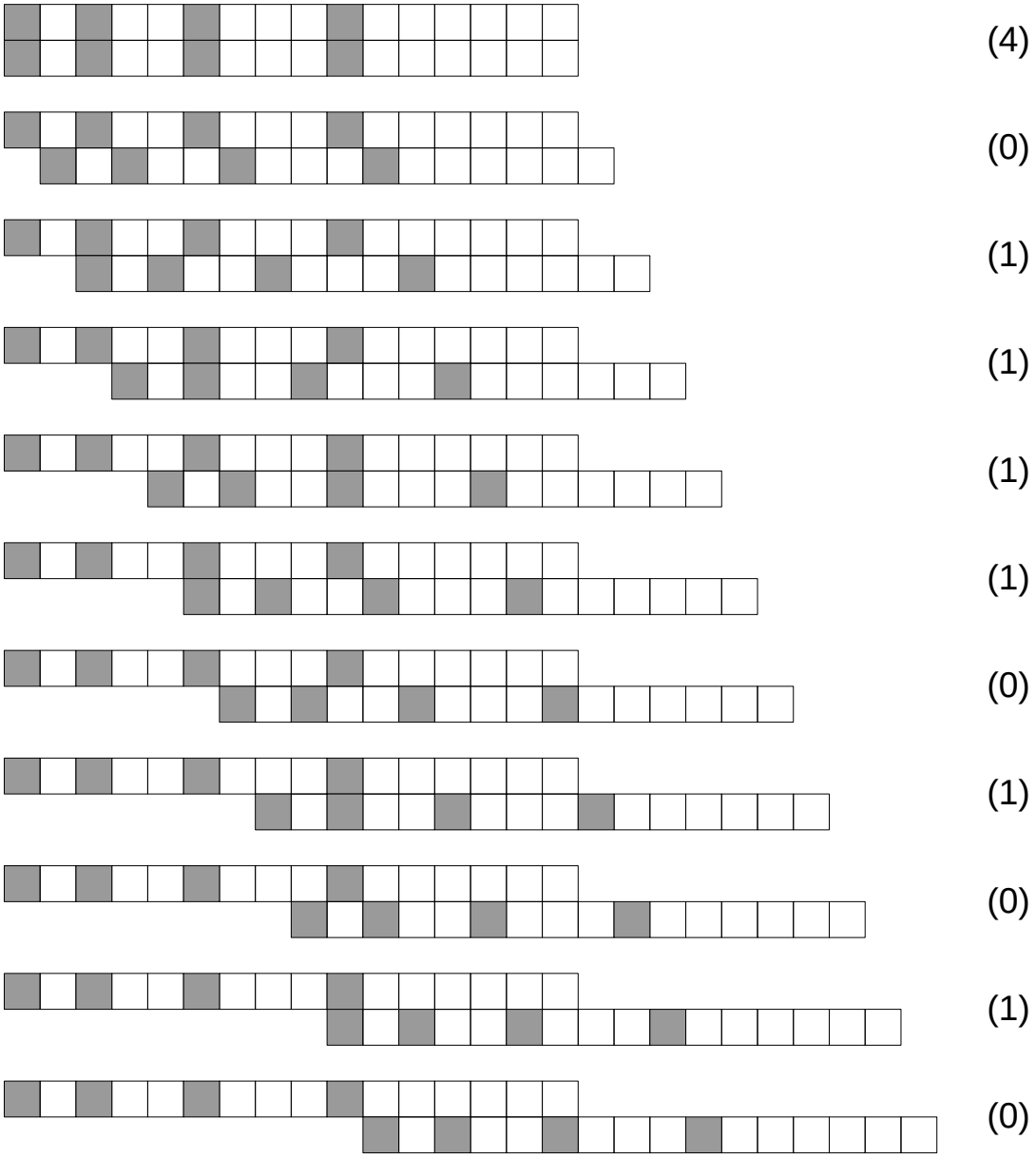


Рис.1 – Вариант расположения занятых позиций
с хорошими корреляционными свойствами

Поиск «хороших» вариантов расположения занятых позиций возможен простым компьютерным перебором. Так, для K=16 и M=4 нашлось 328 таких вариантов. Некоторые из них (с указанием порядковых номеров) представлены в таблице 1. При этом занятые позиции обозначены цифрой 1, незанятые – 0.

328 псевдослучайных вариантов расположения 4-х синхросигналов в 16 позициях вполне достаточно для организации разведзащищённой первоначальной синхронизации узлов связи. При этом гарантируется, что при любом сдвиге сигнала относительно идеальной синхронизации выход общего коррелятора не превысит 1, тогда как при идеальной синхронизации он равен 4.

Таблица 1 – Некоторые варианты расположения 4-х синхросигналов в 16 позициях

000: 1010010001000000	155: 0100100000100010	242: 0010000101000100
039: 1001000010100000	158: 0100100000010001	243: 0010000101000001
043: 1001000001010000	169: 0100010000100100	260: 0001010010001000
046: 1001000000101000	170: 0100010000010100	262: 0001010010000001

063: 1000100001001000	171: 0100010000010010	265: 0001010000100100
065: 1000100000101000	177: 0100001001000100	267: 0001010000010010
069: 1000100000010010	178: 0100001001000001	268: 0001010000010001
088: 1000001010010000	184: 0100000101001000	269: 0001010000001001
089: 1000001010000100	189: 0100000100010010	270: 0001001010001000
093: 1000001001000010	208: 0010100010000001	271: 0001001010000010
100: 1000000101001000	213: 0010100000100010	272: 0001001010000001
101: 1000000101000100	225: 0010010000101000	276: 0001001000010001
103: 1000000100101000	226: 0010010000100010	279: 0001000101001000
105: 1000000100010100	232: 0010001010000100	281: 0001000100101000
150: 0100100010000010	233: 0010001010000001	300: 0000101000001001
152: 0100100001000100	235: 0010001001000010	302: 0000100101000001
154: 0100100000101000	238: 0010001000010010	316: 0000010100001001

Рассмотрим другую задачу. Допустим, что первоначальная синхронизация возможна на нескольких частотах одновременно. Для определённости пусть введённые ранее параметры останутся теми же (K=16, M=4), а количество частот L=4.

Дополнительным требованием в данном случае является отсутствие синхросигналов одновременно более чем на одной частоте. Для выбранных в качестве примера значений параметров (K=16, M=4, L=4) это требование может быть выполнено. На рис. 3 схематично представлен один из возможных вариантов расположения синхросигналов на частотно-временной матрице (по горизонтали отложено время, по вертикали – частота). Каждая из строк на рисунке является решением предыдущей задачи.

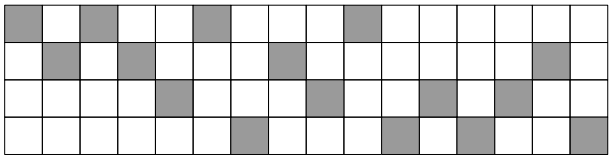


Рис. 3 – Вариант расположения синхросигналов на частотно-временной матрице

Путём компьютерного перебора было найдено 3252 подобных варианта расположения синхросигналов на частотно-временной матрице размером 4x16. При этом варианты, совпадающие с точностью до перестановки строк, не учитывались (считались совпадающими).

При идеальной синхронизации выход общего коррелятора в данном случае, очевидно, равен 16 (по 4 на каждой из 4-х частот). При сдвиге сигнала относительно этого состояния максимальный боковой выброс значения коррелятора, в общем случае, будет не больше 4. Компьютерный перебор показал, что среди 3252 описываемых вариантов расположения синхросигналов 2896 имеют максимальный боковой выброс значения коррелятора, равный 4, 356 вариантов с максимальным боковым выбросом, равным 3, и ни одного – с другими значениями. Более того, количество боковых выбросов, равных максимальному значению, зависит от конкретного варианта расположения синхросигналов.

Для иллюстрации сказанного приведём пример последовательности значений выхода общего коррелятора при последовательном сдвиге варианта расположения синхросигналов, представленного на рис. 3, начиная с идеальной синхронизации:

16 0 4 3 4 3 2 3 0 3 0 1 0 1 0 0.

Анализ полученных 356 вариантов с максимальным боковым выбросом, равным 3, показал, что среди них есть 18 вариантов, максимальный боковой выброс в которых повторяется, всего лишь, 3 раза (это минимальное значение). В таблице 2 представлены эти варианты с указанием последовательности значений выхода общего коррелятора при последовательном сдвиге.

Таблица 2 – Варианты расположения 16 синхросигналов в 16 позициях на 4 частотах

039: 1001000010100000 171: 0100010000010010 242: 0010000101000100 300: 0000101000001001 16 0 3 3 2 2 3 2 2 2 2 2 0 1 0 0	069: 1000100000010010 184: 0100000101001000 233: 0010001010000001 265: 0001010000100100 16 0 3 3 2 2 2 3 2 1 2 2 0 1 1 0	101: 1000000101000100 154: 0100100000101000 238: 0010001000010010 262: 0001010010000001 16 0 3 3 2 2 2 2 2 3 1 1 2 1 0 0
043: 1001000001010000 155: 0100100000100010 232: 0010001010000100 316: 0000010100001001 16 0 3 3 2 2 3 2 2 2 2 2 0 1 0 0	088: 1000001010010000 155: 0100100000100010 242: 0010000101000100 269: 0001010000001001 16 0 3 3 2 2 3 2 1 2 2 2 1 1 0 0	101: 1000000101000100 158: 0100100000010001 225: 0010010000101000 271: 0001001010000010 16 0 3 3 2 2 2 3 2 1 2 2 0 1 1 0
046: 1001000000101000 171: 0100010000010010 232: 0010001010000100 302: 0000100101000001 16 0 3 3 2 2 3 2 1 2 2 2 1 1 0 0	089: 1000001010000100 158: 0100100000010001 226: 0010010000100010 279: 0001000101001000 16 0 2 3 3 3 2 2 2 2 1 1 1 1 1 0	103: 1000000100101000 152: 0100100001000100 233: 0010001010000001 267: 0001010000010010 16 0 3 3 2 2 2 2 2 3 1 1 2 1 0 0
063: 1000100001001000 189: 0100000100010010 233: 0010001010000001 265: 0001010000100100 16 0 2 3 3 2 2 3 2 2 2 0 1 2 0 0	093: 1000001001000010 170: 0100010000010100 208: 0010100010000001 281: 0001000100101000 16 0 3 2 3 2 3 2 2 2 1 1 1 1 1 0	103: 1000000100101000 177: 0100001001000100 208: 0010100010000001 267: 0001010000010010 16 0 3 3 2 2 2 3 2 1 1 2 2 1 0 0
065: 1000100000101000 171: 0100010000010010 242: 0010000101000100 272: 0001001010000001 16 0 3 2 3 2 3 2 1 2 2 1 2 1 0 0	100: 1000000101001000 155: 0100100000100010 232: 0010001010000100 268: 0001010000010001 16 0 3 2 3 2 3 2 1 2 2 1 2 1 0 0	105: 1000000100010100 154: 0100100000101000 235: 0010001001000010 262: 0001010010000001 16 0 3 3 2 2 2 3 2 1 1 2 2 1 0 0
069: 1000100000010010 169: 0100010000100100 243: 0010000101000001 270: 0001001010001000 16 0 2 3 3 3 2 2 2 2 1 1 1 1 1 0	101: 1000000101000100 150: 0100100010000010 225: 0010010000101000 276: 0001001000010001 16 0 2 3 3 2 2 3 2 2 2 0 1 2 0 0	105: 1000000100010100 178: 0100001001000001 213: 0010100000100010 260: 0001010010001000 16 0 3 2 3 2 3 2 2 2 1 1 1 1 1 0

Именно эти варианты предлагается считать оптимальными в смысле разведзащищённости и качества синхронизации при выбранных значениях параметров *M*, *K*, *L*. По аналогии могут быть получены соответствующие варианты размещения синхросигналов при других значениях параметров *M*, *K*, *L*.

В конце хотелось бы продемонстрировать блок-схему приёма данного вида сигнала (для случая одной частоты), которая может быть реализована, например, на ПЛИС (рис. 4).

Здесь $\dot{X}$ – входной комплексный сигнал;

$\dot{Z}_0,...,\dot{Z}_{N-1}$ – элементы (отсчёты) синхропоследовательности;

Квадратные блоки – ячейки памяти (их количество в блоках на рисунке условно);

Круглые блоки – математические операции (× – умножение, Σ – суммирование, $|\ |^2$ – модуль комплексного числа в квадрате, / – деление);

1 0 … 1 – вариант расположения синхросигналов (занятые позиции – 1, незанятые – 0), аналогичный табл. 1.

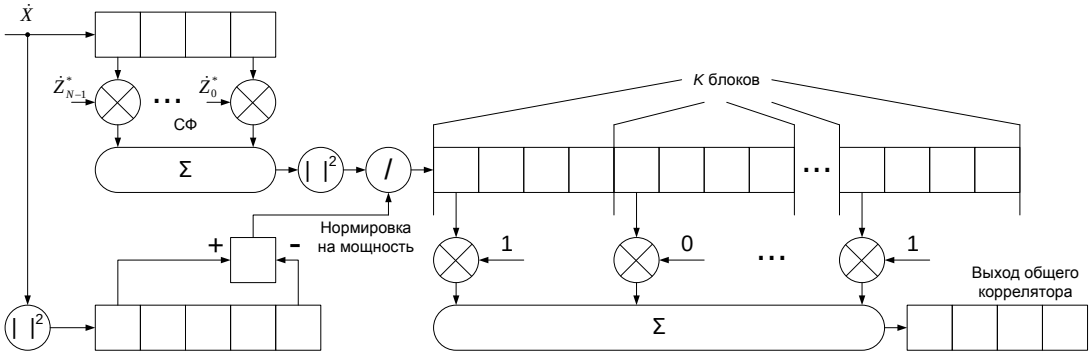


Рис. 4 – Блок-схема приёма одночастотного синхросигнала, состоящего из повторяющихся через псевдослучайные промежутки времени синхропоследовательностей

При прохождении сигнала через буфер на выходе общего коррелятора будут появляться числа в диапазоне от 0 до 4. При отсутствии шума и помех максимальный боковой выброс, как говорилось ранее, будет равен 1, а максимум при идеальной синхронизации – 4. Т.о., если установить порог синхронизации, равный, например, 2, данная схема позволит осуществлять первоначальную синхронизацию двух узлов связи.

Сведения об авторах

Меркулов Дмитрий Васильевич – 1976 г.р. Окончил Воронежский государственный университет в 1998 г. Кандидат технических наук – 2004 г. Доцент – 2011 г. В настоящее время – ведущий научный сотрудник АО «Концерн «Созвездие».
Область научных интересов: цифровая обработка сигналов, параллельные и последовательные методы передачи информации, канальные протоколы, методы адаптации под качество канала, самообучающиеся информационные системы.
E-mail: merculov@newmail.ru

Малютин Александр Анатольевич – 1963 г.р. Окончил Воронежский государственный университет в 1985 г. Кандидат технических наук – 2009 г. В настоящее время – начальник сектора АО «Концерн «Созвездие».
Область научных интересов: цифровая обработка сигналов, технологии диаграммообразования, ФАР, MIMO.
E-mail: malyutin@nm.ru

Дорошенко Василий Юрьевич – 1987 г.р. Окончил Воронежский государственный университет в 2011 г. В настоящее время – консультант АО «Концерн «Созвездие».
Область научных интересов: цифровая обработка сигналов, КВ, УКВ радиосвязь, зондирование ионосферы.
E-mail: goodvy@bk.ru

УДК 621.391

ПРЕДЕЛЬНАЯ СПЕКТРАЛЬНО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ И ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ В СИСТЕМАХ С МНОГОПОЗИЦИОННЫМИ СИГНАЛАМИ

Д. Л. Бураченко, Н. В. Савищенко, Е.В. Лебеда

Проведены исследования пропускной способности в дискретном и дискретно-непрерывном каналах связи. Оценена предельная частотно-энергетическая эффективность систем связи при использовании сигналов квадратурной амплитудной модуляции, фазовой модуляции и амплитудно-фазовой модуляции.

MAXIMUM SPECTRAL-ENERGY EFFICIENCY AND BANDWIDTH IN SYSTEMS WITH MULTIPLE SIGNALS

D. L. Burachenko, N. V. Savischenko, E. V. Lebeda

Studies of capacity in discrete and discrete-continuous communication channels are given in that article.Limited frequency-energy efficiency of communication systems is estimated with using signals of Quadrature Amplitude Modulation, Phase Shift Keying and Amplitude Phase Shift Keying.

Введение. Сравнение различных систем связи может быть осуществлено на основе показателей эффективности (спектральной и энергетической)**,** введенных Сандерсом [1]. Эта идея развита в работах А. Г. Зюко и В. Л. Банкет [2].При сохранении общей идеи обозначения и функциональные зависимости между показателями могут различаться. Так, в [3] аналогичным образом вводится понятие плоскости «полоса - эффективность», которая характеризует зависимость R/F (нормированной к полосе пропускания скорости передачи) от отношения сигнал/шум E_{bc}/N_0.

Из теоремы кодирования, сформулированной К. Шенноном, следует, что можно получить сколь угодно малую вероятность ошибки, если скорость передачи информации будет меньше пропускной способности канала. Поэтому для определения потенциальных возможностей системы связи необходимо уметь вычислять пропускную способность каналов связи. В статье приведены результаты решения этой задачи для дискретного симметричного канала связи, в котором используются сигналы фазовой модуляции, а также для дискретно-непрерывного канала связи при использовании сигналов M-ФМ, M-КАМ и M-АФМ.

СигналыM-КАМ, M-ФМ и M-АФМ, предполагающие использование некоторой несущей частоты, принято называть полосовыми [3] сигналами, что учитывается в вводимых обозначениях, определениях и комментариях.Известно [7], что для моделей как T-финитных сигналов(занимающих теоретически неограниченную полосу частот), как и F-финитных сигналовНайквиста-Котельникова(имеющих теоретически неограниченную протяженность во времени), размерность пространства сигналов определяется равенством $N=2FT$. В обоих случаях Nестьчисло отличных от нуля комплексных коэффициентов обобщенного ряда Фурье (в их не прореженной последовательности длиною N), которым представленлибо в базисеT-финитных гармонических функций, либо в базисе F-финитных функций Котельникова формируемый ансамбль из M полосовых сигналов.

При этом для T-финитных сигналов$F = N/2T$ соответствует введенному Л. М. Финком [7] определениюи понятию условной полосы частот.Понятие условной для T-финитных сигналов полосы частот F не вступает по определению, как показано

[7], в противоречиес теоретически неограниченной протяженностью их частотного спектра, являясь адекватной непротиворечивой мерой полосы частот, занимаемой системой сигналов,как в теоретических, так и в практических приложениях (фактически применяемой, например, при описании сигналов *OFDM*-систем).

Соответственно, применяемая для *F*-финитных сигналоввеличина $T = N/2F$, следуя Л. М. Финку, может быть аналогично определена как условная длительность *F*-финитных сигналов, не вступая по определению в противоречие с теоретически неограниченной их протяженностью во времени.

Известно[1-4,8], что энергетическая эффективность (β-эффективность) вычисляется на основе формулы $\beta = \dfrac{R}{P_c / N_0}$, где *R*- скорость передачи информации, бит/с;P_c-средняя мощность ансамбля из*M* сигналов, определяемая как $P_c = \sum_{r=0}^{M-1} \mathrm{P}(r) P_r$. Здесьсоответственно$\mathrm{P}(r)$ и P_r,есть априорная вероятность передачи и средняя на длительности *T*мощность сигнала $s_r(t)$, $r = \overline{0, M-1}$, $t \in [0, T]$, где *M*- число сигналов используемых системой передачи; N_0- односторонняя спектральная плотность мощностиаддитивного белого гауссовского шума (АБГШ). В формуле для энергетической эффективности используется средняя мощность ансамбля из*M* сигналов, так каксовременные сигнальные конструкциистроятся на основе как сферической, так и объемно-сферической упаковки, например, сигналы квадратурной амплитудной модуляции (*M*-КАМ или *M*-QAM) или сигналы амплитудно-фазовой модуляции (*M*-АФМили *M*-APSK). Учитывая, что скорость передачи $R = 1/T_b$, где в реальных системах длительность одного бита (точнее, двоичного символа [3]) определяется как $T_b = T/\log_2 M$, $E_{bc} = P_c T_b$, $h_{bc}^2 = E_{bc} / N_0$, получаем, что $\beta = 1/h_{bc}^2$ или $\beta[\text{дБ}] = -h_{bc}^2[\text{дБ}]$. Для вычисления конкретных значений β^* выбирается некоторый порог вероятности битовой ошибки P_b^* и тогда $h_{bc}^{2*} = \underset{h_{bc}^2}{\arg}\left\{P_b\left(h_{bc}^2\right) = P_b^*\right\}$, следовательно, $\beta^*[\text{дБ}] = -h_{bc}^{2*}[\text{дБ}]$.

Другой важный показатель эффективности системы передачи –спектральный показатель $\gamma = \dfrac{R}{F}\left[\dfrac{\text{бит}}{\text{с}\cdot\text{Гц}}\right]$, где $F = N/2T$– полоса частот, занимаемая в общем случае многомерным (*N*-мерным) сигналом (в рассматриваемых в работе случаях– двумерными (*N*=2) сигналами или *M*-ФМ, или *M*-КАМ, или *M*-АФМ, для которых *F*=1/*T*).

В задачах, посвященных расчетам пропускной способности и предельной частотно-энергетической эффективности, и их сопоставлениям с показателями β и γ реальных систем необходимо также ввести определения понятий предельной энергетической эффективности $\beta_0 \triangleq \dfrac{C}{P_c / N_0} = \dfrac{C}{R}\dfrac{1}{h_{bc}^2}$ и предельной частотной эффективности $\gamma_0 \triangleq \dfrac{C}{F} = \dfrac{C}{R}\gamma$. Поскольку $R < C$, то очевидно, что$\beta < \beta_0$ и $\gamma < \gamma_0$.

В тех случаях, когда при анализе сигналов не акцентируется внимание на форме сигнала (полосе частот, занимаемой сигналом), а ограничиваются анализом сигнальной конструкции с учетом числа сигналов *M* и их размерности *N*, удобнее использовать величину

$$\gamma_N = \frac{R}{V_N} = \frac{R}{VN} = \frac{RT}{N}\left[\frac{\text{бит}}{\text{измерение}}\right],$$

где V_N = VN имеет размерность $\left[\frac{\text{измерение}}{\text{с}}\right]$.

