

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

2/2008

НАУЧНО - ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ



- СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ С ШУМОПОДОБНЫМИ СИГНАЛАМИ
- ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В АБОНЕНТСКИХ СИСТЕМАХ
- ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ В АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ
- ЭКВАЛАЙЗЕР БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ, МИМО СИСТЕМ

50

лет

ISSN 1684-2634



9 771684 263005 >

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 2/2008

Издается с 1999 года
Выходит четыре раза в год

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР
Ю.Б. ЗУБАРЕВ

ЗАМЕСТИТЕЛИ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА:
В.В. ВИТЯЗЕВ, В.П. ДВОРКОВИЧ

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Б.А. Бабаян, Ю.И. Борисов,
С.А. Грибачев, Г.В. Зайцев, Р.В. Зубарев,
А.П. Кирпичников, М.И. Кривошеев,
Н.А. Кузнецов, М.С. Куприянов, А.А. Ланнэ,
В.Г. Мистюков, С.Л. Мищенко,
А.А.Петровский, Ю.Н. Прохоров,
А.Н. Соловьев, Ю.Г. Сосулин,
В.В. Шахильдян, Ю.С. Шинаков

Адрес редакции:

107031 Москва, Рождественка, 6/9/20, стр. 1
Тел.: (495) 621-71-08, (495) 621-16-39
Факс: (495) 621-16-39
E-mail: nto.popov@mtu-net.ru
tor@rgta.ryazan.ru
http://www.dspsa.ru

Для писем:

129090 Москва, а/я 48.

Издатель:

Российское научно-техническое общество радиотехники,
электроники и связи им. А.С. Попова
Ответственный редактор: П.И. Зудков
Компьютерная верстка: В.В. Андреехина
Дизайн: И.Е. Артюхина

Подписной индекс по каталогу
ОАО «Роспечать» – **82185**

Подписано в печать 18.01.08
Формат 60x90/8.

Гарнитура «Arial». Печать офсетная.

Бумага офсетная. Печ.л. 6,5. Тираж 700 экз.

Заказ № 2133. Отпечатано в
ООО НПЦ «Информационные технологии»
Рязань, ул. Островского, д. 21/1
тел.: (4912) 98-69-84

Издание зарегистрировано в Министерстве
Российской Федерации по делам печати,
телерадиовещания и средств
массовых коммуникаций.
Свидетельство о регистрации ПИ № 77-1488
от 14.01.2000

УЧРЕДИТЕЛИ:

ЗАО «Инструментальные системы»
ФГУП «НИИ радио»

В НОМЕРЕ:

Борисов В.И., Николаев В.И.

50 лет на передовых рубежах 2

Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е.

**Приближенные методы оценки помехоустойчивости
систем радиосвязи с шумоподобными сигналами при
многостанционном доступе 7**

Николаев В.И., Толстых Н.Н.

**Оценка коэффициента конфликтности фрагментов
информационного потока в автоматизированных
системах 14**

Поветко П.В., Суховой Е.Г., Сухоруков Ю.С.

**Модели и анализ эффективности процессов сбора и
доведения данных в иерархических информационно-
управляющих системах 20**

Гармонов А.В., Савинков А.Ю., Жданов А.Э.

**Эффективный по скорости алгоритм передачи
данных с автоматическим запросом повторения ... 27**

Родионов В.С., Савинков А.Ю.

**Алгоритм обработки сигнала адаптивной антенной
решетки 30**

Моисеев С.Н., Филин С.А., Кондаков М.С.

**Оценка загрузки беспроводной сети передачи данных
Mobile WiMAX 35**

Манелис В.Б., Какюков И.В.

**Эквалайзер для MIMO систем радиосвязи,
реализованный в частотной области 40**

Козленко Н.И., Мокроусов А.Н.

**Система радиосвязи с применением методов
расширения спектра сигналов 45**

Трубицын А.А., Червяков Р.С., Маннанов А.Ф.

**Алгоритм построения фильтра Винера для
сглаживания масс-спектров 51**

Сенкевич Ю.И.

Лингвистический анализ физиологических сигналов 54

Балдин М.В., Воронков Д.И. Руткевич А.В., Сенченко М.Н.,
Стешенко В.Б., Шишкин Г.В.

**Эволюция применения ПЛИС в системах ЦОС: от
специализированного сопроцессора к аппаратной
платформе (часть 2) 58**

Подписной индекс по каталогу
ОАО «Роспечать» – **82185**

50 ЛЕТ НА ПЕРЕДОВЫХ РУБЕЖАХ



БОРИСОВ Василий Иванович - Доктор технических наук, член-корреспондент РАН, профессор.
Генеральный директор ОАО «Концерн «Созвездие».
Генеральный конструктор по средствам связи и системам сухопутной радиосвязи. Автор более 128 научных работ из них 20 изобретений, 5 монографий.
Имеет ордена: «Знак Почета» - 1977 г., «Трудового Красного Знамени» - 1990 г. «За заслуги перед Отечеством» IV ст. - 1999 г. Является лауреатом премии «Минобонпрома РФ» – 1997 г. и «Государственной премии РФ» – 2000 г.



НИКОЛАЕВ Валерий Иванович – Доктор технических наук, Автор более 135 печатных работ, в том числе 12 монографий и 27 патентов.
Первый заместитель генерального директора ОАО «Концерн «Созвездие» по научной работе.
1977 год – лауреат Государственной премии СССР.
1982 год – награжден орденом «Знак почета».
1994 год – «Почетный радист».
1999 год – награжден орденом «За заслуги перед отечеством IV степени».
2004 год – звание «Заслуженный создатель космической техники».
2006 год - лауреат премии Правительства РФ.

«Создать в I квартале 1958 года в г. Воронеже Научно-исследовательский институт № 299 с опытным заводом» - выписка из приказа Калмыкова В.Д. – Председателя Государственного комитета Совета Министров СССР по радиоэлектронике от 18.02. 1958 г.