Предельное значение спектральной эффективности γ_N определяется исходя из того, что в этом случае

$$\gamma_{N,0} = \frac{C}{V_N} = \frac{C^*}{N} = C_N,$$

где C_N– информационная емкость канала связи, нормированная к размерности сигнального пространства. Таким образом, $\gamma_0 = N\gamma_{N,0}$.

Аналогично, можно определить соответствующую предельную энергетическую эффективность, как

$$\beta_{N,0} = \frac{C_N}{\frac{E_N}{N_0}}$$

где $E_N = \frac{E_c}{N}$ – средняя энергия, нормированная к размерности сигнального пространства. После несложных преобразований можно показать, что новая введенная предельная эффективность $\beta_{N,0}$ совпадает с величинойβ_0:

$$\beta_{N,0} = \frac{C^*}{P_c T / N_0} = \frac{C}{P_c / N_0} = \beta_0.$$

Предельная частотно-энергетическая эффективность (β_0, γ_0) или ($\beta_{N,0}$, $\gamma_{N,0}$) по определению соответствует оптимальному согласованию канала связи и источника сообщений.

В качестве обобщенного показателя эффективности применяется коэффициент использования пропускной способности канала называемый, соответственно, информационной эффективностью– $\eta = \frac{R}{C}$. Согласно теореме Шеннона при соответствующих способах передачи (кодирования и модуляции) и приема (демодуляции и декодирования) значение информационной эффективности может быть сделано сколь угодно близким к единице. При этом вероятность ошибки может быть сколь угодно малой. В результате из формулы Шеннона для пропускной способности непрерывного канала саддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ)– $C^{\text{НК}} = F\log_2\left(1+\frac{P_c}{N_0 F}\right)$ получаем предельную зависимость между показателями эффективности: $\beta_0 = \frac{\gamma_0}{2^{\gamma_0}-1}$ При этом $\lim_{\gamma_0 \to 0} \beta_0 = \frac{1}{\ln 2}$ (1,592 дБ). Эта зависимость называется пределом Шеннона и используется для сравнения между собой различных реальных систем, каждой из которых соответствует конкретная точка (β^*,γ^*) на плоскости $\beta\gamma$. Получаемые точки, очевидно, располагаются ниже предела Шеннона. При этом в зависимости от целей можно осуществлять максимизацию либо энергетической, либо спектральнойэффективности, либо максимизацию (улучшение) по двум показателям эффективности.

Расчет пропускной способности дискретного канала связи.Рассмотрим канал с детерминированными параметрами и АБГШ. Предположим, что задана система сигналов с фазовой модуляцией (*M*-ФМ, *M-PSK, PSK – PhaseShiftKeying*). Определим для этого случая одномерные условные вероятности при оптимальном (соответствующем правилу максимального правдоподобия) когерентном приеме

$$\pi_{ij} = \mathrm{P}\left(r_j^* / r_i\right) = \mathrm{P}\left(r_i \to r_j^*\right),$$

где $\{r_i\}$, $i = \overline{0, M-1}$ – множество входных, а $\left\{r_j^*\right\}$, $j = \overline{0, M-1}$ – множество выходных сигналов. Тем самым найдем матрицу переходных вероятностей П=[π_{ij}]. Полученная матрица может быть применена для решения широкого класса задач, например, для вычисления пропускной способности дискретного канала, вероятностей ошибки на символ или бит при произвольном манипуляционном коде, определения среднеквадратичной ошибки приема непрерывных сообщений в цифровых системах передачи и т. д.

*Матрица переходных вероятностей.*Используя результаты [4],нетрудно убедиться, что при $j = \overline{0, M-1}$ одномерные условные вероятности для *M*-ФМ

$$\pi_{00} = \pi_{jj} = 1 - Q\left(\sqrt{2h_c^2}\sin\frac{\pi}{M}\right) - 2T\left(\sqrt{2h_c^2}\sin\frac{\pi}{M}, \operatorname{ctg}\frac{\pi}{M}\right). \qquad (1а)$$

Здесь $h_c^2 = \dfrac{P_c T}{N_0}$ при $N = 2FT = 2$ и использовании базисной функции Найквиста Котельникова с коэффициентом сглаживанияα_0=0. Тогда $V = 1/T = F$ и $h_c^2 = \dfrac{P_c T}{N_0} = \dfrac{P_c}{N_0 V} = \dfrac{P_c}{N_0 F}$.

Кроме этого, если $j = \overline{1, \dfrac{M}{2} - 1}$ при четных*M* или $j = \overline{1, \dfrac{M-1}{2}}$ при нечетных *M*имеем

$$\pi_{0j} = \frac{1}{2}\left\{Q\left(\sqrt{2h_m^2}\sin\frac{(2j-1)\pi}{M}\right) - Q\left(\sqrt{2h_m^2}\sin\frac{(2j+1)\pi}{M}\right)\right\} +$$
$$\left\{T\left(\sqrt{2h_m^2}\sin\frac{(2j-1)\pi}{M}, \operatorname{ctg}\frac{(2j-1)\pi}{M}\right) - T\left(\sqrt{2h_m^2}\sin\frac{(2j+1)\pi}{M}, \operatorname{ctg}\frac{(2j+1)\pi}{M}\right)\right\}; \qquad (1б)$$

$$\pi_{0,M/2} = Q\left(\sqrt{2h_m^2}\sin\frac{\pi}{M}\right) - 2T\left(\sqrt{2h_m^2}\sin\frac{\pi}{M}, \operatorname{ctg}\frac{\pi}{M}\right), \qquad (1в)$$

а при $j = \overline{\left(\dfrac{\mathrm{M}}{2} + 1\right), (M-1)}$, при четных*M* или $j = \overline{\dfrac{M+1}{2}, (M-1)}$,при нечетных*M*имеем

$$\pi_{0j} = \pi_{0,M-j}. \qquad (1г)$$

Выражение (1в) используется только при четном значении *M*.

Здесь $h_c^2 = E_c / N_0 = P_c T / N_0$, P_c и E_cзначения средней мощности и энергии сигналов
M-ФМ? соответственно, N_0–односторонняя спектральная плотность АБГШ, $Q(x) = \dfrac{1}{\sqrt{2\pi}}\int\limits_x^{+\infty}\exp\left(-\dfrac{t^2}{2}\right)dt$ и $T(\nu, a) = \dfrac{1}{2\pi}\int\limits_0^a \exp\left[-\dfrac{\nu^2}{2}\left(1+t^2\right)\right]\dfrac{1}{1+t^2}dt$, функция Гаусса и функция Оуэна, соответственно, где $\nu \geq 0$, $a \geq 0$[2, 4].

Используя геометрическое представление сигналов *M*-ФМ**,** можно убедиться, что матрица переходных вероятностей $\Pi = \lfloor \pi_{ij} \rfloor, i, j = \overline{0, M-1}$ относится к классу матриц теплицева типа, является симметричной относительно двух диагоналей, в частности, $\pi_{ij} = \pi_{ji}$, $i, j = \overline{0, M-1}$, $\pi_{ij} = \pi_{0,|i-j|}$, $i, j = \overline{1, M/2-1}$.

Пропускная способность дискретного канала. Одномерные условные вероятности задают данный канал. Известно, что дискретный канал называется симметричным

по входу, если все строки матрицы переходных вероятностей П образованы перестановками элементов первой строки и симметричны по выходу, а все столбцы матрицы П образованы перестановками элементов первого столбца [6]. Дискретный канал называется симметричным, если он симметричен и по входу, и по выходу. Используя свойства матрицы переходных вероятностей П, нетрудно убедиться, что данный дискретный канал является симметричным. В этом случае информационная емкость симметричного дискретного канала без памяти равна [6]:

$$C^* = \log_2 M + \sum_{j=0}^{M-1} \pi_{0j} \log_2 \pi_{0j}, \left[\text{бит/символ}\right], \qquad (2)$$

где π_{0j}– элементы первой строки матрицы переходных вероятностей.

Пропускная способность канала равна, соответственно, $C^{ДК} = VC^*$[бит/с], где $V = 1/T$[символ/с] – скорость передачи символов по каналу связи.

Свойства пропускной способности дискретного канала с учетом свойств непрерывного канала. В данном случае известно, что используются сигналы фазовой модуляции, оптимальный когерентный прием и для расчета пропускной способности можно применять выражения (1) и (2).

При фиксированных значениях P_c, N_0 и M можно так изменять скорость передачи V и, соответственно, длительность канальных символов T, что будет обеспечиваться наибольшая пропускная способность канала связи в единицу времени C. Таким образом, данная задача может быть формально записана [7, 8] в виде:

$$C_\infty^{\text{ДК}} = \max_V C(V) = \max_{h_c^2} C\left(\frac{P_c}{h_c^2 N_0}\right) = \frac{P_c}{N_0} \max_{h_c^2} \frac{1}{h_c^2} \left\{ \log_2 M + \sum_{j=0}^{M-1} \pi_{0j} \log_2 \pi_{0j} \right\}, \qquad (3)$$

так как $V = P_c / h_c^2 N_0$. Здесь и далее используем два вида обозначений $C(V) = C(V,M)$ и $C_\infty^{\text{ДК}} = C_\infty^{\text{ДК}}(M)$.

Анализируя выражения (1) и (2), можно убедиться в том, что при уменьшении длительности сигнала $T \to 0$ ($V \to \infty$) пропускная способность монотонно возрастает, несмотря на уменьшение величины $h_c^2 = P_c T / N_0 = P_c / V N_0$ ($h_c^2 \to 0$ при $V \to \infty$), т. е. пропускной способностью дискретного канала при указанных ограничениях следует [7] считать предел $C_\infty^{\text{ДК}} \max_V C(V) = \lim_{V \to \infty} C(V) = \lim_{h_c^2} C(V)$.Максимум может быть найден аналитически, для чего в формулах (1) – (2) используем асимптотическиепредставления при $x \to 0$

$$T(x,a) \cong \frac{\operatorname{arctg}(a)}{2\pi} + \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{x^{2k}}{(-2)^k k!} \left[\sum_{j=0}^{k-1} C_{k-1}^j \frac{a^{2j+1}}{2j+1} \right] \qquad (4а)$$

$$Q(x) = \frac{1}{2} - \frac{x}{\sqrt{2\pi}} + \frac{x^3}{6\sqrt{2\pi}} - \ldots . \qquad (4б)$$

Тогда $$\max_V C(V) = \frac{P_c}{N_0} \lim_{h_c^2 \to 0} \frac{1}{h_c^2} \left\{ \log_2 M + \sum_{j=0}^{M-1} \pi_{0j} \log_2 \pi_{0j} \right\}.$$

(5)

Нетрудно получить, используя асимптотическое представление, что из выражений (3), (5) следует

$$C_\infty^{\text{ДК}} \lim_{V \to \infty} C(V) = \frac{\pi}{4 \ln 2} \operatorname{sinc}^2 \frac{\pi}{M} \frac{P_c}{N_0}, \; M = 2^{\text{K}}; K = 2,3..., \qquad (6а)$$

$$C_{\infty, M=2}^{\text{ДК}} \lim_{V \to \infty} C(V) = \frac{2}{\pi \ln 2} \frac{P_c}{N_0}, \qquad (6б)$$

Отметим, что

$$\frac{\lim\limits_{M\to\infty} C_{\infty}^{\text{ДК}}(M)}{C_{\infty,M=2}^{\text{ДК}}} = \frac{\lim\limits_{M\to\infty}\lim\limits_{V\to\infty} C(V,M)}{\lim\limits_{V\to\infty} C(V,M=2)} = \frac{\pi^2}{8} = 1,2337... \qquad (7)$$

Можно сделать несколько выводов.

Во-первых, переход от двоичных ФМ сигналов к многопозиционным ФМ сигналам при $V\to\infty$ ($F\to\infty$), т. е. при $h_c^2 \to 0$ увеличивает пропускную способность дискретного канала $C_{\infty}^{\text{ДК}}(M)$ не более, чем в $\pi^2/8$ раз (при$M>>1$, см. выражение (7)), тогда как при $h_c^2 >> 1$ и $V = \text{const}(M)$ пропускная способность дискретного канала $C^{\text{ДК}}(M)$ возрастает практически пропорционально $\log_2 M$.

Во-вторых, пропускная способность данного дискретного канала (при условии, что в непрерывном канале$F\to\infty$) меньше в $\frac{4}{\pi}\text{sinc}^{-2}\frac{\pi}{M}$ раз при $M > 3$ и в $\frac{\pi}{2}$ раз при$M = 2$ по сравнению с пропускной способностью $C_{\infty}^{\text{НК}}$, соответствующей непрерывному каналу с АБГШ при $F\to\infty$:

$$C_{\infty}^{\text{ДК}} = \lim_{V\to\infty} C(V) = \frac{\pi}{4}\text{sinc}^2\frac{\pi}{M} C_{\infty}^{\text{НК}}, \text{ где } C_{\infty}^{\text{НК}} = \lim_{F\to\infty} F\log_2\left(1+\frac{P_c}{N_0 F}\right) = \frac{1}{\ln 2}\frac{P_c}{N_0}, \qquad (8а)$$

$$\frac{C_{\infty}^{\text{НК}}}{\lim\limits_{M\to\infty} C_{\infty}^{\text{ДК}}(M)} = \frac{4}{\pi} = 1,273. \qquad (8б)$$

Таким образом, при $F\to\infty$, $M\to\infty$ и неограниченной сложности корректирующего кодирования весьма существенное ограничение на выбор сигнальной конструкции(выражающееся в применении M-ФМ) уменьшает пропускную способность дискретного канала лишь в $4/\pi = 1,273$разпо сравнению со случаем, когда нет никаких ограничений на выбор сигнальных конструкций. Но полезнее сказать иначе – при передаче M-ичных сигналов по каналам с АБГШотказ от декодирования с мягким решением практически преграждает пути повышения частотной и энергетической эффективности систем цифровой связи, проторенными достижениями искусствасовершенствования сигнальных и сигнально-кодовых конструкций, т. е. искусства[10, 11] комбинирования (комплексирования) цифровой модуляции и корректирующих кодов.

В третьих, выясняются ограничения на отношение сигнал/шум в $C_{\infty}^{\text{ДК}}$ при заданной информационной скорости передачи $R = 1/T_b$и фиксированных значенияхP_c, N_0. Из теоремы кодирования для дискретного канала следует, что существует метод кодирования и декодирования, при котором сообщения передаются по дискретному каналу (при условии, что в непрерывном канале $F\to\infty$) со сколь угодно малой вероятностью ошибки, если

$$R = \frac{1}{T_b} < C \le \max_V C(V) = \frac{\pi}{4\ln 2}\text{sinc}^2\frac{\pi}{M}\frac{P_c}{N_0}; (M\ge 3);$$

$$R = \frac{1}{T_b} < C \le \max_V C(V) = \frac{2}{\pi\ln 2}\frac{P_c}{N_0}; (M=2).$$

Тогда при $M\ge 3$и $V\to\infty$отношение энергии бита $-E_b$ к односторонней спектральной плотности АБГШ $-N_0$ должно удовлетворять неравенству

$$\frac{E_b}{N_0}h_b^2 = \frac{P_m T_b}{N_0} > \frac{\frac{4}{\pi}\ln 2}{\text{sinc}^2\frac{\pi}{M}}; (M\ge 3); \quad \frac{E_b}{N_0}h_b^2 > \frac{\pi}{2}\ln 2; (M=2). \qquad (9)$$

Таким образом, определено минимальное значение отношения (E_b/N_0), при котором кодирование неограниченной сложности еще может обеспечить сколь угодно высокую верность приема.

$$\left[\frac{E^b}{N_0}\right]^{\text{ДК}}_{\min} h^2_{b,\min,\text{ДК}}(M) = \begin{cases} \frac{\pi}{2}\ln 2, \ M = 2; \\ \frac{4}{\pi}\ln 2\, sinc^{-2}\left(\frac{\pi}{M}\right), \ M = 2^K, \ K = 2,3,...; \end{cases} \tag{10}$$

Вероятность ошибки в многопозиционном сигнале M-ФМ**.** Условные вероятности переходов можно использовать и для расчета вероятности ошибки. Приведем пример. Известно, что вероятность ошибки в символе равна

$$P_e = \sum_{r=0}^{M-1}\sum_{r^*=0}^{M-1} \mathrm{P}(r)\mathrm{P}(r^*/r) = \sum_{r=0}^{M-1}\sum_{r^*=0}^{M-1} \mathrm{P}(r)\pi_{rr^*}.$$

Используя выражение (1), нетрудно получить, что вероятность ошибки P_e в M-ичном символе двумерного сигнала M-ФМ равна

$$P_e = Q\left(\sqrt{2h_c^2}\sin\frac{\pi}{M}\right) + 2T\left(\sqrt{2h_c^2}\sin\frac{\pi}{M}, \operatorname{ctg}\frac{\pi}{M}\right). \tag{11}$$

Данная формула совпала с формулой приведенной в [4]. Если для заданной информационной скорости передачи вероятность ошибки $P_e \geq P_e^{\max}$, то любое кодирование с целью повышения помехоустойчивости оказывается бесполезным и для повышения помехоустойчивости необходимо изменять вид модуляции или увеличивать отношение P_c/N_0 [7].

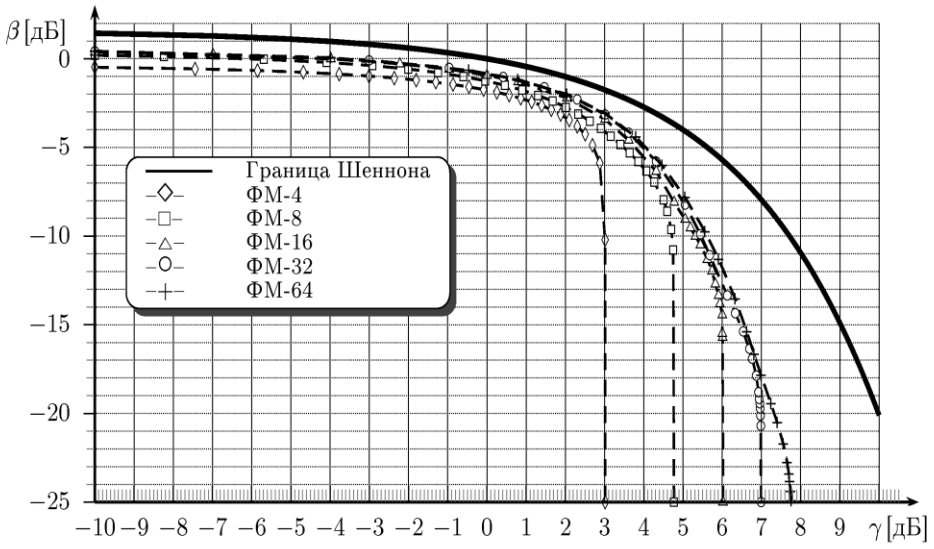


Рис.1. Предельные кривые частотно-энергетической эффективности для дискретного канала, использующего модем с когерентной максимально-правдоподобной демодуляцией сигналов M-ФМ с точно известными постоянными параметрами на фоне АБГШ

Результаты расчетов, полученных для зависимости энергетической эффективности βот частотной эффективностиγ, представлены на рис. 1.

Расчет пропускной способности дискретно-непрерывного канала связи. Пусть C_N– пропускная способность дискретно-непрерывного (полунепрерывного) канала связи в битах на одно измерение (вход канала – дискретный, выход канала – непрерывный). Предельные значения показателей эффективности достигаются при

$R = C$ [2]как $\gamma_N = C_N$, $\beta_N = \dfrac{C_N}{E_N/N_0}$, где$E_N = E_c/N$ – средняя энергия на измерение, $E_c = \sum_{r=0}^{M-1} \mathrm{P}(r) E_r$ и E_r, $r = \overline{0, M-1}$– энергия сигнала $s_r(t)$, $t \in [0,T]$ длительностью T, M– число сигналов используемых в данной системе, N_0– односторонняя спектральная плотность мощности АБГШ.

Пусть $\boldsymbol{s}_r = (s_{r,1},\ldots,s_{r,N})$–$N$-мерный сигнал на входе канала, априорная вероятность передачи сигнала $s_r(t)$ равна $P(r)$ и $\boldsymbol{y}_r = (y_{r,1},\ldots,y_{r,N})$ – вектор смеси сигнала и помехи на выходе канала.

Пропускная способность канала это максимум удельной скорости (взаимной информации на одно измерение) по всем возможным распределениям входного сигнала$\boldsymbol{s}_r$:

$$C_N = \frac{1}{N} \max_{P(r)} \left[H(X) - H(Y/X) \right],$$

где $H(X) = -\sum_{r=0}^{M-1} \mathrm{P}(r) \log_2 \mathrm{P}(r)$ - энтропия входного сигнала, а

$H(Y/X) = -\sum_{r=0}^{M-1} \mathrm{P}(r) \int_{-\infty}^{\infty} w(\boldsymbol{y}/r) \log_2 \dfrac{\mathrm{P}(r) w(\boldsymbol{y}/r)}{\sum_{k=0}^{M-1} \mathrm{P}(k) w(\boldsymbol{y}/k)} d\boldsymbol{y}$ - условная энтропия,

$w(\boldsymbol{y}/r)$–условная многомерная плотность вероятности, которая предполагается известной.

Рассмотрим сначала симметричные каналы. Известно, что в симметричных каналах максимум взаимной информации достигается при равновероятных сигналах на входе, $\mathrm{P}(r) = 1/M$, $r = \overline{0, M-1}$.

Тогда энтропия $H(X) = \log_2 M$, а условная энтропия будет определяться как

$$H(Y/X) = \frac{1}{M} \sum_{r=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} w(\boldsymbol{y}/r) \log_2 \left(\sum_{k=0}^{M-1} \Lambda_{kr} \right) d\boldsymbol{y},$$

где $\Lambda_{kr} = \dfrac{w(\boldsymbol{y}/k)}{w(\boldsymbol{y}/r)}$– отношение условных плотностей вероятностей.

Окончательно, после несложных преобразований, получаем формулу для расчета пропускной способности дискретно-непрерывного *симметричного канала* в виде [2]

$$C_N^{ДНК} = \frac{1}{N} \left[\log_2 M - \frac{1}{M} \sum_{r=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} w(\boldsymbol{y}/r) \log_2 \left(\sum_{k=0}^{M-1} \Lambda_{kr} \right) d\boldsymbol{y} \right].$$

Условие симметричности канала является достаточно жестким и выполняется, например, для двумерных сигналов фазовой модуляции M-ФМ. Если канал не является симметричным (например, это будет в случае использования сигналов M-КАМ, широко применяемых в современных системах связи), то полученное выражение определяет максимум удельной скорости передачи информации по несимметричному полунепрерывному каналу при условии равной вероятности входных сигналов, $\mathrm{P}(r) = 1/M, r = \overline{0, M-1}$.

Рассмотрим канал связи с АБГШ. Известно, что условная плотность вероятности определяется как

$$w(\boldsymbol{y}/r) = w(y_{r,1},\ldots,y_{r,N}/r) = \frac{1}{\left(\sqrt{\pi N_0}\right)^N} \exp\left\{ -\frac{1}{N_0} \sum_{\nu=1}^{N} \left(y_\nu - s_{r,\nu} \right)^2 \right\},$$

и, следовательно, отношение условных плотностей вероятностей равно

$$\Lambda_{kr} = \frac{w(\boldsymbol{y}/k)}{w(\boldsymbol{y}/r)} = \exp\left\{-\frac{1}{N_0}\sum_{\nu=1}^{N}\left[2y_\nu\left(s_{r,\nu}-s_{k,\nu}\right)+\left(s_{k,\nu}^2-s_{r,\nu}^2\right)\right]\right\}.$$

После несложных преобразований получаем

$$C_N^{ДНК} = \frac{1}{N}\left[\log_2 M - \frac{1}{M}\sum_{r=0}^{M-1}\int_{-\infty}^{\infty}\left(\sqrt{\frac{E_N}{\pi N_0}}\right)^N \exp\left\{-\frac{E_N}{N_0}\sum_{\nu=1}^{N}x_\nu^2\right\}\times\right.$$

$$\left.\times\log_2\left(\sum_{k=0}^{M-1}\exp\left\{-\frac{E_N}{N_0}\sum_{\nu=1}^{N}\left[2x_\nu\left(\tilde{s}_{r,\nu}-\tilde{s}_{k,\nu}\right)+\left(\tilde{s}_{r,\nu}-\tilde{s}_{k,\nu}\right)^2\right]\right\}\right)dx_1\ldots dx_N\right],$$

где $\tilde{s}_{r,\nu} = s_{r,\nu}\big/\sqrt{E_N}$, $r=\overline{0,M-1}$, $\nu=\overline{1,N}$ – нормированные координаты сигнальной конструкции.

В результате получаем, что пропускная способность дискретно-непрерывного канала связи зависит от величин:

N– размерности пространства;

M– числа сигналов, используемых в данной системе;

E_N/N_0– отношения средней энергии на измерение к односторонней плотности белого шума и нормированной разности $d_{r,k}^{(\nu)} = \frac{s_{r,\nu}-s_{k,\nu}}{\sqrt{E_N}}$, $r,k=\overline{0,M-1}$.

Таким образом, вводя матрицы размерности $\mathbf{D}_\nu = \left[d_{r,k}^{(\nu)}\right] r,k=\overline{0,M-1}$, $\nu=\overline{1,N}$ элементами которой являются все возможные комбинации разностей координат сигналов$\boldsymbol{s}_r$ = ($s_{r,1},\ldots,s_{r,N}$), $r=\overline{0,M-1}$ получаем, что пропускная способность дискретно-непрерывного канала связи определяется выражением

$$C_N^{\text{ДНК}} = C_N^{\text{ДНК}}\left(\frac{N,M,E_N}{N_0,\mathbf{D}_1,\ldots,\mathbf{D}_N}\right).$$

Данная матрица$\mathbf{D}_\nu$, $\nu=\overline{1,N}$, очевидно, является кососимметрической и для расчета ее элементов достаточно всего $M(M-1)/2$ вычислений.

Исходная формула для вычисления пропускной способности дискретно-непрерывного канала связи в матричном виде может быть представлена как

$$C_N^{ДНК} = \frac{1}{N}\left[\log_2 M - \frac{1}{M}\sum_{r=0}^{M-1}\int_{-\infty}^{\infty}\left(\sqrt{\frac{E_N}{\pi N_0}}\right)^N \exp\left\{-\frac{E_N}{N_0}\boldsymbol{x}\boldsymbol{x}^T\right\}\times\right.$$

$$\left.\times\log_2\left(\sum_{k=0}^{M-1}\exp\left\{-\frac{E_N}{N_0}\left[2\boldsymbol{x}\boldsymbol{d}_{r,k}+\frac{\left\|\boldsymbol{s}_r-\boldsymbol{s}_k\right\|^2}{E_N}\right]\right\}\right)d\boldsymbol{x}\right],$$

где $\boldsymbol{x}$ = ($x_1,\ldots,x_N$), $\boldsymbol{d}_{r,k} = \left(d_{r,k}^{(1)},\ldots,d_{r,k}^{(N)}\right)$, $r,k=\overline{0,M-1}$.

Приведем основные результаты расчета.

1. Рассмотрим двумерную сигнальную конструкцию M-КАМ, $M = 2^K$, где K– четно. Координаты сигналов M-КАМ, можно представить в виде ($j=\overline{0,\sqrt{M}-1}$)

$$\begin{cases} s_{r,1} = -\dfrac{\sqrt{M}-1}{2}d + jd, \\ s_{r,2} = (-1)^j\dfrac{\sqrt{M}-1}{2}d - (-1)^j\left(r-j\sqrt{M}\right)d, \end{cases} \quad \text{если } j\sqrt{M}\le r\le (j+1)\sqrt{M}-1,$$

где d– минимальное евклидово расстояние.

Так как для многомерной многопозиционной *M*-КАМ средняя энергия равна $E_c = \dfrac{d^2 N\left(M^{2/N}-1\right)}{12}$ [4], то $E_N = \dfrac{E_c}{N} = \dfrac{d^2\left(M^{2/N}-1\right)}{12}$ и для двумерных сигналов, т. е. при $N = 2$, получаем $E_N = \dfrac{d^2\left(M-1\right)}{12}$. Отсюда следует, что $\dfrac{d}{\sqrt{E_N}} = \sqrt{\dfrac{12}{M-1}}$ и, соответственно, нормированные координаты двумерной *M*-КАМ определяются по формуле

$$\begin{cases} \dfrac{s_{r,1}}{\sqrt{E_N}} = -\sqrt{3}\sqrt{\dfrac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}+1}} + j\sqrt{\dfrac{12}{M-1}}, \\ \dfrac{s_{r,2}}{\sqrt{E_N}} = (-1)^j\sqrt{3}\sqrt{\dfrac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}+1}} - (-1)^j\left(r - j\sqrt{M}\right)\sqrt{\dfrac{12}{M-1}}, \end{cases} \quad \text{если } j\sqrt{M} \le r \le (j+1)\sqrt{M}-1,$$

2. Рассмотрим двумерную сигнальную конструкцию *M*-ФМ, $M = 2^K$, где $K \ge 1$. Так как, $s_{r,1} = \sqrt{E_m}\cos\dfrac{2\pi r}{M}$, $s_{r,2} = \sqrt{E_m}\sin\dfrac{2\pi r}{M}$, $r = \overline{0, M-1}$, то нормированные к размерности сигнального пространства координаты определяются соотношениями

$$\frac{s_{r,1}}{\sqrt{E_N}} = \sqrt{2}\cos\frac{2\pi r}{M},\ \frac{s_{r,2}}{\sqrt{E_N}} = \sqrt{2}\sin\frac{2\pi r}{M},\ r = \overline{0, M-1}.$$

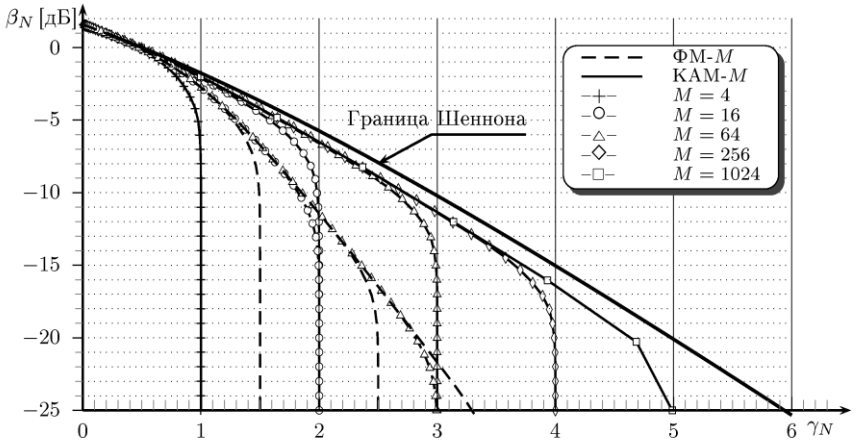


Рис.2. Предельная эффективность систем для дискретно-непрерывных каналов при использовании двумерных сигналов *M*-КАМ и *M*-ФМ

3. Рассмотрим двумерную сигнальную конструкцию 16-АФМ, $M = 16$ (стандарта *MIL-STD*).Пусть $M_1 = 4$– число сигналов имеющих максимальную энергию $E_{m,1}$, а $M_2 = 12$– число сигналов, имеющих максимальную энергию $E_{m,2}$. Причем в стандарте *MIL-STD*, в отличие от 16-АФМ, применяемой в стандарте *DVB-S*2,отношение $\gamma^2 = E_{m,2}/E_{m,1}$ фиксировано $-\gamma = 1+\sqrt{3}$. Средняя энергия $E_c = \dfrac{1}{16}\left(4E_{m,1} + 12E_{m,2}\right)$ и, следовательно,

$$\frac{s_{r,1}}{\sqrt{E_N}}=\frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{1+3\gamma^2}}\cos\left(\frac{2\pi r}{M_1}+\frac{\pi}{4}\right),\ \frac{s_{r,2}}{\sqrt{E_N}}=\frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{1+3\gamma^2}}\sin\left(\frac{2\pi r}{M_1}+\frac{\pi}{4}\right)\ \text{при } 0\le r\le 3 \text{ и}$$

$$\frac{s_{r,1}}{\sqrt{E_N}}=\frac{2\sqrt{2}\gamma}{\sqrt{1+3\gamma^2}}\cos\left(\frac{2\pi\left(r-M_1\right)}{M_2}\right),\ \frac{s_{r,2}}{\sqrt{E_N}}=\frac{2\sqrt{2}\gamma}{\sqrt{1+3\gamma^2}}\sin\left(\frac{2\pi\left(r-M_1\right)}{M_2}\right)\ \text{при } 4\le r\le 15.$$

Таблица 2

Частотно-энергетическая эффективность сигналов КАМ, ФМ, АФМ и ГЕКС

M	4	8	16	32	64
$\gamma_N\approx\log_2 M/N$	1	1,5	2	2,5	3
$\beta_{N,\,QAM}$ [дБ],*M*-КАМ	-9,587858	-	-13,434522	-	-17,786888
$\beta_{N,\,PSK}$ [дБ],*M*-ФМ	-9,587858	-12,971633	-17,435894	-22,335120	-27,461252
$\beta_{N,\,APSK}$ [дБ],АФМ-16/32-MIL	-		-13,812203	-15,668038	
$\beta_{N,\,HEX}$ [дБ],ГЕКС-16			-13,017189		

Из табл. 2 следует, например, что при *M* = 16энергетический проигрыш сигналов ФМ по сравнению с сигналами КАМ составляет $\beta_{N,QAM}$-$\beta_{N,\,PSK}\approx$4 дБ.

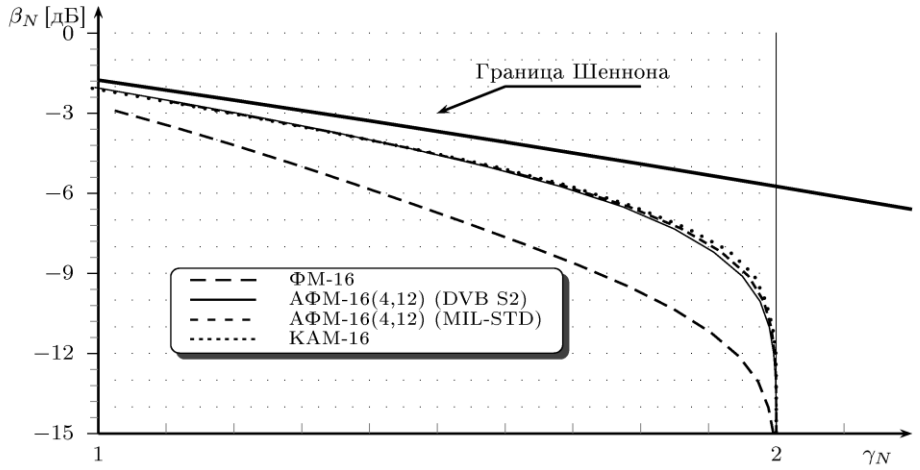


Рис.3. Предельная эффективность систем для дискретно-непрерывных каналов при использовании двумерных сигналов 16-КАМ, 16-ФМ и 16-АФМ(4,12) (стандартов *DVBS*2 и *MIL-STD*)

Анализ предельных кривых (рис. 2, рис. 3) показывает, что эффективность дискретных систем передачи можно существенно повысить, если в месте приема принять решения о переданных символах с использованием знания непрерывного сигнала на выходе согласованного фильтра (выход ДНК), т. е. осуществлять обработку в ДНК (мягкое решение) и вместо двоичных сигналов применять многопозиционные сигналы.При этом в ДНК при малой частотной эффективности $\gamma_N<<1$ кривая энергетической эффективности β асимптотически приближается к предельной кривой гауссовского непрерывного канала (граница Шеннона). Такая ситуация, например, характерна для современных систем, в которых используется турбо-кодирование при $\gamma_N<<1$. Снижение γ_N при фиксированном числе сигналов в сигнальной конструкции может интерпретироваться как уменьшение информационной скорости при использовании достаточно длинных помехоустойчивых кодов [2]. Приведенные кривые предельной эффективности (рис. 2, рис. 3)характеризуют потенциальные возможности системы связи при полном согласовании модема и кодека.

Заключение. В статье проведено исследование пропускной способности дискретного канала связи при использовании сигналов *M*-ФМ и дискретно-непрерывного каналов связи при использовании сигналов *M*-ФМ, *M*-КАМ и *M*-АФМ. Для пропускной способности дискретного канала связи получены точные соотношения, справедливые во всем диапазоне изменения отношения сигнал/шум, а также для любых значений позиционности сигналов *M*. Показано, что одним из путей повышения частотной и энергетической эффективности систем цифровой связи является использование декодирования с мягким решением при комбинировании методов цифровой модуляции и корректирующих кодов.

Литература

1. Сандерс Р. В. Сравнение эффективности некоторых систем связи // Зарубежная радиоэлектроника, № 12, 1960. С.52-74. (*Sanders R. W. Communication Efficiency Comparison of Several CommunicationSystems. Proc. IRE,* 1960*, Apr., vol.* 48, № 4, *p.* 575–588.)

2. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации/ А. Г. Зюко, А. И. Фалько, И. П.Панфилов, В. Л.Банкет, П. В. Иващенко; Под ред. А. Г.Зюко.–М.: Радио и связь, 1985. 272 с.

3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.

4. Савищенко Н. В. Многомерные сигнальные конструкции: их частотная эффективность и потенциальная помехоустойчивость приема / Под ред. Д. Л. Бураченко. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2005. 420 с.

5. Возенкрафт Дж., Джекобс И. Теоретические основы техники связи: Пер. с. англ./ Под ред. Р. Л.Добрушина. –М.: Мир, 1969. 640 с.

6. Колесник В. Д., Полтырев Г. Ш. Курс теории информации. – М.: Наука, 1982. 416 с.

7. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Сов. Радио, 1970. 728 с.

8. Теория электрической связи: Учебник для вузов / А. Г. Зюко, Д. Д. Кловский, В. И. Коржик, М. В. Назаров; под ред. Д. Д. Кловского. –М.: Радио и связь, 1998. 432 с.

9. Справочник по специальным функциям / Под ред. А. Абрамовица и И. Стиган. –М.: Наука, 1979. 832 с.

10. *SchlegelC. B., PerezL. C. Trellisandturbocoding, JohnWiley&Sons, Chichester*, 2004.

11. Р. Морелос-Сарагоса. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. – М.: Техносфера, 2005. 320 с.

Сведения об авторах

Бураченко Дмитрий Леонидович. 1935года рождения, закончил Военную краснознаменную академию связи в 1958г, направления научных исследований «Математическое описание многопозиционных сигналов»,год защиты диссертации 1964г., работает в Военной академии связи им. С. М. Буденного, электронный адресd_burachenkodl@mail.ru

Савищенко Николай Васильевич. 1964 года рождения, закончил Военную академию связи в 1989г, направления научных исследований «Математическое описание многопозиционных сигналов», год защиты диссертации 2007г., работает в Военной академии связи им. С. М. Буденного, электронный адресsnikaspb@mail.ru

Лебеда Евгений Вячеславович. 1989 года рождения, закончил Военную академию связи в 2011г, направления научных исследований «Математическое описание многопозиционных сигналов», работает в Военной академии связи им. С. М. Буденного, электронный адресzhe48@yandex.ru

ПОДХОДЫ К ПРИМЕНЕНИЮИ УПРАВЛЕНИЮ VPN В МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Воробьев И.Г., Хоборова В.П.

Аннотация: В данной статье рассматриваются варианты организации виртуальных частных сетей в рамках мультисервисной сети связи специального назначения. Раскрываются вопросы управления виртуальными частными сетями посредством механизма инжиниринга трафика. Уделяется внимание понятию шифрования в виртуальных частных сетях.

Ключевые слова: виртуальная частная сеть, механизмы инжиниринг трафика, протоколы шифрования трафика.

ASPECTS OF VPN'S USING AND CONTROL IN A SPECIAL APPOINTMENT MULTISERVICE NETWORK

Vorob'ev I.G., Khoborova V.P.

Annotation: Variants of VPN - organization within the special appointment multiservice network are considered in the article. Control and management issues by means of traffic engineering are found out. Also questions of VPN encryption are discussed.

Key words: virtual private network, methods of traffic engineering, encryption traffic protocols.

В рамках комплексного оснащения узлов связи МО РФ осуществляется их интеграция в защищенную сеть передачи данных. Ввиду того, что данная сеть используется для передачи информации различного уровня секретности между объектами МО РФ, она разделена на несколько сегментов (открытый сегмент (ОС) и защищенный (закрытый) сегмент передачи данных (ЗСПД).

Сеть открытого сегмента представляет собой объединение совокупности каналов связи различных типов и выделенных (арендованных) ресурсов сетей пакетной коммутации, предоставляемых оператором связи, в единую виртуальную частную сеть на основе протокола *IP*.

С целью создания ЗСПД на сети оператора связи (Ростелеком) организуется виртуальная частная сеть (*VPN - Virtual Private Network*), к которой подключаются все узлы комплексного оснащения МО РФ. Для подключения узлов комплексного оснащения к ЗСПД могут использоваться различные каналы связи(рис.1):

- выделенный канал оператора связи;
- спутниковый канал;
- радиорелейный канал;
- канал до другого узла комплексного оснащения, проключенный по существующим сетям связи МО РФ.

Логическая сеть закрытого сегмента организуется поверх сети открытого сегмента, сети с низким уровнем доверия (публичной сети).Защищенная логическая сеть ЗСПД дает возможность передачи данных (пакетов протокола *IP*) с шифрованием полей данных и заголовков инкапсулированных пакетов, что в свою очередь обеспечивает не только защиту передаваемой информации, но и сокрытие внутренней адресации объектов сети. Именно *VPN* создает защищенное туннельное соединение с использованием самых мощных *VPN*-протоколов – маскирует настоящий *IP*-адрес

клиента за своим собственным – шифрует все данные и передает по защищенному туннелю, позволяя использовать ресурсы сети свободно и анонимно.

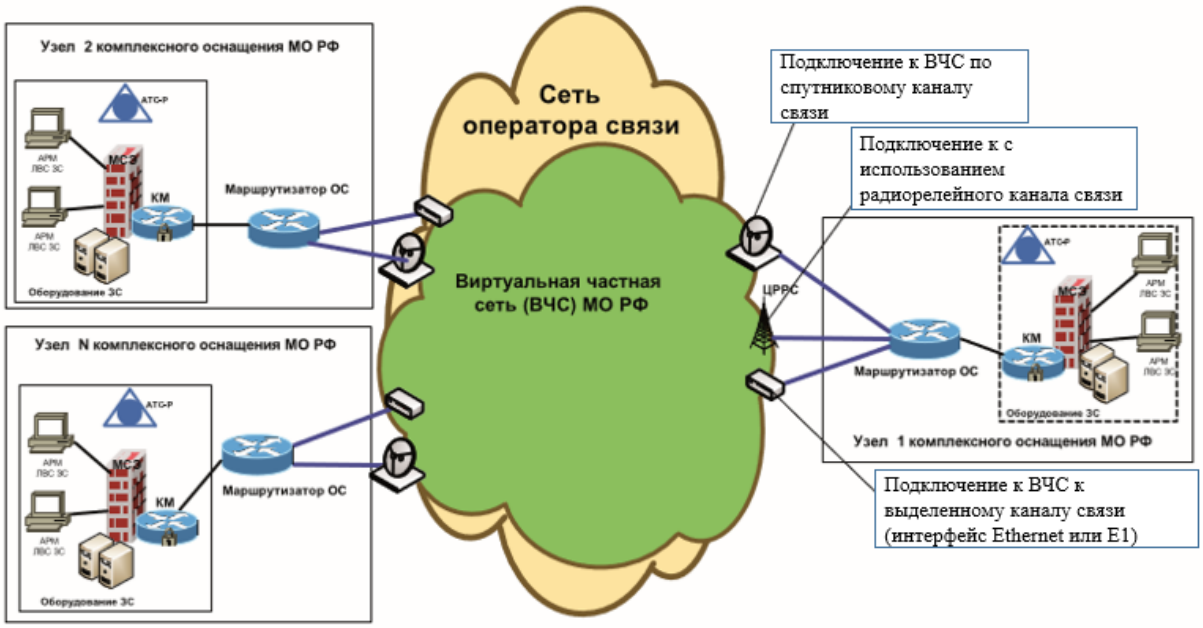


Рисунок 1 – Вариант подключения узлов связи комплексного оснащения к общей сети оператора связи с организациейVPN.