Фактической датой создания института следует считать апрель 1958 года. Именно тогда были зачислены первые из 86 специалистов, перешедшие во ВНИИС из Конструкторского бюро Воронежского радиозавода «Электросигнал». Главный инженер Опытного Конструкторского Бюро «Электросигнал» А.П. Биленко был назначен приказом В.Д. Калмыкова от 8.04.1958 г. за № 58-К первым исполняющим обязанности директора Научно-исследовательского института. Большой личный вклад в организацию и становление института внес начальник Управления радиотехнической и электронной промышленности Совнархоза ЦЧЭР К.Я. Петров, назначенный в декабре 1964 года директором института и находившийся на этом посту до 1986 года. Первоначальной тематикой института были средства связи для тактического звена управления (ТЗУ) Вооруженных сил (ВС) и аппаратура передачи данных в комплексах ПВО, но в короткие сроки она была значительно расширена, в результате численность института достигла 4000 чел. Работы велись как по гражданской тематике, так и в интересах практически всех родов войск МО и силовых структур СССР.

ВНИИС (в настоящее время ОАО «Концерн «Созвездие») сегодня - это уже почти шеститысячный коллектив высококлассных специалистов с многолетним опытом создания техники связи, работающий от крайне низких частот до оптического диапазона.

За время своего существования коллектив института разработал и внедрил в серийное производство пять поколений систем связи по различным тематическим направлениям. А это свыше 500 наименований изделий и комплексов связи, тактико-технические характеристики которых не только не уступали лучшим зарубежным образцам, а по целому ряду параметров даже превосходили их.

Сегодня основными направлениями научно-технической и производственной деятельности ОАО «Концерн «Созвездие» являются:

- Автоматизированные системы управления и связи стратегического звена.
- Системы телекодовой и речевой связи для комплексов ПВО-ПРО.
- Автоматизированные системы управления и связи тактического звена.

- Системы связи и управления специального назначения.
- Системы и средства радиоэлектронной борьбы.
- Радиорелейное оборудование с повышенной помехозащищенностью.
- Профессиональные (корпоративные системы и средства связи)
- Системы связи общего назначения.

В соответствии с принятой классификацией каждое поколение с временным циклом 10-15 лет характеризуется тремя классификационными признаками: функциональными, конструктивными и технологическими.

Функциональные признаки определяют возможности радиосредств и характеризуются степенью автоматизации в аппаратуре и системах.

Конструктивные признаки характеризуются используемой элементной базой, степенью интеграции больших интегральных схем (БИС), производительностью микропроцессорной техники, наличием устройств функциональной микропроцессорной техники, наличием устройств функциональной электроники и др. II поколение техники, например, реализовывалось на отдельных электровакуумных приборах (степень интеграции 10^0). Каждое последующее поколение техники по степени интеграции используемых БИС на два порядка превышало предыдущее поколение. V поколение выполнено на сверхбольших интегральных схемах (СБИС) со степенью интеграции $10^5 \div 10^6$. В противном случае не представлялось возможным обеспечить необходимые надежность, массогабаритные характеристики и стоимостные показатели аппаратуры.

Технологические признаки характеризуются степенью автоматизации в процессах проектирования, производства и контроля (САД-САМ-САТ).

При этом функциональные возможности аппаратуры от поколения к поколению неизменно возрастали. В частности, уже в разработанной радиоэлектронной аппаратуре (РЭА) 4-го поколения нашли применение современные методы помехоустойчивого приема: адаптивные и шумоподобные сигналы (ШПС), псевдослучайная перестройка рабочей частоты (ППРЧ). Следует отметить, что в части практического внедрения в РЭА специального назначения ШПС и ППРЧ разработчики ВНИИС опережали многие зарубежные фирмы – так, серийное производство аппаратуры с ШПС (с базой сигнала до 10000) начато в 1977 году, а в выпускаемой заводами отрасли с 1975 года аппаратуре передачи данных для комплексов типа С-300 использовалась ППРЧ с 20000 скачков в секунду (комплекс «Эвольвента»). В системах посольско-представительской связи за счет введения методов адаптации по частоте и скорости, использования МЧТ сигналов, сдвоенного приема и др. надежность связи в КВ дуплексном канале на двухскачковой трассе была доведена до 0,9.

В настоящее время в институте закончено создание аппаратуры 5-го поколения. Основным отличительным признаком этой аппаратуры является ее многофункциональность; в ней реализованы все из-

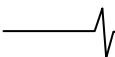
вестные на сегодня методы помехоустойчивого приема: ППРЧ, ШПС, адаптивный прием, пространственная селекция. Реализация такого широкого класса функций аппаратуры оказалась возможной только на основе гибко программируемых систем с применением встроенной микропроцессорной техники, которая одновременно выполняет функции хранения, накопления, отображения и контроля информации. Выбор и смена помехозащищенных режимов производится оператором в ходе боевых действий. Благодаря широкому внедрению микропроцессорной техники, в аппаратуре 5-го поколения были реализованы цифровые методы обработки информации, что позволило улучшить качество связи и обеспечить дополнительные функциональные возможности, например, режим криптографической защиты информации (КЗИ).

Типичным представителем аппаратуры 5-го поколения является комплекс «Акведук», имеющий в своем составе 15 возимых, носимых и портативных радиосредств КВ и УКВ диапазонов с мощностью от 0,1Вт до 100Вт, обеспечивающих помехозащищенную связь в тактическом звене управления сухопутных войск. Кроме речевой информации, средства комплекса позволяют осуществлять передачу данных со скоростью 16 Кбит/сек, имеют дистанционное управление, автоматический ввод ключей и радиоданных и встроенный контроль работоспособности.

В системах связи 5-го поколения освоены нетрадиционные для института волоконно-оптические, лазерные, миллиметровые и сверхдлинноволновые радиолинии связи.

Наиболее высокие научно-технические достижения получены при создании помехозащищенных радиоканалов, предназначенных для устойчивого управления комплексами различного базирования. Так, технические средства для систем управления специальными комплексами, в которых реализованы сигналы с предельно расширенным спектром, методы помехоустойчивого кодирования, энергетического накопления и подавления импульсных и стационарных помех обеспечивают заданное качество доведения информации до комплексов всех видов базирования при превышении уровня помех над полезным сигналом в месте приема от 100 до 1000 раз.

В соответствии с современными концепциями ведения боевых действий, учитывающими скоротечность боевых операций, высокую маневренность воинских формирований, активное радиопротиводействие противника, резко повышается роль информационной компоненты. Это решается путем интеграции информационных и телекоммуникационных систем. Внедрение такой интеграции в рамках единой системы управления тактическим звеном (ЕСУ ТЗ) обеспечивает качественно новый уровень вооружения и военной техники за счет совершенствования информационно-управляющих систем и, в связи с этим, опережающего развития радиоэлектронной компоненты управления тактическими воинскими формированиями (ТВФ) от командира дивизии до солдата.



Концепция интегрированного развития средств связи, управления, опознавания и разведки в ЕСУ ТЗ предусматривается целевой «Программой создания единой системы управления войсками (силами) и оружием в тактическом звене на 2000-2010 гг.» (программа «Созвездие»), принятой Указом Президента от 30.08.2000 г. № 1600.

Здесь уместно отметить, что аналогичная концепция интегрированного развития средств управления, контроля, связи, разведки – С³I (Command, Control, Communication, Intelligence) в конце 80-х годов была провозглашена в качестве основной военной доктрины в армии США и была закреплена директивой № 59 Президента США. Сегодня концепция С³I трансформировалась в концепцию С⁴I (+ Computer). В обеих концепциях в понятие «разведка» (Intelligence), одной из важнейших компонент достижения превосходства над противником в области информационного обеспечения военных действий, включается анализ всех источников радиоизлучений на всем театре военных действий. А радиосредства выполняются с широким использованием помехозащищенных режимов.

При этом кроме традиционного речевого обмена по системе командной связи в ЕСУ ТЗ реализуются функции «тактического Интернета»: передача данных в помехозащищенных режимах (ШПС, адаптация, ППРЧ и др.) на скоростях до 150 Мбит; решение задач определения местоположения (навигации); наличие интерфейсного сопряжения с компьютером, а также встроенных средств криптозащиты передаваемой информации (СКЗИ).

Естественно, что в такой интегрированной системе резко увеличиваются объемы передаваемой информации. По данным американских военных экспертов в 2010 году в армии США **суточные** объемы передаваемой информации достигнут астрономической цифры – 270 терабит – эта величина сопоставима с объемами переданной информации всеми воюющими странами за годы второй мировой войны.

В рамках реализации программы «Созвездие» в институте разработаны две подсистемы:

- традиционная сеть командной связи (КС);
- подсистема радиодоступа, определения местоположения, обмена данными, опознавание (АСМД).

Подсистема КС базируется на разработанной аппаратуре комплекса «Акведук». В отличие от предыдущих поколений в подсистеме КС усилена роль информационного обеспечения низового звена («отделение» – «боец») за счет внедрения «солдатского радио» – программно-технических комплексов на основе компьютера и портативных радиостанций мощностью 0,1-0,5 Вт, обеспечивающих возможность сбора и доставки данных вышестоящему командиру с передовой линии: координаты местоположения, видеоизображение обстановки, целеуказания, медицинские показатели и др. При этом обмен информацией в аналоговом и цифровом каналах осуществляется криптозащищенными методами с применением встроенных средств криптозащиты информации (СКЗИ).

Наибольшее внимание в разработках последних лет в институте уделялось возможностям повышения объемов передаваемой информации, в том числе на основе мультимедийных систем, обеспечивающих передачу видеоизображений, электронной почты, определение и передачу координат местоположения подвижных объектов и др. Эта задача решалась на основе разработанных средств широкополосного доступа, реализованных на стандартах 802.11 и 802.16 (технологии Wi-Fi и Wi-Max). Задача определения местоположения распадается на две: измерение текущих координат подвижных объектов до солдата включительно и доставка результатов измерений до вышестоящего командира с автоматизированным отображением текущих координат на электронной карте местности, а у солдата и командира отделения – на дисплее. Первая часть задачи (определение координат) решается интегрированной подсистемой, включающей в себя спутниковые навигационные устройства «Навстар» и «Глонас», геомагнитные средства «Азимут» и радиодальномерную систему (аналог американской системы PLRS).

Технической основой последней служит многоканальная радиостанция дециметрового диапазона (ДМВ), в которой реализовано частотно-временное разделение каналов с программной перестройкой частоты и широкополосный канал с полосой ~ 10 МГц, на базе которого обеспечивается измерение расстояния между подвижными объектами и минимум тремя реперными станциями радиодальномерным методом по времени задержки «свертки» широкополосного сигнала. Задача расчета координат подвижного объекта и их привязка к электронной карте решается на автоматизированных рабочих местах, размещаемых на объектах сети. Кроме навигационных задач, на базе ДМВ радиостанций может быть организована многопролетная опорная сеть множественного доступа с централизованной маршрутизацией сообщений от подвижного объекта к станции радиодоступа.

В подведение итогов сказанному на рис. 1 вынесена динамика роста возможностей инфокоммуникационных технологий за 30-летний период (с 1990 по 2020 гг.) по зарубежным средствам тактического звена управления. Функциональные возможности систем первого десятилетия ограничиваются передачей речи и данных на скоростях 16-64 Кбит/с, в том числе неподвижного видео, в частотном диапазоне до 500-600 МГц; имеет место лишь частичное проникновение военных и гражданских технологий.

В системах второго десятилетия (до 2010 г.) наблюдается взаимная интеграция основных технологических решений; возможность передачи открытой и закрытой информации на скоростях до 10 Мбит/с; освоение частотного диапазона до 10 ГГц. Прогнозные оценки развития инфокоммуникационных систем до 2020 г.: интеграция военных и гражданских технологий в рамках концепции GMM (Global, Multimedia, Mobility), цифровые методы передачи на скоростях до 155 Мбит/с, в том числе видеoinформации в реальном масштабе времени; освоение частотного диапазона до 60 ГГц по технологии Wi-Max и др.