Несмотря на то, что коммуникации осуществляются по сетям связи общего пользования с использованием небезопасных протоколов, за счёт шифрования создаются закрытые от посторонних каналы обмена информацией. *VPN* позволяет объединить, например, несколько пунктов управления в единую сеть с использованием для связи между ними неподконтрольных арендованных каналов. По своей сути *VPN* обладает многими свойствами выделенной линии, однако развертывается она в пределах общедоступной сети. Так как не только сеть ЗСПД, но и объединенная мультисервисная сеть связи специального назначения (МСССН) строится на основе идеологии *VPN* сети, то необходимость рассмотрения подходов к применению и управлению *VPN* в МСССН является актуальной задачей.

Согласно ГОСТ Р 53729 - 2009 виртуальная частная сеть (*Virtual Private Network — VPN*) – это территориально распределенная корпоративная логическая сеть, создаваемая на базе уже существующих сетей (локальных корпоративных сетевых структур, сетей связи общего пользования, сети Интернет, сетей связи операторов связи), имеющая сходный с основной сетью набор услуг и отличающаяся высоким уровнем защиты данных [1]. Организацию*VPN*можно осуществить разными способами.Во-первых, можно проложить физический канал. (*Ethernet, WiFi, xDSL*, радиорелейные линии, оптоволокно). В этом случае используется собственная физическая линия, поэтому пропускать через неё можнолюбой трафик без ограничений. Во – вторых, можно прокладывать туннель через публичную сеть. И в-третьих, можно арендовать канал у оператора связи. Как отмечалось выше МСССН формируется на основе использования собственного ресурса сети и аренды *VPN* у доверенного оператора связи(Ростелеком). Для построения виртуальных частных сетей оператор в свою очередь может использовать разные технологии[1]:

- выделенные каналы;
- протокол ретрансляции кадров (*Frame Relay — FR*);

- шифрование туннелей в сети Интернет, - многопротокольную коммутацию по меткам (*Multi Protocol Label Switching — MPLS*);

- беспроводные технологии и др.

Ростелеком предоставляет ВС РФ следующие услуги:

Прямой кабель. При обеспечении этой услуги, например, выделяются волокна из всего оптического пучка оператора связи. Отправлять по ним можно любую информацию, со стороны оператора это никак не контролируется, не ограничивается, он осуществляет только поддержку.

L2VPN. В данном случае, трафик проходит через активное оборудование оператора, поэтому может ограничиваться, например, по скорости. Под этим термином понимается сразу несколько услуг второго уровня:

VLAN – в том или ином виде между узлами предоставляется *VLAN*.

Псевдокабель (*PWE3*) – это услуга Точка-Точка, когда у заказчика условно кабель между двумя узлами. Все переданные фреймы без изменений доставляются до удалённой точки. Аналогично обратным образом. Это возможно благодаря тому, что фрейм, приходящий на маршрутизатор оператора инкапсулируется в *PDU (Protocol Data Unit)* вышестоящего уровня, как правило, это пакет *MPLS*.

VPLS (Virtual private LAN Service)–симуляциялокальнойсети. В этом случае вся сеть оператора для заказчика будет как некий абстрактный коммутатор. Как и настоящий он будет хранить таблицу *MAC*-адресов и принимать решение о том, куда отправить пришедший кадр. Реализуется это также инкапсуляцией кадра в *MPLS* пакет.

L3VPN. В данном случае сеть оператора можно сравнить с большим маршрутизатором с несколькими интерфейсами. То есть стык будет происходить на сетевом уровне. Заказчик настраивает IP-адреса на своих маршрутизаторах с обеих сторон, а вот маршрутизация в сети оператора – это уже зона его ответственности. *IP*-адреса для точек стыка могут определяться как заказчиком, так и оператором – зависит от реализации и от договорённости[2].

Поддержка различных критических к характеристикам сети услуг требует от *VPN* выполнения определенных гарантий качества, определяемых в так называемом соглашении о качестве обслуживания *SLA (ServiceLevelAgreement)*. Если арендованные (частные) каналы полностью изолированы и обеспечивают гарантированные характеристики сети (в части полосы пропускания, задержек, сокращения джиттера, потери пакетов и пр.), то в *VPN* должны быть предусмотрены соответствующие механизмы для реализации подобных гарантий качества услуг, определенных в *SLA*. И здесь возникает проблема конфликта требований различных *VPN*к общим разделяемым сетевым ресурсам.

Максимальная продуктивность сети *IP* не может быть получена без рационального использования всех сетевых ресурсов, в первую очередь маршрутизаторов и каналов связи. Функционирование пакетной сети можно считать эффективным, когда каждый ресурс загружен, но не перегружен. Это значит, что коэффициент использования ресурса должен приближаться к единице, но не настолько, чтобы очереди пакетов к нему были бы постоянно большими, приводя к задержкам и потерям из-за переполнения внутренних буферов в маршрутизаторах.

Проблема управления сетью IP состоит в достижении двух целей. Во-первых, необходимо стремиться к улучшению качества обслуживания передаваемого трафика, т.е. к снижению задержек, уменьшению потерь и увеличению интенсивности потоков трафика. Во-вторых, загрузка всех ресурсов сети должна быть максимально возможной для повышения объемов передаваемого трафика.

До недавнего времени задача оптимального использования ресурсов сети *IP* решалась чаще всего с помощью перераспределения ресурсов отдельного

маршрутизатора между различными протекающими через него потоками. Именно эту задачу решают методы, объединенные под общим названием — качество обслуживания *QoS (QualityofService).*

Известно, что все протоколы маршрутизации — как дистанционно-векторные (например, *RIP*), так и основанные на состоянии связей (*OSPF* и *IS-IS*), определяют для трафика, направленного в конкретную сеть, кратчайший маршрут в соответствии с некоторой метрикой. Выбранный путь может быть более рациональным, если в расчет принимается номинальная пропускная способность каналов связи или вносимые ими задержки, либо менее рациональным, если учитывается только количество промежуточных маршрутизаторов между исходной и конечной сетями, но в любом случае выбирается единственный маршрут даже при наличии нескольких альтернативных. Так, получается, что при наличии двух и более маршрутов, по заданной метрике в соответствии с принципами маршрутизации, принятыми в сетях IP будет выбран один, так как онкороче остальных.Альтернативные маршруты игнорируются, хотя могли бы задействоваться параллельно с выбранным путем [3].

Заметим, однако, что при наличии в сети нескольких альтернативных маршрутов равной стоимости (метрики), трафик делится между ними, и нагрузка на маршрутизаторы и каналы связи распределяется более сбалансированно. Но когда стоимость альтернативных маршрутов даже незначительно хуже, чем у кратчайшего маршрута, этот инструмент не работает

Еще один коренной недостаток традиционных методов маршрутизации трафика в сетях IP заключается в том, что пути выбираются без учета текущей загрузки ресурсов сети. Если кратчайший путь уже перегружен, то пакеты все равно будут посылаться по этому пути. Налицо явный недостаток методов распределения ресурсов сети — одни из них работают с перегрузкой, а другие не используются вовсе. Никакие методы QoS данную проблему решить не могут — нужны качественно иные механизмы.

Одним из мощных, но не применяемых ранее в сетях *IP*методов влияния на эффективное использование ресурсов сети является технология *TrafficEngineering (TE),* или в дословном переводе «инжиниринг трафика». Под *TE* понимаются методы и механизмы достижения сбалансированности загрузки всех ресурсов сети за счет рационального выбора путей прохождения трафика через сеть.

Исходными данными для выбора путей являются, во-первых, характеристики передающей сети — топология, а также производительность составляющих ее маршрутизаторов и каналов связи, а во-вторых, сведения о нагрузке сети, т. е. о потоках трафика, которые она должна передать между своими пограничными маршрутизаторами. Каждый поток характеризуется точкой входа в сеть, точкой выхода из нее и некоторыми параметрами трафика. Так как при выборе путей стремятся обеспечить равномерную загрузку маршрутизаторов и каналов связи, то для каждого потока, как минимум, нужно учитывать его среднюю интенсивность. Для более тонкой оптимизации трафика в сети можно привлекать и более детальное описание каждого потока, например, величину возможной пульсации трафика или требования к качеству обслуживания — чувствительность к задержкам, вариации задержек и допустимый процент потерь пакетов. Однако, поскольку оценить такого рода параметры трафика более сложно, чем среднюю интенсивность, а их влияние на функционирование сети менее значительно, обычно при нахождении оптимального распределения путей прохождения потоков через сеть учитываются только параметры их средней интенсивности.

Задача *TE* состоит в определении маршрутов потоков трафика через сеть, т.е. для каждого потока требуется указать точную последовательность промежуточных

маршрутизаторов и их интерфейсы на пути между входной и выходной точкой потока. При этом все ресурсы сети должны быть загружены как можно более сбалансированно. Это условие можно формализовать разными способами. Например, максимальный коэффициент использования ресурса по всем ресурсам сети должен быть минимален, чтобы трафику был нанесен как можно меньший ущерб. ИменнотакформулируетсязадачаТЕв*RFC* 2702 «*Requirements for Traffic Engineering Over MPLS*». В данном документе, содержащем общие рекомендации Инженерной группы поддержки Интернета (*IETF*) по решению задач ТЕ с помощью технологии коммутации по меткам *MPLS*, в качестве целевой функции оптимизации путей предложено выражение: *min* (*maxKi*), где K_i – коэффициент использования *i*-го ресурса.

Другим способом постановки задачи *TE* может быть поиск такого набора путей, при которых все коэффициенты использования ресурсов не будут превышать некоторый заданный порог K_{max}. Подобный подход более прост в реализации, так как связан с перебором меньшего количества вариантов, поэтому он чаще применяется на практике.

Термин *TE* имеет и более широкую трактовку, когда под ним понимается глобальная оптимизация сети за счет изменения всех возможных параметров: количества и производительности маршрутизаторов, топологии связей между ними, скоростей каналов передачи данных, приоритетов обслуживания потоков и т.п. В набор управляемых параметров включаются также параметры нагрузки, например, интенсивности передаваемых сетью потоков — в случае перегрузки сети их можно ограничить до некоторой величины, чтобы заторы уменьшились до приемлемого уровня.

Такой глобальный подход принят в основном документе рабочей группы *Traffic Engineering (TEWG) IETF RFC* 3272 «*Overview and Principles of Internet Traffic Engineering*». В указанном документе в технологию *TE* включаются методы трех следующих основных временных масштабов.

1. Управление в реальном времени, когда параметры изменяются с периодом в несколько секунд и даже микросекунд. К этому типу относятся методы обеспечения качества обслуживания в маршрутизаторах, использующие разные дисциплины обслуживания очередей и оперирующие каждым отдельным пакетом.
2. Оперативное управление параметрами с периодичностью в несколько минут или дней. Сюда входят и методы выбора путей прохождения трафика через сеть, в которых пути следования трафика варьируются только в том случае, когда измерения показывают устойчивое изменение интенсивностей потоков в продолжении нескольких часов или дней. Более быстротечные флуктуации отрабатываются методами *QoS*каждым из узлов.
3. Планирование сети, регламентирующее изменения параметров сети один раз в несколько недель или месяцев. В этом случае в качестве параметров выступают структурные характеристики сети: количество и типы маршрутизаторов, топология и типы каналов связи, а также другие параметры, изменение которых требует больших затрат времени и средств.

Следует отметить, что на практике идеи *TE* применяются пока только для поддержки способов управления путями следования потоков трафика через сеть. При этом основным инструментом выбора и установления путей в сетях *IP* сегодня является технология *MPLS*.

Очевидно, что поиск путей по очереди снижает качество решения *TE*— при одновременном рассмотрении всех потоков можно найти более рациональную загрузку ресурсов. Следует отметить, что в производимом сегодня оборудовании применяется вариант *MPLS TE*с последовательным рассмотрением потоков. Он проще в реализации

и ближе к стандартным для протоколов *OSPF* и *IS-IS* процедурам нахождения кратчайшего пути для одной сети назначения (в отсутствии ограничений найденное решение для набора кратчайших путей не зависит от последовательности рассмотрения сетей, для которых производился поиск). Кроме того, при изменении ситуации — появлении новых потоков или изменении интенсивности существующих — найти путь удается только для одного потока. Однако в принципе возможен способ нахождения оптимального решения для набора потоков внешней по отношению к сети системой, в автономном режиме. Эта система должна включать подсистему расчетов и, возможно, имитационного моделирования и учитывать не только средние интенсивности потоков, но и их пульсации, и оценивать не только загрузку ресурсов, но и результирующие параметры *QoS*— задержки, потери и т.п. После нахождения оптимального решения его можно модифицировать уже в оперативном режиме поиска путей «по одному» [3].

Основным механизмом защиты передаваемой в сети информации является шифрование. Как уже говорилось ранее, VPN создает защищенное туннельное соединение – маскирует настоящий IP-адрес за своим собственным – шифрует все данные и передает по защищенному туннелю, позволяя использовать сеть общего пользования свободно и анонимно. Для шифрования трафика на узлах связи МО РФ криптомаршрутизаторами КМ-07 используется стандарт *IPSec,* реализующий шифрование и конфиденциальность данных, а также аутентификацию абонентов. Применение стандарта *IPSec* позволяет реализовать полнофункциональный доступ эквивалентный физическому подключению к сети. Для установления *VPN* каждый из участников должен сконфигурировать определенные параметры *IPSec*, т.е. каждый клиент должен иметь аппаратные средства и программное обеспечение реализующее *IPSec*.

IPSec включает в себя три протокола, каждый со своими функциями:

1. ***ESP*** *(Encapsulating Security Payload* – безопасная инкапсуляция полезной нагрузки) занимается непосредственно шифрованием данных, а также может обеспечивать аутентификацию источника и проверку целостности данных
2. ***AH*** *(Authentication Header* – заголовок аутентификации) отвечает за аутентификацию источника и проверку целостности данных
3. ***IKE*** *(Internet Key Exchange protocol* – протокол обмена ключами) используется для формирования *IPSec SA* (*Security Association*, об этом чуть ниже), проще говоря, согласования работы участников защищенного соединения. Используя этот протокол, участники договариваются, какой алгоритм шифрования будет использоваться, по какому алгоритму будет производиться (и будет ли вообще) проверка целостности, как аутентифицировать друг друга.

Стоит отметить, что стандарт *IPSec* позволяет использовать разные способы и алгоритмы шифрования информации. В сетях связи специального назначения предпочтение отдается *симметричному шифрованию,* которое часто называют шифрованием с помощью секретных ключей. При этом два пользователя должны совместно выбрать единый математический алгоритм, который будет использоваться для шифрования и расшифровки данных. Кроме того, им нужно выбрать общий ключ (секретный ключ), который будет использоваться с принятым ими алгоритмом шифрования/расшифровки.

В настоящее время широко используются такие алгоритмы шифрования, как *Data Encryption Standard* (*DES*), 3*DES* (или «тройной *DES*»). *International Data Encryption Algorithm (IDEA)*, отечественный стандарт криптографической защиты информации ГОСТ 28147-89 и другие. Эти алгоритмы шифруют сообщения блоками (блочные шифры), например, по 64 бита. Если объем сообщения превышает 64 бита (как это обычно и бывает), необходимо разбить его на блоки по 64 бита в каждом, а

затем каким-то образом свести их воедино. Такое объединение выполняется одним из следующих четырех методов: электронной кодовой книги (*ECB*), цепочки зашифрованных блоков (*CBC*), x-битовой зашифрованной обратной связи (*CFB*-x) или выходной обратной связи (*OFB*).

С помощью методики туннелирования пакеты данных транслируются через общедоступную сеть как по обычному двухточечному соединению. Между каждой парой «отправитель-получатель данных» устанавливается своеобразный туннель безопасное логическое соединение, позволяющее инкапсулировать данные одного протокола в пакеты другого. Основными компонентами туннеля являются: инициатор·маршрутизируемая сеть; туннельный коммутатор;·один или несколько туннельных терминаторов. Сам по себе принцип работы *VPN* не противоречит основным сетевым технологиям и протоколам. Туннелирование позволяет организовать передачу пакетов одного протокола в логической среде, использующей другой протокол. В результате появляется возможность решить проблемы взаимодействия нескольких разнотипных сетей, начиная с необходимости обеспечения целостности и конфиденциальности передаваемых данных и заканчивая преодолением несоответствий внешних протоколов или схем адресации.

Непосредственное соединение между удаленным пользователем и оконечным устройством туннеля устанавливается по протоколу канального уровня*PPP, L2TP* и *PPTP*. Наиболее распространенный метод создания туннелей *VPN* инкапсуляция сетевых протоколов в протокол канального уровня и последующая инкапсуляция образованных пакетов в протокол туннелирования. Обычно в качестве последнего выступает *IP*. Такой подход называется туннелированием второго уровня, поскольку «пассажиром» здесь является протокол именно второго уровня. Альтернативный подход – инкапсуляция пакетов сетевого протокола непосредственно в протокол туннелирования (например, *VTP*) называется туннелированием третьего уровня.

Таким образом, можно сделать вывод, что МСССН и ее открытый и закрытый сегменты основываются на применении технологии *VPN*. Для обеспечения пользователей требуемым набором телекоммуникационных услуг в соответствии с заданным качеством в виртуальных частных сетях необходимо применение механизмов управления трафиком. Самым перспективным из них, по мнению авторов, является инжиниринг трафика, посредством которого решается комплексная задача повышения эффективности функционирования сети. Необходимый уровень безопасности в VPNобеспечивается стандартом *IPSec*, имеющий в МСССН специфические шифры.

Литература

1. ГОСТ Р 53729-2009 Качество услуги. Предоставление виртуальной частной сети (VPN).
2. Организация VPN на базе MPLS. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.opennet.ru/docs/RUS/mpls/mplsvpn.html
3. Росляков А.В. Виртуальные частные сети/ А.В. Росляков. LAP, 2011

Сведения об авторах

Полковник Воробьев Игорь Геннадьевич, 1969 г.р., КВВКУС, 1991, исследование основных направлений поэтапного развития и совершенствования ОАЦСС ВС РФ, 2006, Военная академия связи, viggspb@mail.ru

Старший лейтенант Хоборова Вера Петровна, 1990 г.р., Военная академия связи, 2012, управление трафиком в мультисервисных сетях, адъюнкт Военной академии связи, khoborova.vera@yandex.ru

LDMOS ТРАНЗИСТОРЫ ДЛЯ СИСТЕМ РАДИОЛОКАЦИИ И СВЯЗИ

Черных М.И., Цоцорин А.Н., Семейкин И.В.

В работе рассмотрены основные преимущества мощных СВЧ LDMOS транзисторов, приведены конструктивные и технологические особенности их создания. Приведен полный спектр новых разработок АО «НИИЭТ» в области мощных СВЧ LDMOS транзисторов.

In this paper discusses the main advantages of LDMOS RF power transistors, article provides information about design and technological features of their creation. The article showed complete list of new developments of "NIIET" in field of the RF power LDMOS transistors.

Дискретные мощные ВЧ и СВЧ транзисторы применяются в усилительных трактах связных и телевизионных радиопередатчиков, авиационной бортовой и наземной электронике, импульсных передатчиках радиолокационных систем, средствах РЭБ, радарах различного назначения, дальномерной аппаратуре и системах предотвращения столкновения самолетов TCAS. В настоящее время наиболее актуальной технологией создания мощных СВЧ кремниевых транзисторов является LDMOS технология в силу своих преимуществ. Возможность реализации более высоких по сравнению с биполярными транзисторами входных сопротивлений делает полевые транзисторы более универсальными при работе в широкой полосе частот и упрощает схемотехнические задачи сложения динамической мощности при построении многокаскадных усилителей. Транзисторы, изготовленные по LDMOS технологии, обладают наилучшими характеристиками по таким параметрам как коэффициент усиления по мощности $К_{УР}$, коэффициент полезного действия $КПД_С$, электрическая и тепловая стабильность, устойчивость к рассогласованию нагрузки, высокая линейность, уровень максимально допустимой рассеиваемой мощности и надёжность в диапазоне частот до 3 ГГц [1, 2].

К числу отличительных особенностей мощных СВЧ кремниевых транзисторов, изготовленных по LDMOS технологии, можно отнести следующие.

1. Областью истока транзисторного кристалла является подложка. Это позволяет реализовать минимальные значения индуктивности истокового вывода, вследствие чего значительно увеличиваются значения коэффициента усиления по мощности $К_{УР}$.

2. В конструкции транзисторного кристалла реализована минимальная площадь перекрытия областей стока и затвора, в результате чего в несколько раз снижается величина проходной ёмкости $С_{12}$. Кроме того, в транзисторах последних поколений предусмотрены дополнительные защитные экраны для ещё более существенного снижения $С_{12}$.

3. При монтаже кристалла LDMOS транзистора в корпус вывод истока напрямую соединяется с фланцем корпуса. Это исключает применение в составе корпуса керамики из окиси бериллия и приводит к существенному снижению теплового сопротивления и, как следствие, к повышению максимально допустимой рассеиваемой мощности.

4. Пробивное напряжение сток-исток определяется топологической протяженностью низколегированной дрейфовой n- области стока и концентрационным профилем легирующей примеси в ней.

5. В транзисторах последних поколений имеется встроенная защита от статического электричества.

Указанные конструктивно-технологические особенности LDMOS транзисторов позволяют в несколько раз увеличить коэффициент усиления по мощности по сравнению с DMOS и биполярными транзисторами и расширить диапазон рабочих частот до 3 ГГц.

Благодаря совершенствованию методов проектирования и освоению в отечественной электронной отрасли двух новых базовых технологических процессов с минимальными топологическими размерами (по поликремнию) 0,6-0,8 мкм и 0,3-0,4 мкм удалось значительно улучшить параметры транзисторов, изготовленных по LDMOS технологии. Снижение удельной проходной ёмкости достигнуто, применением дополнительный экран между токоведущими шинами второго и последующих слоёв металлизации и поликремниевым затвором, см. рис. 1. В зависимости от конкретной конструкции транзисторной структуры общее снижение удельной проходной ёмкости составляет примерно 8-10 раз по сравнению с образцами LDMOS транзисторов, имеющих однослойную систему металлизации.