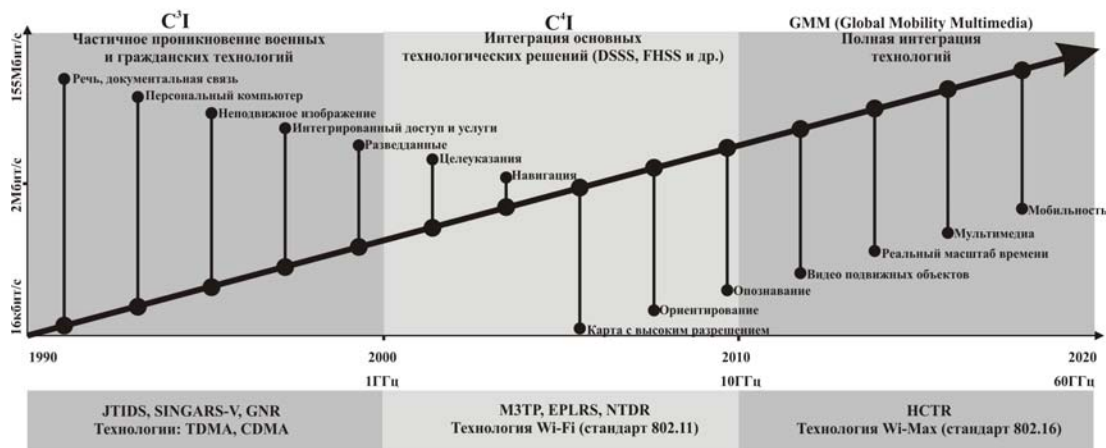


Рис. 1. Динамика роста возможностей информационно-телекоммуникационных технологий.

Таковы основные тенденции развития телекоммуникационных систем. Эффективная борьба с такими перспективными системами и средствами связи возможна при создании адекватной системы радиоэлектронного противодействия (РЭП), которая должна строиться на принципах асимметричного подхода к зарубежным системам связи и управления. Для обеспечения выполнения этой задачи при создании техники радиоэлектронной борьбы (РЭБ) необходимо решить ряд проблем, наиболее общими из которых являются:

- необходимость выделения РЭС-объектов РЭП из множества группировки войск в сложной радиоэлектронной и электромагнитной обстановке;
- необходимость радиоподавления достаточно большого количества РЭС при ограниченном числе средств помех в широком динамическом диапазоне изменяющихся условий РЭП;
- необходимость обеспечения быстродействия средств РЭП выше, чем быстродействие РЭС в условиях использования одинакового элементного базиса.

К работам по созданию полномасштабных систем и средств радиоэлектронной борьбы ВНИИС приступил в начале 90-х годов в связи с распадом СССР и передачей, после конкурсного отбора, данной тематики с Украины.

В короткие сроки в кооперации с Тамбовским НИИ «Эфир» и Владимирским КБ радиосвязи была проведена разработка комплекса наземных станций радиоразведки (РР), пеленгации и радиоподавления (РП) в частотном диапазоне 1,5 - 400 МГц. Основной упор в разработке был сделан на обеспечение РР и РП современных помехозащищенных средств связи со сложными сигналами: ППРЧ и ШПС.

Подавление системы управления противостоящей воинской группировки, оснащенной такими средствами связи, техникой РЭБ, стоящей на вооружении (комплекс «Мандат»), было неэффективным. Это происходило потому, что разведприемники «Мандата» не обладали необходимым быстродействием, и РП обеспечивалось только заградительной помехой, энергетические потери которой пропорциональны базе сигнала (количеству частот в групповом наборе ППРЧ). В комплексе «Алтаец» был выбран метод РП «вслед», не требующий знания кода формирования ППРЧ. Данный метод энергетически эффективен, однако требует соответствующего быстродействия как при РР, так и при РП. Обеспечение такого быстродействия в комплек-

се «Алтаец» достигалось использованием моноимпульсных методов построения разведприемников и путем расширения полосы одновременного обзора, распараллеливания приемных каналов, повышения быстродействия процессоров цифровой обработки сигналов (ЦОС) и реализации быстродействующих синтезатора частоты, возбуждателя и АРУ усилителя мощности.

Кроме интегрированных станций разведки, пеленгации и радиоподавления, в институте был разработан целый ряд автономных средств радиоподавления различного назначения и пункты управления дивизионного («Силиций»), батальонного («Реактор») и ротного (Р-330 КМБ) звеньев.

На протяжении всего периода институт был головным предприятием по созданию систем и средств сухопутной подвижной радиосвязи гражданского назначения, в том числе одной из первых в мире была создана радиотелефонная система общего пользования «Алтай», разработан комплекс средств для железнодорожного транспорта «Транспорт», системы ведомственной радиосвязи «Лен», «Маяк», «Виола», «Акватория» и др. В модернизированном варианте изделия «Лён-М» уже заложены возможности обеспечения передачи данных по стыку RS-232 и определения местоположения абонента.

В последние годы значительное внимание уделялось разработкам радиально-зоновых – «Волемонт», «Заря» и аналоговых сотовых систем «Союз-СПР» (аналог стандарта NMT-450), а также радиоудлинителям телефонных линий «Лес», «Багульник», «Нива» и др.

Из-за кризиса 90-х годов и технологического отставания в области микроэлектроники, начатые в институте работы по реализации цифровой отечественной системы по технологии с временным (TDMA) разделением каналов (стандарт GSM) были свернуты в пользу работ по технологии с кодовым (CDMA) разделением каналов. Имеющиеся в институте наработки по таким системам, выполненные в интересах МО, позволяют надеяться на возможность технического и технологического прорыва России при создании аналогичных систем гражданского назначения. Так, в частности, был спроектирован и изготавливается по 0,35-микронной технологии СБИС-модем стандарта IS-95 на 200 тыс. вентилях.

Сегодня на основе разработанной высокоскоростной пакетной связи СВЧ диапазона Р-168-МРА ведется разработка профессионального оборудования фиксиро-

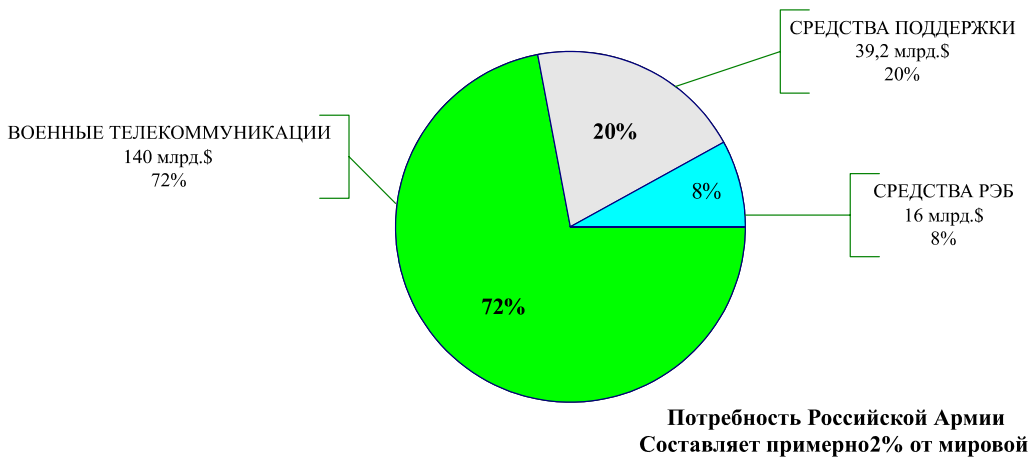


Рис. 2. Структура мирового рынка военной электроники

ванного беспроводного доступа («Вектор-М»), основанного на международном протоколе Wi-Max OFDM.

В заключении дадим общую оценку структуры мирового рынка военной электроники (рис. 2) и средств электронной разведки и РЭБ составленные по данным консалтинговой фирмы «Фрост энд Салливан» на 2004 год. Общий мировой рынок военной электроники оценивается в сумму ~200 млрд. долларов США. Из них на долю телекоммуникаций приходится ~140 млрд. долларов США (72%) и на долю электронной разведки и РЭБ ~16 млрд. долларов США (8%). При этом потребности Российской армии составляют ~2% от мировой и сегодня полностью закрываются отечественной продукцией.

Работы по внешнеэкономической деятельности в институте сравнительно новые и ведутся в двух направлениях: проведение поисковых работ в интересах зарубежных фирм, в том числе по построению мультимедийных систем связи поколения 3G, и поставка радиотехнических средств преимущественно по тематике РЭБ и ПВО. По результатам участия в 43-м Всемирном салоне изобретений в г. Брюсселе из трех представленных институтом экспонатов все три были отмечены Золотыми медалями.

Несмотря на кризисное экономическое положение 90-х годов, институт полностью сохранил свою численность, а количество высококвалифицированных специалистов увеличилось, в том числе докторов наук - в три раза. В институте имеются 13 кафедр целевой подготовки студентов, аспирантура, ученый совет по защите докторских диссертаций. Все это способствует интенсивному притоку молодых специалистов – сегодня средний возраст в институте составляет 40 лет.

В структуру института входят: опытный завод, завод мелкосерийной продукции со сборочно-монтажным корпусом «Искра», два полигона, объекты соцкультбыта. В числе работников института один член-корреспондент РАН и академик международной Академии связи, один член-корреспондент Международной Академии информа-

тизации, 20 докторов наук и 145 кандидатов наук. Подтверждением высокого научно-технического и производственного потенциала ВНИИС является оценка государством результатов научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ. За разработку, испытания и внедрение новой техники в разные годы двум сотрудникам было присвоено звание Героя Социалистического труда, 57 человек удостоены Государственных и Правительственных премий и 2604 человека получили различные правительственные награды.

Сохранив роль лидера в создании современных систем и средств связи как специального, так и гражданского назначения, имея достаточный объем ГОЗ, экспортный потенциал и возможность конверсии, сегодня ВНИИС преобразован в ОАО «Концерн «Созвездие» с включением в его состав до 20 других предприятий отрасли.

При этом стратегическими целями создаваемого концерна являются:

- удовлетворение потребности ВС РФ и других силовых структур в современных средствах вооружения и военной техники отечественного производства;
- насыщение внутреннего рынка высокотехнологичной продукцией отечественного производства двойного и гражданского назначения;
- упрочнение позиций Российской Федерации на мировом рынке товаров и услуг, в том числе на рынке вооружения и военной техники;
- укрепление социально-экономической стабильности в стране и, в первую очередь, в регионах сосредоточения ОПК.

Для реализации последнего тезиса Концерн должен к 2015 году иметь следующие показатели:

- довести объем выпускаемой продукции не менее 30 млрд. руб.;
- довести выработку на одного работающего не менее 1,7 млн. руб.;
- довести среднюю зарплату в Концерне не менее 45 тыс. руб.

УДК 621.396

ПРИБЛИЖЕННЫЕ МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ С ШУМОПОДОБНЫМИ СИГНАЛАМИ ПРИ МНОГОСТАНЦИОННОМ ДОСТУПЕ

Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е.

Введение

В системах радиосвязи (СРС) как специального назначения, так и коммерческих (например, стандарт CDMA), широкое применение находят шумоподобные сигналы (ШПС) [1,2]. При работе СРС в пакетных радиосетях (ПРС) возникает проблема многостанционного доступа. Под многостанционным доступом понимается способность приемного устройства данной СРС принимать адресованные ему сигналы, несмотря на помехи, вызываемые передачей сигналов, предназначенных приемным устройствам других СРС [3]. При этом сигналы однотипных СРС, входящих в данную ПРС, в точке приема перекрываются по частоте и времени, создавая совокупность мешающих взаимных помех. Это, в свою очередь, приводит к тому, что закон распределения выходных статистик приемного устройства СРС в общем случае не является гауссовским. В силу этого, для оценки помехоустойчивости СРС с шумоподобными сигналами не всегда удается получить точные выражения средней вероятности ошибки (СВО) на бит информации, либо эти выражения оказываются настолько сложными, что нельзя выявить характер зависимости СВО на бит от основных параметров полезного сигнала и взаимных помех. В этих условиях для оценки СВО на бит представляется целесообразным использование различного вида границ, основанных на важнейших статистических неравенствах [4].

Так как для рассматриваемой задачи совокупность взаимных помех может быть представлена суммой независимых случайных величин, то для оценки СВО на бит наиболее целесообразно применение модифицированных границ Чернова [4], определенных на основе вычисления контурных интегралов. При этом границы Чернова задаются соотношениями, содержащими производящую функцию моментов случайной величины и параметр оптимизации, который позволяет получить наиболее точную границу.

Наряду с традиционным подходом к определению границ Чернова в статье рассмотрены возможности модификации на основе непосредственного использования контурного интеграла. Получена также асимптотическая оценка СВО на бит методом перевала [5].