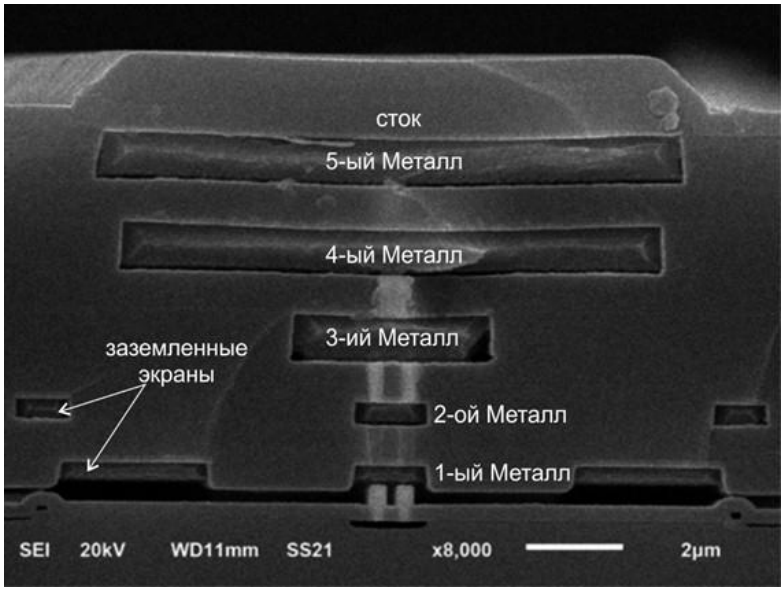


Рис. 1. Микрофотография поперечного сечения LDMOS транзисторного кристалла с пятью уровнями металлов.

Одновременно проводились и другие работы по совершенствованию конструкции транзисторного кристалла, в частности, по оптимизации физико-топологических параметров области стока. Это касалось длины низколегированной области стока, а также концентрации и профиля распределения легирующей примеси в ней для обеспечения высоких пробивных напряжений (до 120-130 В) при минимальном сопротивлении сток-исток в открытом состоянии.

LDMOS транзисторы мощностью свыше 500 Вт, предназначенные для работы на частотах более 800 МГц, обычно содержат в совей конструкции внутрекорпусные цепи согласования нагрузки. Цепи согласования состоят из МДП конденсаторов и проволочных выводов, имеющих определенное значение индуктивности. Типовое исполнения внутрекорпусной согласующей цепи показано на рисунке 2.

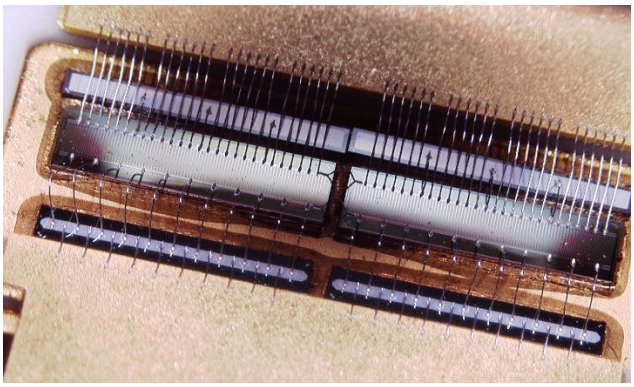


Рис. 2. Типовая конструкция внутрекорпусной цепи согласования LDMOS транзистора.

Для герметизации LDMOS транзисторов обычно используют металлокерамические и пластиковые корпуса. Металлокерамические корпуса обладают меньшим тепловым сопротивлением корпус-теплоотвод и обеспечивают большую стойкость к спец воздействиям, при этом они имеют большую стоимость и большие массогабаритные показатели. Типовой балансный корпус LDMOS транзистора показан на рисунке 3.

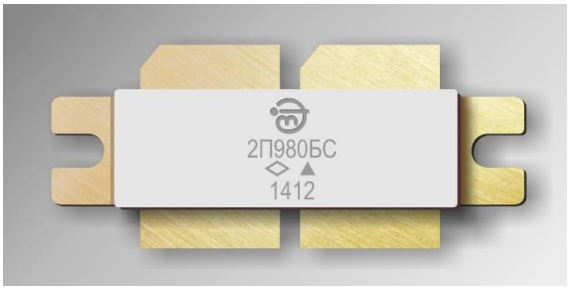


Рис. 3. Общий вид балансного LDMOS транзистора в корпусе.

В таблице 1 и 2 приведены основные эксплуатационные параметры новых разработок LDMOS транзисторов, разработки АО «НИИЭТ».

Таблица 1. Основные эксплуатационные параметры LDMOS транзисторов с питанием 50 В разработки АО «НИИЭТ»

Тип транзистора	$P_{ВЫХ\ И}$, Вт	$K_{УР}$, дБ	η_C, %	$R_{СИ\ ОТК}$, Ом	$C_{11И}$, пФ	$C_{12И}$, пФ	$C_{22И}$, пФ	$R_{Т\ П\text{-}К\ И}$, °С/Вт
Режим измерения $P_{ВЫХ\ И}$, $K_{УР}$, η_C: f=1550, $U_{СИ}$ =50 В, $\tau_И$=3,5 мс, Q=10								
2П9110А	10	12	40	2,8	20	0,35	12	7,5
2П9110Б	35	12	40	1,2	37	0,35	20	2,2
2П9110В	50	12	40	0,9	51	0,35	32	1,53
2П9110Г	100	12	40	0,36	178	1,3	790	0,46
2П9110Д	200	12	40	0,26	275	1,7	830	0,39
2П9110ЕС	370	12	40	0,24	285	1,7	845	0,21
2П9110ЖС	450	12	40	0,17	325	1,2	1330	0,19

Режим измерения $P_{ВЫХ\,И}$, $K_{УР}$, $\eta_{С}$: f=1090, $U_{СИ}$ =50 В, $\tau_{И}$=13мс, Q=3								
2П9115АС	500	13	40	0,18	420	1,1	1250	0,2
Режим измерения $P_{ВЫХ\,И}$, $K_{УР}$, $\eta_{С}$: f=1030-1090МГц, $U_{СИ}$=50В, $\tau_{И}$=320мкс, Q=50								
2П9116А	30	12	40	0,9	30	0,2	16,5	1,2
2П9116Б	110	12	40	0,29	200	0,6	610	0,3
2П9116В	300	12	40	0,19	425	2,6	1500	0,15
Режим измерения $P_{ВЫХ\,И}$, $K_{УР}$, $\eta_{С}$: f=500 МГц, $U_{СИ}$=50 В, $\tau_{И}$=2-25 мс, Q=10								
2П9120АС	500	21	45	0,25	262	2,6	170	0,20
2П9120БС	1000	18	45	0,17	492	6	296	0,10
2П9120ВС	1200	16	45	0,14	486	6	295	0,08
Режим измерения $P_{ВЫХ\,И}$, $K_{УР}$, $\eta_{С}$: f=860, 860.1 МГц, $U_{СИ}$=50 В								
2П9123В	100	16	40	0,25	213	2,1	73	0,9
Режим измерения $P_{ВЫХ\,И}$, $K_{УР}$, $\eta_{С}$: f=1200-1400 МГц, $U_{СИ}$=50 В *Освоение 2018 г*								
2П9133А	25	17	43	-	-	-	-	-
2П9133В	50	16	43	-	-	-	-	-
2П9133Г1	350	16	43	-	-	-	-	-
2П9133ДС	500	16	43	-	-	-	-	-

Таблица 2. Основные эксплуатационные параметры LDMOS транзисторов с питанием 28–36 В разработки АО «НИИЭТ»

Тип транзистора	$P_{ВЫХ\,И}$, Вт	$K_{УР}$, дБ	$\eta_{С}$, %	$R_{СИ\,ОТК}$, Ом	$C_{11И}$, пФ	$C_{12И}$, пФ	$C_{22И}$, пФ	$R_{Т\,П\text{-}К\,И}$, °С/Вт
Режим измерения $P_{ВЫХ\,И}$, $K_{УР}$, $\eta_{С}$: f=860, 860.1, $U_{СИ}$ =32 В								
2П9103А	10	16	40	0,95	16,5	0,33	10	6,0
2П9103Б	45	16	40	0,27	61	1,2	40	2,0
2П9103В	75	16	40	0,18	70	1,7	46	0,95
2П9103ГС	150	16	40	0,16	225	1,75	50,5	0,6
2П9103ДС	400	16	40	0,1	460	3,5	95,5	0,33
Режим измерения $P_{ВЫХ\,И}$, $K_{УР}$, $\eta_{С}$: f=500 МГц, $U_{СИ}$=28В								
2П9111А	80	17	50	0,4	87	1,9	58	2
2П9111БС	150	16	40	0,3	90	2,4	62,5	0,7
2П9111ВС	250	15	32	0,18	178	3,8	10	0,45
Режим измерения $P_{ВЫХ\,И}$, $K_{УР}$, $\eta_{С}$: f=450 МГц, $U_{СИ}$=36В								
2П9121АС	300	19	665	0,23	202	3,4	116	0,45
Режим измерения $P_{ВЫХ\,И}$, $K_{УР}$, $\eta_{С}$: f=860, 860.1 МГц, $U_{СИ}$=28 В								
2П9123А	0,5	18	40	11,5	2,7	0,03	1,7	15
2П9123Б	15	15	40	0,46	26,7	0,54	15,9	3

Режим измерения $P_{ВЫХ И}$, $K_{УР}$, η_C: f=1200-1400 МГц, $U_{СИ}$=36 В *Освоение 2018 г*								
2П9133Б	35	16	43	-	-	-	-	-

В заключение следует отметить, что с целью предоставления более полной технической информации о параметрах разработанных мощных СВЧ LDMOS транзисторов в настоящее время проводится работа по определению их импедансных характеристик и S параметров.

Литература

1. Кожевников В.А., Дикарев, В.И., Горохов В.С., Цоцорин А.Н. Мощные СВЧ LDMOS-транзисторы ОАО «НИИЭТ» для средств радиосвязи и радиолокации // Дискретные силовые компоненты, 2015, № 4, стр 60-63.

2. Бачурин В., Васильев А., Крымко М., Сопов О. Динамика развития отечественных мощных кремниевых полевых ВЧ и СВЧ МОП транзисторов // Электронная техника, Серия 2 Полупроводниковые приборы, 2011, выпуск 2 (221).

Сведения об авторах

Черных Максим Игоревич
Дата Рождения: 1989 г.
Название ВУЗа и год его окончания: ВГУ, 2012 г.
Направление научных исследований: СВЧ-транзисторы, SiC, наноструктуры
Год защиты диссертации: к.т.н., 2015 г.
Электронный адрес: che@niiet.ru

Цоцорин Андрей Николаевич
Дата Рождения: 1974 г.
Название ВУЗа и год его окончания: ВГТУ, 1996 г.
Направление научных исследований: конструкция и перспективные технологии мощных СВЧ транзисторов
Год защиты диссертации: к.ф.-м.н., 2000 г.
Электронный адрес: raz@niiet.ru

Семейкин Игорь Валентинович
Дата Рождения: 1978 г.
Название ВУЗа и год его окончания: ВГТУ, 2000 г.
Направление научных исследований: конструкция и перспективные технологии мощных СВЧ транзисторов
Год защиты диссертации: к.т.н., 2009 г.
Электронный адрес: sig@niiet.ru

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ДЕКОДИРОВАНИЯ ДВОИЧНЫХ БЛОКОВЫХ ИЗБЫТОЧНЫХ КОДОВ

Пчелин Н.А. Гладких А.А.

В условиях быстрого развертывания систем связи, управления мобильными объектами радиосвязь является наиболее эффективным средством передачи информации с приемлемым качеством связи, а иногда и единственным средством управления. При этом передаваемые данные подвержены влиянию деструктивных факторов. Для защиты данных от ошибок применяются различные виды помехоустойчивого кодирования. В докладе рассматривается метод декодирования двоичных блоковых избыточных кодов по упорядоченным статистикам, который реализуется в формате перестановочного декодирования (ПД).

INCREASING THE EFFECTIVENESS OF DECODING THE BINARY BLOCK REDUNDANT CODES

Pchelin N.A. Gladkikh A.A.

Radio communication is found to be the most effective way to transmit information with the adequate quality of communication and, sometimes, the only means of control under the rapid deployment of communications systems and the mobile object control. The transmitted data is additionally exposed to the influence of destructive factors. To secure data against errors, various kinds of the noise-proof coding are applied. The report deals with a method for the binary block redundant code decoding using the ordered statistics implemented as a permutation decoding.

Введение

Применение средств помехоустойчивого кодирования в современных автоматизированных системах управления обусловлено объективными условиями использования в подобных системах каналов связи с различным уровнем деструктивных факторов [1, 2]. Реализация в таких условиях максимальных возможностей корректирующего кода по исправлению ошибок, как правило, связывается с мягкими методами обработки данных в условиях применения метрики Хэмминга. При этом, для многих современных и перспективных систем управления возникает проблема сокращения цикла управления элементами системы, что вызывает необходимость использования коротких блоковых кодов, исправляющих ошибки, которые в лучшей степени приспособлены к системе пакетной передачи данных и синхронизации коротких сигналов управления. Следовательно, в системе защиты от ошибок необходимо реализовать все потенциальные возможности используемых кодов. Естественно, что максимальные возможности кодов по исправлению ошибок реализуются только при использовании мягких методов декодирования. ПД является мощным развитием этого метода, которое базируется на новых методах матричных преобразований и удачно развивает принципы когнитивной организации алгоритмов работы декодеров групповых кодов [3].

В докладе рассматривается алгоритм ПД двоичных блоковых кодов каскадных конструкций на базе быстрых матричных преобразований элементов когнитивной карты внутреннего декодера и оценка их вероятностных характеристик.

Оценки различных подходов к обработке принятых данных

В современных телекоммуникационных системах в качестве критерия эффективности применения в них помехоустойчивого кодирования выбирают значение получаемого от этой процедуры энергетического выигрыша. Известно, что в канале с гауссовским шумом при условии, что отношение $E_b / N_0 \to \infty$, в котором значение E_b – энергия сигнала, приходящаяся на бит, N_0 – спектральная плотность гауссовского шума, в случае жестких решений и реализации алгоритма исправления t ошибок энергетический выигрыш оценивается выражением $D_h = 10\lg(R(t+1))$ дБ. При использовании алгоритмов исправления стираний энергетический выигрыш оценивается выражением $D_s = 10\lg(Rd_{\min})$ дБ, где $d_{\min}$ – метрика Хэмминга [1]. В приведенных формулах отношение $R = k/n$ – относительная скорость кода, где k – число информационных символов в кодовом векторе длины n. Отсюда следует, что при $E_b / N_0 \to \infty$ энергетический выигрыш при исправлении стираний в два раза выше, чем при обработке жестких решений, поскольку параметр $d_{\min} = 2t+1$, и поэтому в пределе выигрыш составляет не более 3 дБ. Указанные соотношения показывают, что безызбыточное кодирование при $n = k$, $t = 0$ и $d_{\min} = 1$ в рассматриваемых системах вообще не в состоянии обеспечить какой-либо энергетический выигрыш.

Оценка возможности декодирования двоичных кодов как блоковых, так и сверточных за пределами границ, обозначенных метрикой Хэмминга, важна с точки зрения применения этих кодов в составе композиции кодов в виде последовательных или параллельных соединений кодеков. Идея мягкого декодирования непосредственно вытекает из теоремы Л.М. Финка [4]: при любом коде имеет место неравенство $p_1 \geq p_2 \geq p_3 \geq p_4$. Здесь p_1 – вероятность того, что при посимвольном методе приема (суть жесткого декодера) кодовая комбинация принята с ошибкой (независимо от того, можно ли эту ошибку исправить или обнаружить); p_2 – вероятность того, что при посимвольном методе приема в ходе исправления максимально возможного числа ошибок произошла неисправимая ошибка; p_3 – вероятность того, что при идеальном приме в целом (аналог мягкого декодера) комбинация ошибочна; p_4 – вероятность того, что при посимвольном приеме принятая комбинация окажется совпадающей с одной из комбинаций кода, но не с той, которая передавалась.

Известны методы декодирования помехоустойчивых кодов, которые реализуют максимальное использование введенной в код избыточности и обеспечивают получение минимальных вероятностей ошибок p_3 и p_4. Это означает, что код способен исправить больше ошибок (стираний), чем это возможно при использовании метрики Хэмминга. В этом случае асимптотической оценкой энергетического выигрыша от применения блокового двоичного кода может служить выражение $D_m = 10\lg(k(1-R+1/n))$ дБ. Предполагается, что $d_{\min} = n-k+1$, что соответствует максимально декодируемым кодам.

Известно, что недвоичные коды, например, коды Рида-Соломона (РС) достигают значения D_m, что нельзя сказать о двоичных кодах, которые не являются максимально декодируемыми кодами [3]. Как показано в работе [2] максимальной исправляющей способности в процедуре декодирования таких кодов возможно достичь при использовании кластерного подхода. В основе метода лежит принцип разбиения пространства $\{\Omega\}$ разрешенных кодовых векторов на списки, которые в общей

классификации имеют свои уникальные номера характерные для каждого списка. По этому признаку каждый список можно назвать кластером. Номер кластера определяется заранее оговоренными элементами кодовых комбинаций и эти номера одинаковы для всего множества комбинаций $\{\Omega\}$. Число бит, определяющих номер кластера $0 < n_{cl} \le k$, естественно меньше длины кодового вектора n, поэтому вероятность искажения номера списка $P(n_{cl})$ меньше искажения всего кодового блока $P(n_{cl}) < P(n)$. Для точного определения номера кластера необходимо и достаточно, чтобы биты n_{cl} сопровождались высокими значениями мягких решений символов (МРС). Пусть МРС определяются целочисленными индексами вида λ_i, где $0 \le i \le 7$, тогда для надежного определения номера кластера желательно, чтобы все биты этого номера сопровождались МРС со значениями $\lambda_7 = \lambda_{\max}$. Вероятность подобного исхода изучалась с использованием имитационных моделей для блоковых кодов различной длины. В качестве непрерывного канала связи использовался канал с независимым потоком ошибок. В частности, рассматривались коды Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ) для которых выбирались значения n_{cl} от двух до пяти. Результаты отдельных испытаний приведены на рисунке 1. В качестве аргумента использовалось отношение $h = E_b / N_0$, которое определяло вероятность безошибочного определения номера кластера в кодовых комбинациях различной длины. На рисунке 1 в списке кодов параметр n_{cl} указан последней цифрой. Заметно, что даже небольшое увеличение этого параметра приводит к существенному снижению вероятности правильного определения номера кластера $P_{np}(h)$.

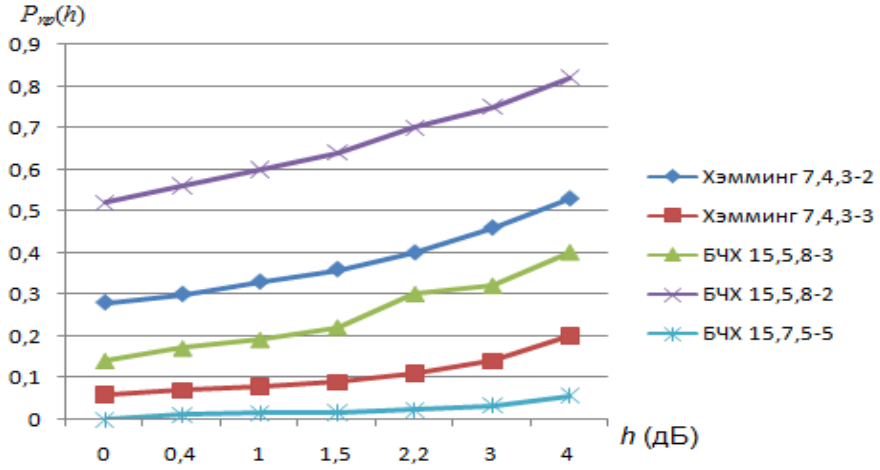


Рис. 1. Вероятности правильного определения номера кластера в зависимости от его длины

Таким образом, выбор номера кластера по максимальным оценкам, следующим друг за другом, является сильным отрицательным условием, которое увеличивает риски неправильного определения списка.

ПД этого правила не требует. Максимальные оценки на длине кодового вектора могут располагаться произвольно. Именно это обстоятельство делает ПД более привлекательным. Исходя из этого и не оценивая на данном этапе анализа сложность построения декодера, можно утверждать, что сохраняется соотношение по вероятности

ошибочного декодирования комбинаций блоковых кодов в виде: $P_{перест} < P_{кластер} < P_{мягк} < P_{алгебр}$. При этом достигается максимальный энергетический выигрыш D_m, поскольку в большинстве случаев обеспечивается исправление ошибок за пределами метрики Хэмминга. Доказательство этого утверждения приводятся в работах [5, 6].

Классический алгоритм ПД

Вычислительный процесс при реализации алгоритма ПД осуществляется по шагам.

Шаг 1. Принять биты принятого из канала с ошибками кодового вектора $V_{\text{пр}}$, сопровождая каждый из них значением МРС λ_i.

Шаг 2. Ранжировать значения МРС и соответствующие им биты по убыванию.

Шаг 3. Сформировать на основе выполнения шага 2 биекцию вида $f : V_{пр} \to V_{пер}$ и соответствующую ей перестановочную матрицу P.

Шаг 4. По результатам реализации шага 2 выделить первые k наиболее надежные символы и запомнить их.

Шаг 5. Умножить порождающую матрицу исходного кода G на матрицу P для перестановки столбцов матрицы G в соответствии с шагом 2 и получения новой переставленной матрицы $G_{\text{пер}}$.

Шаг 6. Выделить первые k столбцов в матрице $G_{\text{пер}}$, получить матрицу $Q_{k\times k}$ и вычислить определитель этой матрицы Δ. Если $\Delta \neq 0$, перейти к шагу 7. Если $\Delta = 0$, отказаться от декодирования, перейти к шагу 2 и выполнить новые перестановки, поменяв местами символ с номером k с символом $k+1$.

Шаг 7. Для матрицы $\mathrm{Q_{k\times k}}$ подсчитать матрицу миноров $\mathrm{M_Q}$.

Шаг 8. Найти обратную матрицу $\mathrm{Q^{-1}_{k\times k}}$, разделив элементы матрицы $Q^T_{k\times k}$ на значение Δ.

Шаг 9. По значениям матрицы $\mathrm{Q^{-1}_{k\times k}}$ преобразовать матрицу $G_{\text{пер}}$ к систематическому виду $\mathrm{G^{сис}_{пер}}$.

Шаг 10. Умножить вектор длины k из шага 4 на матрицу $\mathrm{G^{сис}_{пер}}$, получив вектор эквивалентного кода $n_{экв}$.

Шаг 11. Выполнить умножение $n_{экв}$ на P^T, выполнив обратное биективное отображение $f : V_{пр} \to V_{пер}$, получая вектор $n_{\text{пер}}$.