Модели сигналов и помех

С целью упрощения дальнейшего анализа ограничимся рассмотрением ШПС с бинарной фазовой манипуляцией [1]. В этом случае при прямоугольной форме информационной последовательности $d(t)$ и псевдослучайной последовательности (ПСП) $p(t)$ сигнал можно описать выражением

$$S_0(t) = A_0 d(t) p(t) \cos(2\pi f_0 t + \Theta_0), \quad (1)$$

Приводятся выражения модифицированных границ Чернова для оценки средней вероятности ошибки на бит информации в системах радиосвязи с шумоподобными сигналами при действии взаимных помех, обусловленных многостанционным доступом. Получена асимптотическая оценка средней вероятности ошибки на бит путем вычисления контурного интеграла методом перевала.

где A_0, f_0, Θ_0 - амплитуда, несущая частота и фаза сигнала, соответственно.

Информационный сигнал $d(t)$ и сигнал ПСП $p(t)$ можно представить в виде:

$$\left. \begin{aligned} d(t) &= \sum_n d_n U_T(t - nT), \\ p(t) &= \sum_i p_i f(t - iT_p), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где \sum, \sum означают суммирование по всем номерам n и i информационной и кодовой последовательности; U_T - прямоугольный импульс длительности T , равной длительности информационного символа; $\{d_n\}$ - последовательность двоичных информационных символов: $\{d_n\} = \dots, d_{-1}, d_1, d_2, \dots$; $f(t)$ - элементарный сигнал кодовой ПСП длительности T_p ; $\{p_i\}$ - последовательность положительных и отрицательных импульсов, имеющих в частном случае прямоугольную форму: $\{p_i\} = \dots, p_{-1}, p_0, p_1, p_2, \dots$.

При проведении анализа примем, что длительность информационного символа T в целое число раз больше длительности элемента ПСП T_p : $T = NT_p$. В этом случае ширина спектра шумоподобного сигнала в N раз больше ширины спектра информационного сигнала.

Предположим, что оптимальный прием ШПС на фоне аддитивного белого гауссовского шума $n(t)$ обеспечивается с помощью когерентного корреляционного приемника. На рис.1 приведены структурная схема приемника и совокупность воздействующих на него сигналов. Суммарный сигнал $y(t)$ можно записать в виде:

$$y(t) = \sum_{i=1}^k A_i d_i(t - \tau_i) p_i(t - \tau_i) \cos(2\pi f_0 t + \theta_i) + n(t). \quad (3)$$

При этом статистика на выходе приемника, согласованного по времени и фазе с сигналом $s_i(t)$, может быть представлена зависимостью

$$Z(T) = \pm \frac{A_1 T}{2} + \sum_{i=2}^k J_i(d_i \tau_i \theta_i) + n_T, \quad (4)$$

$$\text{где } J_i(d_i, \tau_i, \theta_i) = A_i \cos \theta_i [d_{i-1} \rho_{i1}(\tau_i) + d_{i,0} \hat{\rho}_{i1}(\tau_i)], \quad (5)$$

$$n_T = \int_0^T n(t) p_1(t) \cos(2\pi f_0 t + \theta_1) dt.$$

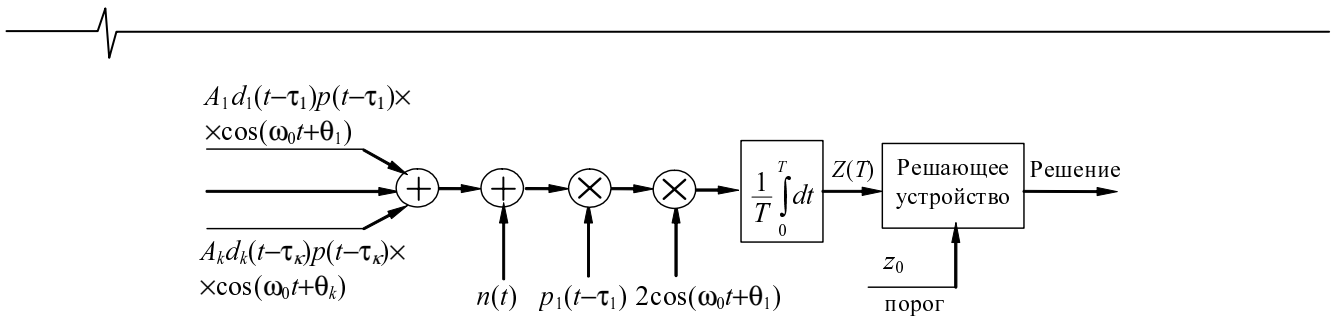


Рис. 1. Структурная схема приемника и совокупность помех.

В формулах (3)-(5) обозначено: A_i – амплитуда мешающих сигналов (полагаем, что A_i является детерминированной величиной); τ_i , θ_i – задержка по времени и фазе мешающего сигнала относительно опорного сигнала (параметры τ_i и θ_i считаются случайными равномерно распределенными величинами на промежутке $[0, T]$ и $[0, 2\pi]$ соответственно); $J(\cdot)$ – случайная величина, характеризующая сумму взаимных помех и зависящая от информационных символов, фазовых задержек и задержек по времени (в силу симметрии распределений случайных фаз и знаков информационной последовательности величина $J(\cdot)$ имеет нулевое математическое ожидание и симметричное относительно нуля распределение [3,6]); d_i – информационная последовательность, которую можно представить в виде стационарного стохастического процесса, принимающего значения ± 1 с вероятностью 0,5 через моменты времени, кратные T ; d_{i-1} , $d_{i,0}$ – части (отрезки) двух соседних информационных символов i -го мешающего сигнала, поступающие на вход интегратора (при этом полагаем, что d_{i-1} , $d_{i,0}$ – независимые случайные величины, принимающие значения ± 1 с вероятностью 0,5); $\rho_{i1}(\tau_i)$, $\hat{\rho}_{i1}(\tau_i)$ – частичные взаимокорреляционные функции (ВКФ):

$$\left. \begin{aligned} \rho_{i1} &= \int_0^{\tau_i} P_i(t - \tau_i) P_i(t) dt, \\ \hat{\rho}_{i1} &= \int_{\tau_i}^T P_i(t - \tau_i) P_i(t) dt. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

В случае, когда величины d_{i-1} и $d_{i,0}$ имеют один и тот же знак, сумма $\rho_{i1}(\tau_i)$ и $\hat{\rho}_{i1}(\tau_i)$ представляет собой ВКФ, расширяющих спектры сигналов последовательностей $\rho_1(t)$ и $\rho_i(t)$.