Шаг 12. Складывая поразрядно векторы $V_{\text{пр}} \oplus n_{\text{пер}} = V_{\text{ош}}$ получают вектор ошибок, действовавший в канале связи в моменты фиксации битов вектора $V_{\text{пр}}$.

Совершенно очевидно, что производительность декодера существенно снижается в системе матричных вычислений при выполнении шагов алгоритма с шестого по девятый. Главным недостатком алгоритма является необходимость выполнения последовательности шагов даже в том случае, если отдельные комбинации, защищаемые кодом данных в сообщении, повторяются.

Напрашивается техническое решение, которое заключается в том, чтобы запомнить те перестановки столбцов порождающей матрицы G основного кода, которые не приводят к вырождению матрицы $Q_{k\times k}$ и одновременно с этим, удержать в памяти декодера содержание преобразованной матрицы $\mathrm{G^{сис}_{пер}}$, которая соответствует

конкретной перестановке матрицы $Q_{k\times k}$. Это позволяет осуществлять предварительное «обучение» декодера возникновению подобных ситуаций и за счет расширения памяти реализовать когнитивные функции декодера, создавая когнитивную карту тех перестановок столбцов матрицы G, которые обеспечивают получение положительного результата декодирования. В когнитивную карту декодера могут включаться отрицательные решения по перестановкам столбцов. Это необходимо для ускорения процедуры отказа от декодирования или организации повтора данных в случае использования системы с запросом и повторением данных. Когнитивный процесс в таком случае может быть представлен схемой, показанной на рисунке 2.

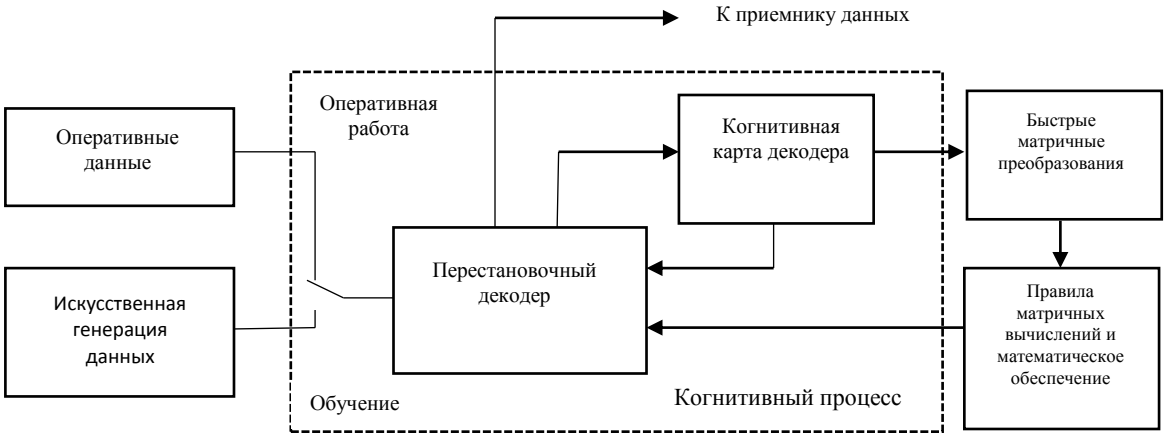


Рис. 2. Структура когнитивного процесса применительно к перестановочному декодеру

В указанном процессе можно выделить два режима: режим оперативного обмена данными и режим обучения. В первом случае работа декодера, по сути, не отличается от классической схемы, но данные по обработке матриц заносятся в когнитивную карту декодера. Во втором случае при отсутствии оперативной работы декодер искусственно генерирует различные последовательности $V_{\text{пр}}$ и если они не проявлялись в предыдущих случаях, то новые данные заносятся в когнитивную карту декодера. Наличие такой карты в последующем исключает выполнение шагов с шестого по девятый. Это позволяет существенно сократить время вычислительного процесса декодера и ускорить обработку данных.

Принцип создания когнитивного декодера

Применение когнитивных принципов в телекоммуникационных технологиях рассмотрены в работах [7, 8].Принцип функционирования когнитивного декодера рассмотрим на примере обработки комбинаций кода Хэмминга (7,4,3) с порождающей матрицей вида

$$G = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}.$$

1 2 3 4 5 6 7

Каноническая нумерация столбцов матрицы осуществляется слева направо с использованием нумератора столбцов, при этом за каждым номером нумератора постоянно закрепляется конкретный столбец матрицы G. В режиме обучения генератор данных случайным образом формирует наборы из неповторяющихся четырех

столбцов (номеров) матрицы G, которые в процедуре декодирования на четвертом шаге будут совпадать с наиболее надежными символами вектора V_{np}. Обозначим эти последовательности через Z_i. В соответствии с этим может быть образованно $C_7^4 = 35$ не повторяющихся последовательностей длинны $k = 4$. На основании одной из таких последовательностей Z_i из порождающей матрицы кода G извлекаются столбцы, последовательность номеров которых в точности соответствуют последовательности номеров символов Z_i. Если в результате проверки вырожденности полученной матрицы $Q_{k\times k}$ размерности $k \times k$ определитель этой матрицы $\Delta \neq 0$, то такая последовательность номеров Z_i заносится в базу положительных решений и далее по основному алгоритму отыскивается матрица G_{nep}^{cuc}, которая так же заносится в базу данных и всегда для данного кода будет соответствовать уникальной последовательности Z_i. В случае повторения подобной последовательности номеров символов эта последовательность уже не потребует вычисления матрицы G_{nep}^{cuc}, что обеспечивает выигрыш временного ресурса, так как матрица извлекается из базы данных в готовом виде. В случае отрицательного исхода, когда определитель матрицы $Q_{k\times k}$ $\Delta = 0$, значение последовательности Z_i записывается в базу отрицательных решений. Из 35 различных сочетаний номеров для комбинаций рассматриваемого кода 27 комбинаций отвечают условию $\Delta \neq 0$ и только 8 значений соответствуют условию $\Delta = 0$. Базовые значения Z_i по первому условию, когда $\Delta \neq 0$ приведены в таблице 1.

Таблица 1

База положительных решений когнитивной карты декодера

1234	2345	3456	4567	5671	6712	7123	1236	2347
3451	4562	5673	6714	7125	1254	1264	2365	2375
3476	4517	4527	5621	6732	6742	7143	7153	3457

Базовые значения Z_i по условию, когда $\Delta = 0$ приведены в таблице 2.

Таблица 2

База отрицательных решений когнитивной карты декодера

1235	2346	4561	5672	6713	7124	3416	5631

Соотношение объемов таблиц указывает на целесообразность применения метода ПД не только для коротких кодов, но и кодов имеющих большую длину чем 7. Каждая комбинация цифр из таблиц 1 и 2 включает в себя 4! = 24 перестановки поэтому предусматривается фиксация иных перестановок указанных групп в базе как положительных, так и отрицательных решений. Так как база положительных решений в три раза больше базы отрицательных решений целесообразно проверку осуществлять, начиная с проверкой отрицательного результата последовательности номеров Z_i. В случае появления последовательности вида Z_x не равной ни одной из ранее обработанных последовательностей Z_i вариант Z_x сверяется с базой данных отрицательных решений и в случае отсутствия подобной комбинации в этой базе данных, декодер приступает к обработке данных по основному алгоритму, пополняя по итогам работы либо базу данных положительных решений, либо базу данных отрицательных решений.

Например, для образца Z_i = 1264 матрица G_{nep} имеет вид:

$$G_{пер} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \text{ для которой } \Delta \neq 0.$$

В результате тривиальных линейных преобразований, которые достаточно подробно описаны в работе [1], формируется матрица $G_{пер}^{сис}$ которая для образца Z_i = 1264 имеет вид

$$G_{пер}^{сис} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}.$$

Набор Z_i=1264 и соответствующая ему матрица $G_{пер}^{сис}$ заносится в базу данных положительных решений. Аналогично решается задача в случае отрицательных решений, когда $\Delta = 0$. Предложенный способ мягкого когнитивного декодирования систематических блоковых кодов позволяет:

- по крайней мере в 75% случаев исправлять стирания, кратность которых определяется соотношением *n-k*;
- по сравнению с аналогами существенно сократить время обработки кодовых комбинаций за счет готовых решений по структуре переставленных матриц эквивалентных кодов;
- осуществить предварительное обучение декодера до включения его в оперативную работу, заполнив базы данных декодера по положительным и отрицательным решениям;
- осуществить пополнение баз данных декодера для положительных и отрицательных решений за счет новых комбинаций, не учтенных в ходе предварительного обучения декодера;
- подготовка баз данных положительных и отрицательных решений может быть выполнена на внешней вычислительной системе и введена в декодер с помощью переносного носителя данных или специально организованного канала связи.

Быстрые матричные преобразования в системе эквивалентных кодов

Предложенный алгоритм обработки данных не является совершенным. Для коротких кодов он вполне приемлем, но с ростом длины кодовых векторов вычислительные затраты на преобразование матриц увеличиваются и становятся заметным препятствием для реализации метода. В ходе исследований была доказана возможность дополнительного сокращения вычислительных затрат за счет использования быстрых матричных преобразований для поиска эквивалентных кодов.

По сути, эквивалентный блоковый код относительно комбинаций основного кода является отображением конечного множества в себя. Это справедливо и для каждой кодовой комбинации в ходе ее сортировки по значениям МРС, действительно $a, b \in X$, где $b = f(\lambda_i)$. В таблицах 1 и 2 приведены неупорядоченные последовательности номеров столбцов порождающей матрицы G исходного кода.

Если упорядочить номера когнитивной карты в порядке возрастания, то появляется возможность быстрого поиска требуемого образца и открываются новые закономерности в преобразованиях матриц. Когнитивная карта декодера в этом случае принимает вид представленный в таблицах 3 и 4.

Таблица 3

Каноническая база положительных решений когнитивной карты декодера

1234	1236	1237	1245	1246	1256	1257	1267	1345
1347	1357	1457	1467	1567	2345	2347	2356	2357
2367	2456	2457	2467	3456	3457	3467	3567	4567

Таблица 4

Каноническая база отрицательных решений когнитивной карты декодера

1235	1247	1346	1356	1367	1456	2346	2567

Каждое положительное решение из таблицы 3 сопровождается базовой порождающей матрицей, которая в случае перестановки цифр канонического значения положительного решения быстро преобразуется в порождающую матрицу эквивалентного кода в систематической форме.

Пусть в результате обработки данных и выполнения процедуры ранжирования столбцов порождающей матрицы G основного кода была сформирована последовательность 4261 735. Декодер канонизирует эту последовательность, получая 1246 357. В базе данных положительных решений когнитивной карты декодера хранится заранее вычисленная матрица для такой последовательности, которая имеет вид

$G_{баз\,1246\,357} =$

1	2	4	6	3	5	7	Номера столбцов
1	0	0	0	0	1	1	1
0	1	0	0	1	0	1	2
0	0	1	0	1	1	1	4
0	0	0	1	1	1	0	6

Данные базовой матицы в условиях фиксации последовательности 4261 735 за счет соответствующей перестановки строк и столбцов проверочной матрицы будут приведены к виду, который соответствует заданному образцу эквивалентного кода

$G_{экв1246735} =$

4	2	6	1	7	3	5	Номера столбцов
1	0	0	0	1	1	1	4
0	1	0	0	1	0	1	2
0	0	1	0	1	1	0	6
0	0	0	1	0	1	1	1

В эквивалентном коде относительно исходного кода меняется содержимое проверочной матрицы. Применение подобного подхода в процессе выполнения классических матричных преобразований позволяет по ориентировочным оценкам сократить вычислительный процесс для кода Хэмминга (7,4,3) на 581 элементарную операцию, а для кода БЧХ (15,5,7) на 10952 элементарные операции.

Вероятностные характеристики перестановочных декодеров

Для любой системе обмена данными важнейшим показателем является оценка энергетического выигрыша, который обеспечивает та или иная схема защиты данных от ошибок. Подобные асимптотические оценки безотносительно моделей непрерывного канала связи показаны в первой части работы. Применительно к каналу с независимым

потоком ошибок такие оценки для классических схем обработки данных, работающих в пределах метрики Хэмминга, обсуждались в [1]. Очевидно, что вероятность ошибки на бит p_b является функцией отношения сигнал-шум, которое в аналитической модели определяется выражением E_b/N_0, где $N_0 = 2\sigma^2$. Здесь σ^2 – дисперсия белого гауссовского шума. Тогда

$$p_b = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_0^{\sqrt{E_b}} e^{-\frac{(x+\sqrt{E_b})^2}{2\sigma^2}} dx \ .$$

(1)

Отсюда для кода (7,4,3) легко найти вероятность ошибочного декодирования комбинации при исправлении только одной ошибки алгебраическим методом.

Результаты аналитического моделирования различных схем декодирования кода Хэмминга (7,4,3) представлены на рисунке 3 , где в явной форме проявляется преимущество метода ПД.

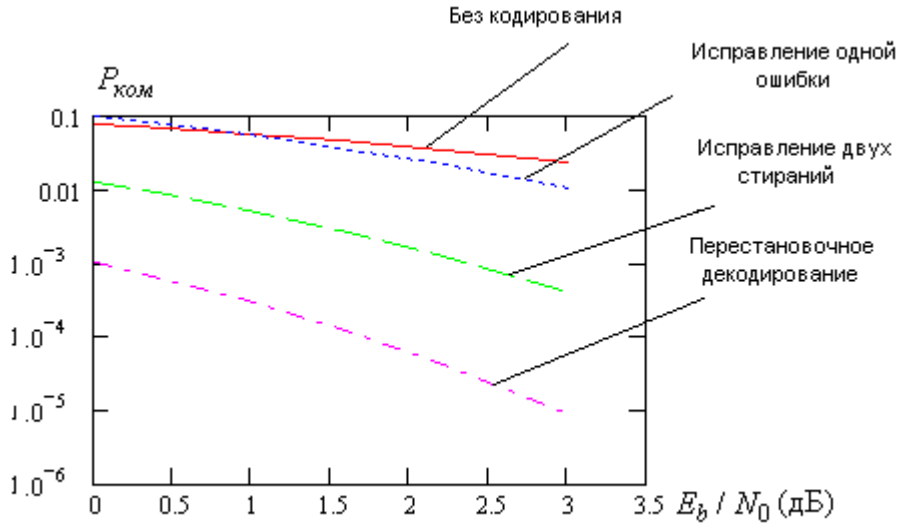


Рис. 3. Вероятности ошибочного приема комбинации в зависимости от отношения сигнал-шум для кода Хэмминга (7,4,3)

Исходя из характеристик, представленных на рисунке 3, всегда можно вычислить вероятность ошибки на бит по соотношению $p_b \approx P_{ком}/n$. В этом случае получаемый энергетический выигрыш в системе с кодом Хэмминга при использовании ПД составит около 6 дБ, что соответствует приведенным выше асимптотическим оценкам.

Наибольший эффект от использования ПД двоичных кодов становится заметным при их применении в составе последовательных турбокодов в качестве внутренних кодов [9]. Вероятность ошибочной регистрации недвоичного символа в коде РС в этом случае определяется отношением

$$P_{симРС} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{i=(n_2-k_2)/2}^{n_2} i \times C_{n_2}^i \times P_{ком}^i \times (1 - P_{ком})^{n_2 - i} \ ,$$

(2)

где n_2 – длина кодового вектора кода РС, k_2 – число информационных символов в нем, а m – степень расширения двоичного поля Галуа. Характеристики различных вариантов построения подобных конструкций приведены на рисунке 4.

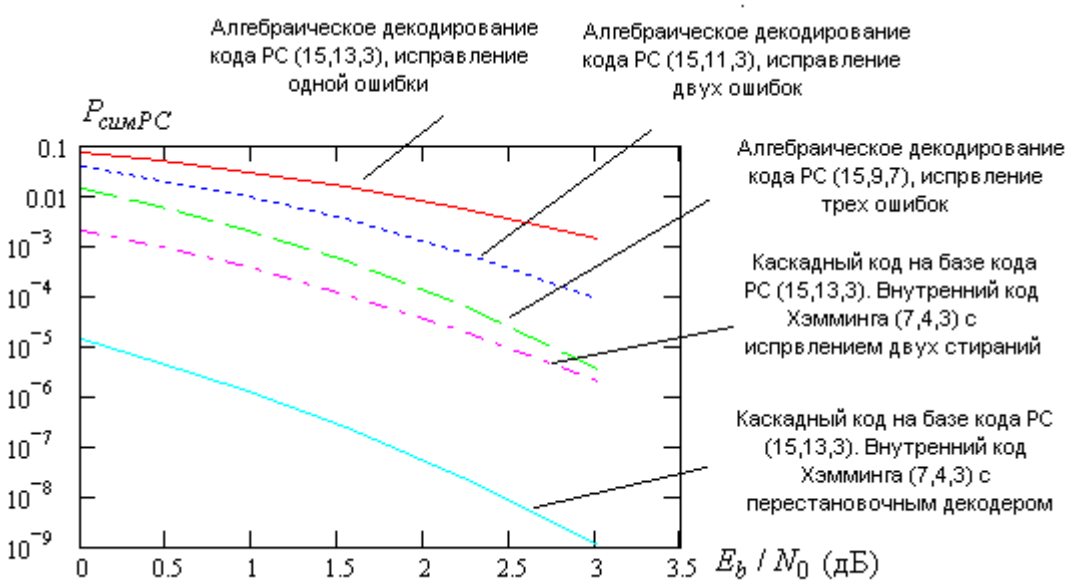


Рис. 4. Сравнительные оценки искажения недвоичных символов в зависимости от метода обработки данных и отношения сигнал-шум

Вероятность ошибки на бит в этом случае определяется по формуле $p_b \approx P_{симРС}/n$. Вновь заметно, что преимущество имеют коды, декодируемые по принципу ПД.

Заключение

ПД является разновидностью мягкого декодирования блоковых помехоустойчивых кодов. Оно основано на вычислении для каждого кодового вектора переданного по каналу с ошибками вектора эквивалентного кода, который образуется за счет последовательного ранжирования мягких решений и создания биекции принятому вектору, на основе которой вырабатывается вектор эквивалентного кода.

Основные трудности при реализации классического алгоритма ПД заключаются в преобразованиях матриц на предмет выявления свойства невырожденности переставленной матрицы кода и приведения такой матрицы к систематической форме.

В работе вскрыты закономерности матричных преобразований, которые характерны для групповых избыточных кодов, применение которых существенно сокращает сложность реализации декодера.

Основой подобной реализации является создание когнитивной карты декодера в канонической форме, которая позволяет выполнить вычисление эквивалентного кода по заранее подготовленному шаблону.

Использование метода позволяет существенно снизить вероятность ошибочного приема кодового вектора за счет исправления стираний за пределами метрики Хэмминга. Это позволяет повысить эффективность схем каскадного кодирования и получить в системе обмена данными дополнительный энергетический выигрыш.

Список литературы

1. Гладких А.А. Основы теории мягкого декодирования избыточных кодов в стирающем канале связи. – Ульяновск : УлГТУ, 2010. – 379 с.
2. Dilip, V.S. High-speed Architectures for Reed-Solomon decoders // IEEE Trans. VLSI systems – 2001, – vol. 34. – pp. 388–396.
3. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки, пер. с англ.; под ред. Р. Л. Добрушина и С. Н. Самойленко. – М. : Мир, 1976. – 594 с
4. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. – М. : Сов. радио, 1970. – 728 с.
5. Гладких А.А. Обобщенный метод декодирования по списку на базе кластеризации пространства кодовых векторов // Радиотехника. – 2015.- № 6.- С. 37-41.
6. Гладких А.А., Климов Р.В., Чилихин Н.Ю. Методы эффективного декодирования избыточных кодов и их современные приложения. – Ульяновск : УлГТУ, 2016. – 258 с.
7. Комашинский В.И., Соколов Н.А. Когнитивные системы и телекоммуникационные сети // Вестник связи. – 2011.- № 10.- С. 4-8.
8. Комашинский В.И., Комашинский Д.В Когнитивная метафора в развитии телекоммуникационных и индустриальных сетевых инфраструктур, или первые шаги к постинформационной эпохе // Технологии и средства связи. – 2015. – № 1. С 62–66.
9. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение : изд. 2-е, испр.; пер. с англ. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

Сведения об авторах

Пчелин Никита Александрович, окончил Ульяновское высшее военное командное училище связи. Аспирант кафедры «Телекоммуникации» Ульяновского государственного технического университета. Направление исследований: «Исследование методов адаптивной обработки сигналов». Место работы: ФНПЦ АО «НПО «Марс». [e-mail: pna3@yandex.ru].

Гладких Анатолий Афанасьевич, доктор технических наук, окончил Военную академию связи им. С.М. Буденного, адъюнктуру ВАС, профессор кафедры «Телекоммуникации» Ульяновского государственного технического университета. Направление исследований: «Исследования в области помехоустойчивого кодирования и защиты информации». Место работы: УлГТУ [e-mail: a.gladkikh@ulstu.ru]

УДК 621.396:629.7

ГРУППОВОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ РАДИОЛИНИЙ С ПРОСТРАНСТВЕННЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ

Н. А. Пылаев

Рассматривается возможность реализации радиолинии с пространственным мультиплексированием с использованием группы беспилотных летательных аппаратов. Излагаются общие положения технологии *MIMO*.

GROUP USE OF UNMANNED AERIAL VEHICLES FOR THE IMPLEMENTATION OF RADIO LINKS WITH SPATIAL MULTIPLEXING

N.A. Pylaev

The article discusses the possibility of implementing a radio link with spatial multiplexing using a group of unmanned aerial vehicles. Sets out the general provisions of MIMO technology.

Успешное выполнение боевых задач в современных боевых действиях, характеризующихся высокой динамичностью, широким размахом и неравномерностью развития, во многом зависит от полноты и быстроты информационного обмена [1]. Данный фактор определяет потребность в своевременной передаче через систему связи соединения больших объемов различного вида информации, как на горизонтальных, так и на вертикальных уровнях и предъявляет к связи все более высокие требования по своевременности и достоверности.

Опыт командно-штабных учений и командно-штабных военных игр показывает, что пункты управления, боевые подразделения, а также подразделения всестороннего обеспечения боевых действий до 70 % общего времени боя находятся в движении. В таких условиях основной объем информации будет передаваться по линиям сети радиосвязи. Таким образом, в условиях современного боя в тактическом звене управления основным родом связи является радиосвязь.

В настоящее время техническую основу сети радиосвязи соединения составляют средства УКВ радиосвязи четвертого и пятого поколений, работающие в диапазоне частот до 120 МГц. Дальность связи в этом диапазоне, особенно при использовании верхней его части, ограничивается пределами прямой видимости, и существенно зависит от рельефа местности. Кроме того, возросшие объемы передаваемой по сети радиосвязи информации требуют необходимости использования гигагерцового диапазона частот, поэтому, для повышения дальности и устойчивости радиосвязи в УКВ диапазоне необходима организация радиосвязи с использованием ретрансляторов. Проведенные испытания положительно зарекомендовали использование в качестве носителей ретрансляторов беспилотные летательные аппараты (БПЛА) и показали, что использование БПЛА позволяет существенно увеличить дальность связи.

Анализ литературы [2, 3, 4] показал, что одним из важных направлений дальнейшего развития использования БПЛА является внедрение специальных технологий для их группового использования по единому плану и замыслу. Поскольку одной из

сфер применения БПЛА является организация связи с помощью ретрансляторов, становится актуальным вопрос рассмотрения группы БПЛА в качестве среды передачи в радиолиниях с пространственным мультиплексированием (рис. 1).

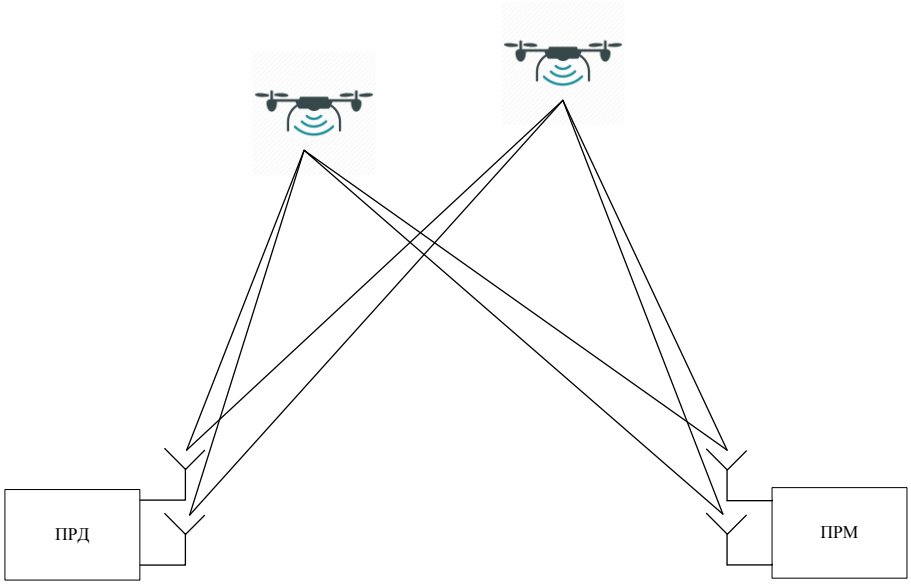


Рис. 1. Реализация *MIMO* с использованием ретрансляторов связи на БПЛА

Как отмечалось выше, в современных условиях боевых действий существует потребность в передаче по сети радиосвязи больших объемов разного вида информации. Для повышения пропускной способности в современных системах сотовой связи применяется технология пространственного мультиплексирования (англ. *MIMO – Multiple Input Multiple Output*), которая подразумевает использование нескольких антенн на передающей стороне и нескольких антенн на приёмной стороне [5]. При этом работа происходит на одной рабочей частоте.

Данная технология использует эффект многолучевого распространения радиосигнала для увеличения емкости канала. Система с M передающими и N приемными антеннами способна обеспечить пиковую пропускную способность теоретически в $M \times N$ раз большую, чем обычные системы. Это достигается за счет того, что передатчик разбивает входной поток данных на M независимых последовательностей бит и, используя массив антенн, при определенных условиях пересылает их одновременно. Такая техника называется пространственным мультиплексированием и позволяет значительно повысить пропускную способность и/или помехоустойчивость системы связи по сравнению с традиционной системой с одной передающей и одной приёмной антеннами.

В предлагаемой в данной статье системе многолучевое распространение создается искусственно с использованием нескольких размещенных на БПЛА ретрансляторов связи.

При проектировании *MIMO* систем и в ходе решения связанных с их разработкой задач исследовательского характера необходимо учитывать канальную матрицу, образующуюся из комплексных коэффициентов передачи по каналу распространения радиоволн между всеми возможными парами передающих и приемных антенн. От пра-

вильности оценивания канальной матрицы во многом зависит эффективность функционирования алгоритмов формирования и обработки сигналов в *MIMO* системе.

В общем случае канальная матрица имеет вид:

$$\mathbf{H} = \begin{Vmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & \dots & h_{1j} & \dots & h_{1m} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & \dots & h_{2j} & \dots & h_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{i1} & h_{i2} & h_{i3} & \dots & h_{ij} & \dots & h_{iM} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N1} & h_{N2} & h_{N3} & \dots & h_{Nj} & \dots & h_{NM} \end{Vmatrix} \quad (1)$$

Каждый элемент h_{ij} матрицы *H* представляет собой комплексный коэффициент передачи в радиоканале системы *MIMO* от *j*-й передающей антенны к *i*-й приемной антенне.

В большинстве публикаций предполагается, что коэффициенты передачи h_{ij} неизменны на протяжении нескольких интервалов длительности сигналов. Однако, в реальном радиоканале системы *MIMO* каждый элемент матрицы *H* является случайной величиной, распределение которой определяется характером замираний в радиоканале. В большинстве случаев [6] с применением БПЛА в качестве ретранслятора, связь организуется в пределах прямой видимости. При наличии преобладающего по амплитуде прямого луча распределение мгновенных значений огибающей сигнала описывается законом Райса. В случае отсутствия прямой видимости между передающими и приемными антеннами замирания имеют распределение Рэлея.

Принимаемый сигнал в каждой приемной антенне представляет собой смесь *M* излученных сигналов, умноженных на комплексные передаточные функции от соответствующих передающих антенн к рассматриваемой приемной антенне. Другими словами, вектор принятых сигналов *y* представляет собой произведение матрицы канала *H* на вектор излученных сигналов *s*:

$$y = \mathbf{H}s + n, \quad (2)$$

где y – вектор принимаемых сигналов размерности $N \times 1$;

$\mathbf{H}$ – комплексная матрица радиоканала системы *MIMO* размерности $N \times M$;

s – вектор переданных сигналов размерности $M \times 1$;

n – гауссов случайный вектор размерности $N \times 1$ с нулевым средним и корреляционной матрицей $\mathbf{E}[\mathbf{n}\mathbf{n}^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}$, где $\mathbf{I}$ – единичная матрица размерности $N \times N$, σ_n^2 – дисперсия шума, $\mathbf{n}^H$ – эрмитово-сопряженная матрица.

Далее в приемнике решается задача разделения и оценки излученных *M* сигналов. Для этого нужно решить систему из *N* линейных уравнений с *M* неизвестными.

Организованная таким образом *MIMO*-система связи обеспечивает передачу информации по *M* пространственным каналам. Причем все каналы работают в одной и той же полосе частот и разделяются только за счет пространственного разнесения излучающих и приемных антенн.

Пропускная способность радиоканала системы связи *MIMO* с комплексной матрицей **H** определяется соотношением [5]:

$$C = \log_2 \det\left(\mathbf{I} + \frac{\rho}{M} \mathbf{H}\mathbf{H}^{\text{н}} \right) \quad (3)$$

где **I** – единичная матрица размерности $N \times N$,

ρ – отношение сигнал/шум для одной приемной антенны.

Исходя из вышесказанного можно сделать следующие выводы:

1. Использование системы *MIMO* позволяет повысить скорость передачи информации в системе и/или повысить помехоустойчивость системы (уменьшить вероятность ошибки). Однако увеличение скорости передачи информации приводит к увеличению вероятности ошибки или к увеличению излучаемой мощности передатчика, поэтому при разработке конкретной системы связи необходимо находить компромисс.

2. Антенны на передающей и приемной стороне должны быть пространственно разнесены (поляризационно разделены) настолько, чтобы по возможности снизить взаимную корреляцию принимаемых радиосигналов для каждой пары передающих и приемных антенн. Вместе с этим для снижения взаимной корреляции стоит вопрос соответственного пространственного размещения БПЛА.

3. В подавляющем большинстве работ по методам пространственно-временного кодирования в каналах *MIMO* непременным условием теоретического анализа является квазистационарность канала. Однако в предлагаемой системе перемещаются образующие пространственно-разнесенные каналы как подвижные объекты, так и БПЛА. В связи с этим возникает вопрос расчета текущего значения коэффициентов передачи канальной матрицы.

Литература

1. Информационно-телекоммуникационные технологии. Системы, средства связи и управления: Информационно-аналитический сборник / Под ред. С. В. Ионова. Воронеж: АО «Концерн «Созвездие». – 2016. – № 2. – 278 с.

2. Ким Н. В. Групповое применение беспилотного летательного аппарата в задачах наблюдения / Н. В. Ким, И. Г. Крылов // Электронный журнал «Труды МАИ». 2012. №62. URL: http://www.mai.ru/upload/iblock/bbb/gruppovoe-primenenie-bespilotnogo-letatelnogo-apparata-v-zadachakh-nablyudeniya.pdf (Дата обращения: 01.02.2017).

3. Юферев С. В США работают над созданием роя беспилотников. [Электронный ресурс] // Военное обозрение, 2010-2016. URL: https://topwar.ru/73635-v-ssha-rabotayut-nad-sozdaniem-roya-bespilotnikov.html (Дата обращения: 20.12.2016).

4. Стая беспилотников под управлением Linux [Электронный ресурс] // URL: http://uav.ru/news.php?cod=2509 (Дата обращения: 01.02.2017).

5. М. Г. Бакулин, Л. А. Варукина, В. В. Крейнделин. Технология *MIMO*: принципы и алгоритмы. – М: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244 с.

6. Полынкин А. В. Исследование характеристик радиоканала связи с беспилотными летательными аппаратами / А. В. Полынкин, Х. Т. Ле // Известия ТулГУ. Технические науки. – 2013. – Вып. 7. – Ч. 2. – С. 98–107.

Сведения об авторе

Пылаев Николай Алексеевич – капитан, адъюнкт Военной академии связи им. С. М. Будённого. Тел. 8-(911)-265-03-27, электронный адрес kursant631@yandex.ru.

УДК 621.39

ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА ДВУМЕРНЫХ СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ ПРИ РАЗНЕСЕННОМ ПРИЕМЕ И ОБЩИХ ЗАМИРАНИЯХ В КАНАЛЕ СВЯЗИ

Н. В. Савищенко. А.В. Давыдов

Приведены основные положения по расчету помехоустойчивости когерентного приема многопозиционных сигнальных конструкций при разнесенном приеме и общих замираниях параметров сигнала.

POTENTIAL NOISE IMMUNITY OF THE RECEPTION OF TWO-DIMENSIONAL SIGNAL DESIGNS WITH DIVERSITY RECEPTION AND A TOTAL FADING IN THE COMMUNICATION CHANNEL

N. V. Savischenko, A. V. Davydov

The main provisions on the calculation of the noise immunity of coherent reception multiposition signal constructions with diversity reception and a common signal fading parameters.

Известно, что разнесенный прием является одним из наиболее эффективных способов, предназначенных для обеспечения высокой надежности передачи данных без значительного увеличения как мощности передатчика, так и используемой частоты [1–6]. В системах с разнесенным приемом обеспечивается параллельная передача одной и той же информации по нескольким каналам. Различные методы разнесения были предложены и проанализированы применительно к системам коротковолновой, тропосферной связи, а также к радиорелейным системам, функционирующим в пределах прямой видимости.

Методы разнесения требуют организации ряда путей передачи сигналов, называемых ветвями разнесения, и схемы их комбинирования или выбора одного из них. В зависимости от характеристик распространения радиоволн в системах подвижной радиосвязи существует несколько методов построения ветвей разнесения, которые могут быть разбиты на следующие группы: пространственное; угловое; поляризационное; частотное; временное разнесение.

Пространственное разнесение. Этот метод широко используется на практике из-за своей относительной простоты и низкой стоимости. В этом случае применяется одна передающая антенна и несколько приемных антенн. Расстояние между соседними приемными антеннами выбирается таким образом, чтобы замирания в каждой ветви разнесения были некоррелированы.

Угловое разнесение (Разнесение по направлению). В этом методе используется несколько направленных антенн, каждая из которых независимо реагирует на сигнал, приходящий под определенным углом или с определенного направления. В этом случае также добиваются некоррелированности замираний в отдельных ветвях разнесения.

Поляризационное разнесение. В этом методе используется только две ветви разнесения, а также тот факт, что сигналы, переданные с помощью двух ортогонально-поляризованных радиоволн, применяемых в системах подвижной радиосвязи, в точке приема имеют некоррелированные статистики замираний из-за многолучевости.

Частотное и временное разнесение. Различия в частоте и / или времени передачи могут быть использованы для организации ветвей разнесений с некоррелированными статистиками замираний. Основное преимущество этих двух методов по сравнению с предыдущими методами состоит в том, что для их реализации требуется лишь одна приемная и одна передающая антенны, но при этом используется более широкая полоса частот. Заметим, что помехоустойчивое кодирование может рассматриваться как один из вариантов временного разнесения в цифровых системах передачи.

Следует отметить, что для всех методов разнесения, за исключением поляризационного, в принципе не существует ограничений на количество ветвей разнесения. Но более детальное исследование этого вопроса показывает, что для некоторых методов можно определить оптимальное значение числа ветвей разнесения, которое зависит, в том числе, и от отношения сигнал/шум, т. е. для системы передачи может быть указан диапазон оптимальных значений числа ветвей, если будет известны границы в которых изменяется отношение сигнал/шум. Таким образом, не всегда увеличивается выигрыш при увеличении числа ветвей разнесения.

Существует несколько методов комбинирования некоррелированных сигналов **при разнесенном приеме. Обычно выделяют три основных категории:**

1) оптимальное (по критерию максимального отношения сигнал/шум) сложение;

2) сложение с равными весами;

3) автовыбор.

Метод *автовыбора*, по сравнению с двумя другими методами из-за своей относительной простоты реализации представляется более приспособленным для применения в системах подвижной радиосвязи. В этом методе выбирается для связи *наилучшая* ветвь (ветвь с максимальным уровнем сигнала или ветвь с минимальным значение вероятности ошибки $-P_e$). Основной недостаток этого метода заключается в том, что необходимо иметь такое же число приемных каналов с непрерывным контролем, сколько имеется ветвей разнесения.

Предположим, что:

1. В каждой отдельной ветви разнесения сигнал является однолучевым.

2. Число ветвей разнесения – L, при этом $L \geq 1$.

3. Величина h_0^2 есть среднее отношение энергии сигнала к эквивалентной спектральной плотности помехи, которое имело бы место, если то же передающее устройство использовалось для одиночного приема.

4. Без ограничения общности полагаем, что ветви разнесения пронумерованы в порядке убывания интенсивности сигнала.

5. Для любого $l=\overline{1,L}$ помеха является аддитивным белым гауссовским шумом с односторонней спектральной плотностью мощности шума – $\frac{N_{0,l}}{2}$ в каждой ветви и коэффициентом передачи l-го канала – μ_l.

6. В каждой из ветвей разнесения отношение сигнал/шум есть величина

$$h_l^2=\frac{E_l}{N_{0,l}},\ l=\overline{1,L}.$$

7. В зависимости от вида разнесения справедливо соотношение [2]

$$h_L^2=\frac{h_0^2}{L^\lambda},\ \lambda\in[0,2].$$

Здесь h_L^2 – среднее отношение энергии сигнала к шуму в одной отдельной ветви.

8. Во всех ветвях сигналы не коррелированы. Это предположение позволяет упростить расчет помехоустойчивости и дает возможность получить соотношения для вероятности ошибок (её нижней границы) в замкнутой форме. В тоже время некоррелированность действительно может иметь место на практике [2]. С другой стороны трудно реализовать оптимальный прием, который бы учитывал коррелированность сигналов в отдельных ветвях разнесения. Противоположный случай – полная коррелированность всех ветвей.

При оптимальном когерентном приеме и некоррелированной по отдельным ветвям разнесения помехе результирующее отношение сигнал/помеха равно сумме всех отношений в ветвях разнесения – $\sum_{l=1}^{L}h_l^2$, т. е.

$$h_\Sigma^2=\sum_{l=1}^{L}h_l^2=h^2\sum_{l=1}^{L}\delta_l^2,$$

где $\delta_l^2=\frac{h_l^2}{h_1^2}$, $h^2=h_1^2$. В соответствии с предположением справедливы неравенства

$$\delta_1^2\ge\delta_2^2\ge\ldots\ge\delta_L^2,\ \delta_1^2=1.$$

Энергетический выигрыш от перехода одиночного приема к разнесенному определяется выражением

$$\eta_\Sigma^2=\frac{h_\Sigma^2}{h_0^2}=\frac{1}{L^\lambda}\sum_{l=1}^{L}\delta_l^2,$$

где $\lambda\in[0,2]$ – распределение мощности в зависимости от вида разнесения.

Если в канале связи присутствуют замирания, то

$$h_{l,\mu}^2=\frac{\mu_l^2}{\overline{\mu}_l^2}h_l^2,\ \overline{\mu}_l^2=m_{2,l}=\int\mu_i^2\omega(\mu_l)d\mu l,\ l=\overline{1,L},$$

где $\omega(\mu_l)$ – плотность распределения вероятности коэффициента передачи μ_l для l-го канала .

Полная вероятность ошибки в канале с разнесением и некоррелированными по ветвям замираниями определяется выражением:

$$P_{\frac{e}{b}} = \int_{-\infty}^{+\infty} \ldots \int_{-\infty}^{+\infty} P_{\frac{e}{b}} \left(h^2 \sum_{i=1}^{L} \delta_l^2 \frac{\mu_l^2}{\overline{\mu}_l^2} \right) \prod_{i=1}^{L} \omega(\mu_i) d\mu_1 \ldots d\mu_L,$$

где $P_{\frac{e}{b}}$ – вероятность ошибки (в символе/бите) в канале с детерминированными параметрами и белым шумом;

μ_l – коэффициент передачи в l-й ветви;

$\overline{\mu}_l^2 = m_{2l} = \int \mu_l^2 \omega(\mu_i) d\mu_i$;

$\omega(\mu_l)$ – плотность распределения вероятностей коэффициента передачи в l-й ветви, $l = \overline{1, L}$.

Таким образом, в формуле для вероятности ошибки $P_{e/b}\left(h^2\right)$, полученной для когерентного приема в канале с белым шумом, при одиночном приеме должны осуществляться следующие замены:

а) в канале без замираний проводится замена h^2 на $h^2 \sum_{l=1}^{L} \delta_l^2 = \sum_{l=1}^{L} h_l^2 = h_\Sigma^2$;

б) в канале с общими некоррелированными по отдельным ветвям замираниями осуществляется замена h^2 на величину $h^2 \sum_{l=1}^{L} \delta_l^2 \frac{\mu_l^2}{\overline{\mu}_l^2}$.

В общем случае вероятность ошибок двумерных сигналов при когерентном приеме в канале с детерминированными параметрами и белым шумом может быть представлена в виде [6, 7]:

$$P_{e/b}\left(h_{bc}^2\right) = \sum_k a_k T\left(\alpha_{k1}\sqrt{h_{bc}^2}, \eta_k\right) + \sum_k b_k Q\left(\alpha_{k2}\sqrt{h_{bc}^2}\right) + \sum_k c_k Q\left(\alpha_{k3}\sqrt{h_{bc}^2}\right) Q\left(\alpha_{k4}\sqrt{h_{bc}^2}\right), \quad (1)$$

где $T(\nu, a)$, $\nu \geq 0$, $a \geq 0$ и $Q(x)$, соответственно, функции Оуэна и Лапласа.

Следовательно, учитывая свойства функции Оуэна, задача вычисления вероятности ошибок в этом случае может быть сведена к усреднению только функции Оуэна.

В основе дальнейших преобразований, вне зависимости от закона распределений, лежит следующая формула

$$\begin{aligned} J_L &= \int_{-\infty}^{+\infty} \ldots \int_{-\infty}^{+\infty} T\left(\alpha \sqrt{h^2 \sum_{l=1}^{L} \delta_l^2 \frac{\mu_l^2}{\overline{\mu}_l^2}} \right) \prod_{l=1}^{L} \omega(\mu_l) d\mu_1 \ldots d\mu_L = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\eta} \frac{1}{1+x^2} \prod_{l=1}^{L} \left\{ \int_0^{\infty} \exp\left[-\frac{\alpha^2 h^2}{2} \frac{\mu_l^2}{\overline{\mu}_l^2} \delta_l^2 \left(1+x^2\right) \right] \omega(\mu_l) d\mu_l \right\} dx \end{aligned}, \quad (2)$$

где параметр α и величина g определяются в зависимости от сигнальной конструкции,

а значение $m_{2,l}=\overline{\mu_l^2}$ – начальный момент второго порядка. Например, для четырехпараметрического закона распределений замираний $m_{2,l}=2\sigma_{c,l}^2\left(1+\gamma_{0,l}^2+\dfrac{1-q_l^2}{2q_l^2}\right)$.

При выводе формулы (2) учитывалось, что справедливо соотношение

$$\exp\left\{-\frac{\alpha^2h^2}{2}\sum_{l=1}^{L}\frac{\mu_l^2}{\bar{\mu}_l^2}\delta_l^2\left(1+x^2\right)\right\}=\prod_{l=1}^{L}\exp\left[-\frac{\alpha^2h^2}{2}\frac{\mu_l^2}{\bar{\mu}_l^2}\delta_l^2\left(1+x^2\right)\right],$$

которое легко вытекает из свойств экспоненциальной функции.

Для определения вероятности ошибки в канале с общими замираниями будет рассматриваться четырехпараметрический закон распределения вероятностей случайного коэффициента передачи канала μ [1–4]:

$$\omega(\mu_c,\mu_s)=\frac{1}{2\pi\sigma_c\sigma_s}\exp\left[-\frac{1}{2\sigma_c^2}(\mu_c-m_c)^2-\frac{1}{2\sigma_s^2}(\mu_s-m_s)^2\right],\ \mu=\sqrt{\mu_c^2+\mu_s^2},$$

где m_c и m_s – математические ожидания квадратурных составляющих μ_c и μ_s;

$\mu_0=\sqrt{m_c^2+m_s^2}$ – регулярная составляющая коэффициента передачи;

σ_c^2 и σ_s^2 – дисперсии квадратурных составляющих μ_c и μ_s.