На выходе решающего устройства (см. рис. 1) принимается решение в пользу символа “единица”, если статистика $Z(T) \geq 0$, а при $Z(T) < 0$ – в пользу символа “минус единица”. Решение будет принято с ошибкой, если $Z(T) < 0$, когда $d(t) = +1$, или $Z(T) \geq 0$, если $d(t) = -1$.

Средняя вероятность ошибки на бит информации

В соответствии с приведенным выше правилом принятия решения СВО на бит P_E может быть представлена в следующей общей форме:

$$P_E = P_r(J + n_T < -\lambda) = P_r(J + n_T \geq \lambda) = \int_{\lambda}^{\infty} f_{J+n_T}(x) dx, \quad (7)$$

где $f_{J+n_T}(x)$ – плотность распределения случайной

величины $J + n_T$; $\lambda = A_1 T / 2$, $J = \sum_{i=2}^k J_i(d_i, \tau_i, \theta_i)$.

Для дальнейшего анализа введем в рассмотрение производящую функцию моментов случайной величины [7]

$$\Lambda_{J+n_T}(u) = E \{ \exp(J + n_T) u \}, \quad (8)$$

где $E \{ \cdot \}$ означает операцию усреднения. Так как случайные величины $J(\cdot)$ и n_T независимы, то, используя свойства производящей функции моментов, имеем

$$\Lambda_{J+n_T}(u) = \Lambda_J(u) \Lambda_{n_T}(u), \quad (9)$$

где

$$\Lambda_J(u) = E_J \{ \exp(Ju) \}, \quad (9a)$$

$$\Lambda_{n_T}(u) = E_{n_T} \{ \exp(n_T u) \}. \quad (9b)$$

Плотность распределения $f_{J+n_T}(x)$ является обратным преобразованием Лапласа от производящей функции моментов случайной величины [7]

$$f_{J+n_T}(x) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\beta-j\infty}^{\beta+j\infty} \Lambda_{J+n_T}(u) \exp(xu) du. \quad (10)$$

После подстановки (10) в (7) и интегрирования по x получим выражение для СВО на бит в виде контурного интеграла

$$P_E = \frac{1}{2\pi j} \int_{\beta-j\infty}^{\beta+j\infty} \frac{1}{u} \Lambda_J(u) \Lambda_{n_T}(u) \exp(\lambda u) du, \quad (11)$$

где β – параметр оптимизации, значение которого лежит между сингулярными точками функций $\Lambda_J(u)$, $\Lambda_{n_T}(u)$ и началом координат. Учитывая то, что n_T – гауссовская случайная величина с нулевым средним и дисперсией σ^2 , ее производящая функция моментов имеет вид:

$$\Lambda_{n_T}(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(ux - \frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx = \exp\left(\frac{u^2\sigma^2}{2}\right). \quad (12)$$

Подставляя (12) в (11), получим

$$P_E = \frac{1}{2\pi j} \int_{\beta-j\infty}^{\beta+j\infty} \frac{1}{u} \Lambda_J(u) \exp\left(\lambda u + \frac{u^2\sigma^2}{2}\right) du. \quad (13)$$

Контурный интеграл можно представить как интеграл от действительной переменной y . В этом случае вдоль контура интегрирования имеем $u = \beta + jy$, $du = j dy$, и, следовательно,

$$\begin{aligned} P_E &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\beta + jy} \exp\left[-(\beta + jy)\lambda + (\beta + jy)^2 \frac{\sigma^2}{2}\right] \Lambda_J(\beta + jy) dy = \\ &= \exp\left[-\lambda\beta + \frac{\beta^2\sigma^2}{2}\right] I, \end{aligned} \quad (14)$$

где

$$I = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\beta + jy} \exp\left[-jy(\lambda - \beta\sigma^2) - \frac{y^2\sigma^2}{2}\right] \Lambda_J(\beta + jy) dy. \quad (15)$$

Заметим, что зависимость для СВО на бит P_E (14) практически аналогична выражению для СВО на бит, полученному в [8] методом аналитического продолжения

характеристической функции $f_j(x)$ случайной величины $J(\cdot)$ в комплексную область. Отличие заключается в том, что в интеграле (15) вместо производящей функции $\Lambda_j(\beta+jy)$ используется характеристическая функция.

Границы Чернова

Модифицированная верхняя граница Чернова.

Для нахождения верхней границы СВО на бит применим к интегралу (15) неравенство вида:

$$\left| \int_a^B f(x) dx \right| \leq \int_a^B |f(x)| dx, \tag{16}$$

в результате получим

$$I \leq \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|\beta+jy|} \left| \exp jy \left(-\lambda + \frac{\sigma^2}{2} \right) \right| \exp \left(-\frac{y^2 \sigma^2}{2} \right) |\Lambda_j(\beta+jy)| dy. \tag{17}$$

Учитывая, что

$$\frac{1}{|\beta+jy|} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+y^2}}, \quad \left| \exp jy \left(-\lambda + \frac{\sigma^2}{2} \right) \right| = 1,$$

$$|\Lambda_j(\beta+jy)| = |E\{\exp(\beta J) \exp(jy)\}| \leq \Lambda_j(\beta),$$

выражение (17) примет вид:

$$I \leq \frac{1}{2\pi\beta} \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left(-\frac{y^2 \sigma^2}{2} \right) \Lambda_j(\beta) dy = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \beta \sigma} \Lambda_j(\beta). \tag{18}$$

После подстановки (18) в (14) получим выражение для модифицированной верхней границы Чернова

$$P_E \leq \frac{1}{\sqrt{2\pi} \beta \sigma} \exp \left(-\lambda\beta + \frac{\beta^2 \sigma^2}{2} \right) \Lambda_j(\beta) = G_M^B(\lambda, \beta) \tag{19}$$

для любого $\beta > 0$.

В [6] приведена верхняя граница Чернова, полученная на основе неравенства Чебышева,

$$G_0^B(\lambda, \beta) = \exp \left(-\lambda\beta + \frac{\beta^2 \sigma^2}{2} \right) \Lambda_j(\beta). \tag{20}$$

Легко заметить, что верхняя граница (19) отличается от классической (общепринятой) верхней границы (20) на величину множителя $1/(\sqrt{2\pi}\beta\sigma)$. Поэтому выражение (19) будем называть *модифицированной верхней границей Чернова*. Наличие множителя в (19) обеспечивает более точную верхнюю границу для СВО на бит.