Учитывая, что предполагаются различные уровни замираний в отдельных ветвях, в дальнейшем к каждой переменной будет добавляться индекс l, $l=\overline{1,L}$.

Следуя [2], наряду с параметрами $m_{c,l}$, $m_{s,l}$, $\sigma_{c,l}^2$, $\sigma_{s,l}^2$, $l=\overline{1,L}$ будем использовать параметры, имеющие наглядный физический смысл и применяемые в отдельных ветвях:

1. Отношением дисперсий квадратурных составляющих в l-й ветви – $\sigma_{c,l}^2$ и $\sigma_{s,l}^2$ будет величина $q_l^2=\dfrac{\sigma_{c,l}^2}{\sigma_{s,l}^2}$. Коэффициент q_l^2 характеризует асимметрию канала по дисперсиям в l-й ветви. Без ограничения общности рассматриваются значения q_l^2 из интервала $[0,1]$, т. е. $0\le q_l^2\le 1$.

2. Фазовый угол $\varphi_{0,l}=\operatorname{arctg}\dfrac{m_{s,l}}{m_{c,l}}$ или $\operatorname{tg}\varphi_{0,l}=\dfrac{m_{s,l}}{m_{c,l}}$.

3. Отношение средних мощностей регулярной и флуктуирующей частей сигнала $\gamma_l^2=\dfrac{m_{c,l}^2+m_{s,l}^2}{\sigma_{c,l}^2+\sigma_{s,l}^2}=\dfrac{\mu_{0,l}^2}{\sigma_{c,l}^2+\sigma_{s,l}^2}$. Это выражение удобнее представить в виде

$$\gamma_l^2=\frac{2q_l^2}{1+q_l^2}\frac{\mu_{0,l}^2}{2\sigma_{c,l}^2}=\frac{2q_l^2}{1+q_l^2}\gamma_{0,l}^2,$$

где $\gamma_{0,l}^2 = \dfrac{\mu_{0,l}^2}{2\sigma_{c,l}^2}$ – величина, характеризующая глубину замираний в канале с райсовскими замираниями ($q_l^2 = 1$).

Коэффициент $\dfrac{2q_l^2}{1+q_l^2} \in [0,1]$ характеризует уменьшение значения γ_l^2 по сравнению с величиной $\gamma_{0,l}^2$. При релеевских замираниях $\gamma_{0,l}^2 = 0$, в канале без замираний $\gamma_{0,l}^2 \to \infty$ (присутствует только регулярная составляющая). Следует заметить, что величина γ_l^2 может принимать одинаковые значения при разных значениях $\gamma_{0,l}^2$ и q_l^2. Кроме того, справедливы следующие соотношения

$$\gamma_l^2 = \frac{m_{c,l}^2}{\sigma_{c,l}^2}\frac{q_l^2}{1+q_l^2}\frac{1}{\cos^2\varphi_{0,l}} \text{ или } \gamma_l^2 = \frac{m_{s,l}^2}{\sigma_{s,l}^2}\frac{1}{1+q_l^2}\frac{1}{\sin^2\varphi_{0,l}}.$$

4. Средний квадрат коэффициента передачи (начальный момент второго порядка) $m_{2,l}$

$$m_{2,l} = \mu_{0,l}^2 + \sigma_{c,l}^2 + \sigma_{s,l}^2 \text{ или}$$

$$m_{2,l} = 2\sigma_{c,l}^2\left(1+\frac{\mu_{0,l}^2}{2\sigma_{c,l}^2}+\frac{1-q_l^2}{2q_l^2}\right) = 2\sigma_{c,l}^2\left(1+\gamma_{0,l}^2+\frac{1-q_l^2}{2q_l^2}\right),\ q_l^2 \neq 0.$$

Если $q_l^2 = 0$, то $\sigma_{c,l}^2 = 0$, а величина $\sigma_{s,l}^2$ является неопределенной, либо $\sigma_{s,l}^2 \to \infty$, а величина $\sigma_{c,l}^2$ является неопределенной.

Многочисленные теоретические работы и экспериментальные данные показывают, что общая гауссовская модель и ее частные случаи охватывают широкий класс каналов связи в различных диапазонах волн [1–4]. Сложность вычисления вероятностей ошибок для четырехпараметрического закона замираний привела к тому, что на практике традиционно используются только плотности распределения Релея и Райса.

Одномерное распределение коэффициента передачи канала $\mu_l, l = \overline{1,L}$ может быть определено по формуле [2]:

$$\omega(\mu_l) = \frac{\mu_l}{2\pi\sigma_{c,l}\sigma_{s,l}}\int_0^{2\pi}\exp\left[-\frac{1}{2\sigma_{c,l}^2}(\mu_l\cos\varphi - m_{c,l}) - \frac{1}{2\sigma_{s,l}^2}(\mu_l\sin\varphi - m_{s,l})^2\right]d\varphi,\ \mu_l \geq 0$$

В результате преобразований четырехпараметрическое распределение может быть представлено в виде [7]:

$$\omega(\mu_l) = q_l\exp\left[-\frac{m_{s,l}^2}{2\sigma_{s,l}^2}\right]\sum_{m=0}^{\infty}\left(\frac{(-1)^m H_{2m}(-i\chi_l)}{2^m(2m)!!}\left(1-q_l^2\right)^m\omega_{m+1}^{RN}(\mu_l)\right), \mu_l \geq 0, \tag{3}$$

где $q_l^2 = \dfrac{\sigma_{c,l}^2}{\sigma_{s,l}^2}, \chi_l^2 = \dfrac{m_{s,l}^2}{2\sigma_{s,l}^2}\dfrac{q_l^2}{1-q_l^2}$ и $\omega_p^{RN}(\mu_l)$ – распределение Райса-Накагами [6, 7]:

$$\omega_p^{RN}(\mu_l)=\frac{(\beta\mu_l)^p}{\theta^{p-1}}\exp\left[-\frac{\theta^2}{2\beta}-\frac{\beta}{2}\mu_l^2\right]I_{p-1}(\theta\mu_l),\ \mu_l\ge 0, \tag{4}$$

где $p>0,\ \theta\ge 0,\ \beta>0$ – параметры распределения, а $I_{p-1}(\theta\mu_l)$ – функция Бесселя от мнимого аргумента порядка $(p-1)$.

К частным случаям четырехпараметрического распределения относятся [2]:

а) трехпараметрическое распределение (распределение Бекмана)при $m_{s,l}=0$:

$$\omega(\mu_l)=\frac{\mu_l}{\sigma_{c,l}\sigma_{s,l}}\exp\left(-\frac{\mu_l^2+\mu_{0,l}^2}{2\sigma_{c,l}^2}\right)\sum_{k=0}^{\infty}\frac{(2k-1)!!}{k!2^k}\frac{\left(\sigma_{s,l}^2-\sigma_{c,l}^2\right)^k}{\sigma_{s,l}^{2k}\mu_{0,l}^k}\mu_l^k I_k\left(\frac{\mu_{0,l}}{\sigma_{c,l}^2}\mu_l\right),$$

где $\mu_{0,l}=|m_{c,l}|\ne 0$ – регулярная составляющая сигнала, $H_{2m}(0)=(-1)^m 2^m(2m-1)!!$;

б) распределение Хойтапри $\sigma_{s,l}^2\ne\sigma_{c,l}^2$ и отсутствии регулярной составляющей ($\mu_{0,l}=0$):

$$\omega(\mu_l)=\frac{\mu_l}{\sigma_{c,l}\sigma_{s,l}}\exp\left[-\frac{\mu_l^2}{4}\left(\frac{1}{\sigma_{c,l}^2}+\frac{1}{\sigma_{s,l}^2}\right)\right]I_0\left(\frac{\mu_l^2}{4}\left(\frac{1}{\sigma_{c,l}^2}-\frac{1}{\sigma_{s,l}^2}\right)\right);$$

в) распределение Райса при $\sigma_{s,l}^2=\sigma_{c,l}^2=\sigma_l^2$:

$$\omega(\mu_l)=\frac{\mu_l}{\sigma_{c,l}^2}\exp\left(-\frac{\mu_l^2+\mu_{0,l}^2}{2\sigma_{c,l}^2}\right)I_0\left(\frac{\mu_{0,l}}{\sigma_{c,l}^2}\mu_l\right);$$

г) распределение Релея при $\sigma_{s,l}^2=\sigma_{c,l}^2=\sigma_l^2,\ \mu_{0,l}=0$ ($m_{c,l}=m_{s,l}=0$);

д) одностороннее нормальное распределение при $\sigma_{s,l}^2=0,\ m_{c,l}=m_{s,l}=0$.

Если положить $\theta_l=\frac{m_{c,l}}{\sigma_{c,l}^2}$ и $\beta_l=\frac{1}{\sigma_{c,l}^2}$, то

$$\omega_{k+1}^{RN}(\mu_l)=\frac{\mu_l^{k+1}}{\sigma_{c,l}^2}\frac{1}{\left(m_{c,l}\right)^k}\exp\left[-\frac{m_{c,l}^2+\mu_l^2}{2\sigma_{c,l}^2}\right]I_k\left(\frac{m_{c,l}}{\sigma_{c,l}^2}\mu_l\right).$$

Начальный второй момент распределения Райса-Накагами определяется по формуле

$$m_{2,l}=\frac{2p}{\beta_l}\exp\left(-\frac{\theta_l^2}{2\beta_l}\right){}_1F_1\left(p+1;p;\frac{\theta_l^2}{2\beta_l}\right).$$

Если p натуральное число, т. е. $p\in N$, то нетрудно убедиться, что

$$m_{2,l}=\frac{2}{\beta_l}\left(p+\frac{\theta_l^2}{2\beta_l}\right).$$

Основная цель данного пункта заключается в вычислении интеграла (2) от функции Оуэна и функции Лапласа при четырехпараметрических замираниях в каждой ветви

$$\omega(\mu_l) = q_l \exp\left[-\frac{m_{s,l}^2}{2\sigma_{s,l}^2}\right]\sum_{m=0}^{\infty}\left(\frac{(-1)^m H_{2m}(-i\chi_l)}{2^m(2m)!!}\left(1-q_l^2\right)^m \omega_{m+1}^{RN}(\mu_l)\right),\ \mu_l \ge 0.$$

Основные этапы соответствующих алгебраических преобразований при вычислении (2) можно найти в [6, 7].Например, для распределения Райса–Накагами выражение (2) может быть представлено в виде

$$J_L = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\eta}\frac{1}{1+x^2}\prod_{l=1}^{L}\left\{\frac{\beta_l^p}{\theta_l^{p-1}}\exp\left(\frac{\theta_1^2}{2\beta_1}\right)\int_0^{\infty}\exp\left[-\left(\frac{\alpha^2h^2}{2}\frac{\delta_l^2}{\overline{\mu}_l^2}\left(1+x^2\right)+\frac{\beta_l}{2}\right)\mu_l^2\right]\mu_l^p I_{p-1}(\theta_l\mu_l)d\mu_l\right\}dx$$

.

Используя результаты из [6], интеграл можно привести к виду

$$J_L = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\eta}\frac{1}{1+x^2}\prod_{l=1}^{L}\left(1-b_l^2\right)^p\frac{1}{\left(1+b_l^2x^2\right)^p}\exp\left(-\frac{z_l^2}{2}\frac{1+x^2}{1+b_l^2x^2}\right)dx,$$

где

$$b_l^2 = \frac{\alpha^2h^2\delta_l^2}{\alpha^2h^2\delta_l^2+\overline{\mu}_l^2\beta_l},\ z_l^2 = \frac{\theta_l^2}{\beta_l}b_l^2.$$

Этот интеграл может быть представлен в виде

$$J_L = \frac{1}{2\pi}\prod_{l=1}^{L}\left(1-b_l^2\right)^p\int_0^{\eta}\frac{1}{1+x^2}\prod_{l=1}^{L}\left(1-b_l^2\right)^p\frac{1}{\prod_{l=1}^{L}\left(1+b_l^2x^2\right)^p}exp\left(-\frac{1}{2}\left(1+x^2\right)\sum_{l=1}^{L}\frac{z_l^2}{1+b_l^2x^2}\right)dt.$$

Полученный интеграл по структуре похож на функцию $H_p(z,b,\eta)$ [6, 7], поэтому обозначим его следующим образом

$$H_p^{(L)}(\{z_l\},\{b_l\},\eta) = \frac{1}{2\pi}\prod_{l=1}^{L}\left(1-b_l^2\right)^p\int_0^{\eta}\frac{1}{1+x^2}\frac{1}{\prod_{l=1}^{L}\left(1+b_l^2x^2\right)^p}\exp\left(-\frac{1}{2}\left(1+x^2\right)\sum_{l=1}^{L}\frac{z_l^2}{1+b_l^2x^2}\right)dx,$$

где запись $\{x_l\}$ означает совокупность L переменных, т. е. $\{x_l\} = (x_1,...,x_l,...,x_L)$. Очевидно, что при $L=1$

$$H_p^{(L=1)}(\{z_l\},\{b_l\},\eta) = H_p(z,b,\eta).$$

Если параметры канала одинаковы по всем ветвям и $b_l^2 = b^2$, $z_l^2 = z^2$, то

$$H_p^{(L)}(z,b,\eta) = \frac{1}{2\pi}\left(1-b^2\right)^{pL}\int_0^{\eta}\frac{1}{1+x^2}\frac{1}{\left(1+b^2x^2\right)^{pL}}\exp\left(-\frac{Lz^2}{2}\frac{1+x^2}{1+b^2x^2}\right)dx,$$

т. е. $H_p^{(L)}(z,b,\eta) = H_{pL}\left(z\sqrt{L},b,\eta\right)$

Применяя замену $x = \mathrm{tg}t$, получаем альтернативное представление функции в виде следующего интеграла

$$H_p^{(L)}\left(\{z_l\},\{b_l\},\eta\right)=\frac{1}{2\pi}\prod_{l=1}^{L}\left(1-b_l^2\right)^p\int_0^{\operatorname{arctg}(\eta)}\frac{1}{\prod_{l=1}^{L}\left(1+b_l^2\operatorname{tg}^2 t\right)^p}\exp\left(-\frac{1}{2\cos^2 t}\sum_{l=1}^{L}\frac{z_l^2}{1+b_l^2\operatorname{tg}^2 t}\right)dt$$

или

$$H_p^{(L)}\left(\{z_l\},\{b_l\},\eta\right)=\frac{1}{2\pi}\prod_{l=1}^{L}\left(1-b_l^2\right)^p\int_0^{\operatorname{arctg}(\eta)}\frac{\cos^{2pL}\mathrm{t}}{\prod_{l=1}^{L}\left(1-\left(1-b_l^2\right)\sin^2 t\right)^p}\exp\left(-\frac{1}{2}\sum_{l=1}^{L}\frac{z_l^2}{1-\left(1-b_l^2\right)\sin^2 t}\right)dt\,.$$

В этом представлении пределы интегрирования всегда принимают конечные значения, что важно при расчетах на ЭВМ.

Если рассматривается четырехпараметрическое распределение, то таким же образом можно показать, что в этом случае выражение (2) принимает вид

$$S^{(L)}\left(\{z_{c,l}\},\{z_{s,l}\},\{b_{c,l}\},\{b_{s,l}\},\eta\right)=$$
$$=\frac{1}{2\pi}\prod_{l=1}^{L}\sqrt{1-b_{c,l}^2}\sqrt{1-b_{s,l}^2}\int_0^{\eta}\frac{1}{1+x^2}\prod_{l=1}^{L}\frac{1}{\sqrt{1+b_{c,l}^2x^2}\sqrt{1+b_{s,l}^2x^2}}\exp\left(-\frac{z_{c,l}^2}{2}\frac{1+x^2}{1+b_{c,l}^2x^2}-\frac{z_{s,l}^2}{2}\frac{1+x^2}{1+b_{s,l}^2x^2}\right)dx$$

где

$$b_{c,l}^2=\frac{\alpha^2h^2\delta_l^2\sigma_{c,l}^2}{\alpha^2h^2\delta_l^2\sigma_{c,l}^2+\overline{\mu_l^2}},\ z_{c,l}^2=\frac{m_{c,l}^2}{\sigma_{c,l}^2}b_{c,l}^2\ \text{и}\ b_{s,l}^2=\frac{\alpha^2h^2\delta_l^2\sigma_{s,l}^2}{\alpha^2h^2\delta_l^2\sigma_{s,l}^2+\overline{\mu_l^2}},\ z_{s,l}^2=\frac{m_{s,l}^2}{\sigma_{s,l}^2}b_{s,l}^2\,.$$

Учитывая, что

$$\overline{\mu_l^2}=2\sigma_{c,l}^2\left(1+\gamma_{0,l}^2+\frac{1-q_l^2}{2q_l^2}\right)$$

определим $\tilde{h}_l^2=\dfrac{h^2\delta_l^2}{1+\gamma_{0,l}^2+\dfrac{1-q_l^2}{2q_l^2}}$, т. е.

$\tilde{h}_l^2\,(\text{дБ})=h_{bc}^2\,(\text{дБ})+10\lg\delta_l^2-10\lg\left(1+\gamma_{0,l}^2+\dfrac{1-q_l^2}{2q_l^2}\right)$. Тогда

$$b_{c,l}^2=\frac{\alpha^2\tilde{h}_l^2}{2+\alpha^2\tilde{h}_l^2},\ b_{s,l}^2=\frac{\alpha^2\tilde{h}_l^2}{2q_l^2+\alpha^2\tilde{h}_l^2}\,.$$

Для того чтобы получить усреднение функции Лапласа и их произведения через введенные функции, необходимо использовать следующие тождества, справедливые для функции Оуэна:

$$T\left(\alpha\mu,+\infty\right)=\frac{1}{2}Q\left(\alpha\mu\right);$$

$$Q\left(\alpha\mu\right)Q\left(\beta\mu\right)=T\left(\alpha\mu,+\infty\right)+T\left(\beta\mu,+\infty\right)-\left[T\left(\alpha\mu,\frac{\beta}{\alpha}\right)+T\left(\beta\mu,\frac{\alpha}{\beta}\right)\right].$$

Отсюда, в частности, получаем, что при $\alpha=\beta$ справедливо равенство

$$Q^2(\alpha\mu) = 2\left[T(\alpha\mu, +\infty) - T(\alpha\mu, 1)\right].$$

Вывод соответствующих выражений осуществляется аналогично тому, как это было приведено, например, в [6, 7].

Значительный практический интерес представляет зависимость вероятности ошибки от числа ветвей разнесения L и коэффициента эффективности использования мощности передатчика λ: $P_{e/b}\left(h^2, L, \lambda\right)$, где $\lambda \in [0, 2]$ – распределение мощности в зависимости от вида разнесения. При определенных соотношениях между L и λ возможно определение такого значения числа ветвей, при котором вероятность ошибки будет минимальна. Формально данная задача может быть сформулирована следующим образом:

$$L^* = \arg\min_L P_{e/b}\left(h^2, L, \lambda\right).$$

При использовании манипуляционного кода Грея в области малых ошибок вероятности ошибок на символ и в бите пропорциональны между собой, поэтому в некоторых случаях можно ограничиться определением оптимального числа ветвей при использовании формул для вероятности ошибок на символ. Для решения данной задачи может быть использован следующий подход.

Рассматривается отношение $K_L = \dfrac{P_{e/b}\left(h^2, L+1, \lambda\right)}{P_{e/b}\left(h^2, L, \lambda\right)}$. При этом, в случае $L < L^*$ $K_L < 1$, а в случае $L > L^*$ $K_L > 1$, при выполнении требования $K_L = 1$ может быть определено оптимальное значение числа ветвей L^*. Решение данной задачи относительно просто может быть осуществлено с помощью ЭВМ.

Приведенные результаты в совокупности с результатами помехоустойчивости, полученными для современных многопозиционных сигнальных конструкций и приведенными, например, в [6, 7], позволяют решить две важных практических задачи:

1) расчет помехоустойчивости приема сигнальных конструкций при разнесенном приеме;

2) определение оптимального числа ветвей, которое в большей степени зависит от h^2. В этом случае при фиксированном h^2 рассматривается вероятность $P_{e/b}\left(h^2, L\right)$ и определяется такое L^*, что $P_{e/b}\left(h^2, L^*\right) \to \min$.

Разнесение позволяет существенно улучшить помехоустойчивость приема в цифровых системах радиосвязи. Полученные соотношения позволяют получить корректные сравнения между различными сигнальными конструкциями и оценить получаемый от разнесения выигрыш.

Литература

1. Коржик В. И., Финк Л. М., Щелкунов К. Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник. М.: Радио и связь, 1981. 232 с.

2. Кловский Д. Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Радио и связь, 1982. 304 с.

3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: Пер. с англ. М.: Вильямс, 2003. 1104 с.

4. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д. Д. Кловского. М.: Радио и связь. 2000. 800 с.

5. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. М.: Радио и связь. 2000. 520 с.

6. Савищенко Н. В. Многомерные сигнальные конструкции: их частотная эффективность и помехоустойчивость приема. Монография / Под ред. Д. Л. Бураченко. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2005. 420 с.

7. Савищенко Н. В. Помехоустойчивость модемов с двумерными сигнальными конструкциями по точным формулам вероятности ошибки в канале без замираний и с общими четырехпараметрическими замираниями / Информационно-управляющие системы, № 4, 2007. С. 44–54.

Сведения об авторах

Савищенко Николай Васильевич. 1964 года рождения, закончил Военную академию связи в 1989г, направления научных исследований «Математическое описание многопозиционных сигналов», год защиты диссертации 2007г., работает в Военной академии связи им. С. М. Буденного, электронный адресnikaspb@mail.ru

Давыдов Александр Викторович. 1968 года рождения, закончил Военную академию связи в 1998г., направления научных исследований «Математическое описание многопозиционных сигналов», год защиты диссертации 2004г., работает в Военной академии связи им. С. М. Буденного, электронный адресalex_dav2001@mail.ru

ISBN 978-5-9907623-6-7

Сборник трудов

XXIII Международной научно-технической конференции
«РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ»

Том 1

Издательство «Научно-исследовательские публикации»
(ООО «ВЭЛБОРН»)

Юридический адрес: 394068, г. Воронеж, Московский пр-т, 98.

Адрес для направления корреспонденции: 394066, г. Воронеж, ж/м Задонье, квартал 9, д.14, ООО «ВЭЛБОРН»

Тел. +7 (930)403-54-18

ISBN 978-5-9907623-6-7