Модифицированная нижняя граница Чернова.

Для определения нижней границы Чернова воспользуемся действительной частью интеграла (15). При этом экспоненциальную функцию запишем в виде: $e^{jy} = \cos(y) + j \sin(y)$; умножим числитель и знаменатель подынтегральной функции на $\beta+jy$ и воспользуемся неравенствами

$$\cos(y) \geq 1 - y^2/2 \quad \text{и} \quad \sin(y) \geq -1 \quad \text{для всех } y.$$

В этом случае получим неравенство для интеграла (15)

$$I \geq \frac{1}{2\pi} E\{\exp(\beta J)\} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\beta^2+y^2} [\beta(1-D_1 y^2) - |y|] \exp \left(-\frac{\sigma^2 y^2}{2} \right) dy, \tag{21}$$

$$\text{где } D_1 = [J^2 - 2J(\lambda - \beta\sigma^2) + (\lambda - \beta\sigma^2)^2] / 2. \tag{22}$$

Производя усреднение (21) по случайной переменной J аналогично [8], получим

$$I \geq \frac{1}{2\pi} \Lambda_j(\beta) \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\beta^2+y^2} [\beta(1-D_2 y^2) - |y|] \exp \left(-\frac{\sigma^2 y^2}{2} \right) dy, \tag{23}$$

где

$$D_2 = \frac{1}{2} \frac{1}{\Lambda_j(\beta)} [\Lambda_j''(\beta) - 2(\lambda - \beta\sigma^2) \Lambda_j'(\beta) + (\lambda - \beta\sigma^2)^2 \Lambda_j(\beta)]. \tag{24}$$

Интегрируя (23), получим

$$I \geq \Lambda_j(\beta) \left\{ \frac{1}{2} \exp \left(\frac{\sigma^2 \beta^2}{2} \right) (1 + \beta^2 D_2) \operatorname{erfc} \left(\frac{\beta \sigma}{\sqrt{2}} \right) - \frac{\beta^2 D_2}{\sqrt{2\pi} \beta \sigma} \frac{1}{\pi (\beta \sigma)^2} \right\}, \tag{25}$$

где $\operatorname{erfc}(x)$ – дополнительная функция ошибок:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-x^2) dx, \tag{26}$$

которую для $x \geq 0$ можно аппроксимировать выражением

$$\operatorname{erfc}(x) \geq \frac{2}{\sqrt{\pi}} \frac{\exp(-x^2)}{x + \sqrt{x^2 + 2}}. \tag{27}$$

На основе (14), (25) и (27) может быть получена нижняя граница для СВО

$$P_E \geq \frac{1}{\sqrt{2\pi} \beta \sigma} \exp \left(-\lambda\beta + \frac{\sigma^2 \beta^2}{2} \right) \Lambda_j(\beta) \left(\frac{2}{1+a} - \beta^2 D_2 \frac{a-1}{a+1} - \frac{2}{\sqrt{2\pi} \beta \sigma} \right) = G_M^H(\lambda, \beta) \tag{28}$$

для любого $\beta > 0$; где $G_M^H(\lambda, \beta)$ обозначает модифицированную нижнюю границу Чернова,

$$a = \left[1 + \frac{4}{(\beta \sigma)^2} \right]^{1/2}.$$

Сопоставляя (19) и (28), можно записать:

$$G_M^H(\lambda, \beta) \leq P_E \leq G_M^B(\lambda, \beta). \tag{29}$$

При этом модифицированная нижняя граница Чернова (28) отличается от модифицированной верхней границы Чернова (19) наличием множителя

$$C = \frac{2}{1+a} - \beta^2 D_2 \frac{a-1}{a+1} - \frac{2}{\sqrt{2\pi} \beta \sigma}. \tag{30}$$

Оптимальное значение параметра β .

Для получения наиболее точной оценки границ Чернова (19) и (28) необходимо определить такие значения параметра β , одно из которых минимизирует $G_M^B(\lambda, \beta)$, а второе – максимизирует $G_M^H(\lambda, \beta)$. Минимизация $G_M^B(\lambda, \beta)$ и максимизация $G_M^H(\lambda, \beta)$ приводит к решению достаточно сложных уравнений. В этом случае можно ограничиться квазиоптимальным значением параметра β , минимизирующим функцию $\beta G_M^B(\lambda, \beta)$ и максимизирующим функцию $\beta G_M^H(\lambda, \beta)$ или любую другую монотонную функцию от $G_M^B(\lambda, \beta)$ и $G_M^H(\lambda, \beta)$ (например, логарифмическую).

Рассмотрим нахождение квазиоптимального параметра применительно к модифицированной верхней границе Чернова (19). Как показано в [6], необходимое условие минимума $\beta G_M^B(\lambda, \beta)$ приводит к уравнению вида:

$$\frac{d}{d\beta} \ln \{\beta G_M^B(\lambda, \beta)\} = -\lambda + \beta \sigma^2 + \frac{d}{d\beta} \ln \Lambda_j(\beta) = G(\lambda, \beta) = 0. \tag{31}$$

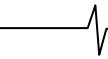
Так как $\beta > 0$ и J – центрированная случайная величина, то

$$\frac{d}{d\beta} \ln \Lambda_j(\beta) = \frac{\Lambda_j'(\beta)}{\Lambda_j(\beta)} \Big|_{\beta=0} = 0$$

и, следовательно,

$$G(\lambda, 0) = -\lambda < 0. \tag{32}$$

Используя (31), свойства производящей функции моментов случайной величины и неравенство Иенсена [7], можно показать, что при $\beta = \lambda/\sigma^2$ имеет место



$$G(\lambda, \lambda/\sigma^2) = \frac{\Lambda'_j(\lambda/\sigma^2)}{\Lambda_j(\lambda/\sigma^2)} > 0. \quad (33)$$

Таким образом, из (32) и (33) видно, что происходит чередование знака, и поэтому квазиоптимальное значение β^* для модифицированной верхней границы Чернова заключено в интервале $[0, \lambda/\sigma^2]$. В [8] для определения модифицированной нижней границы Чернова предлагается квазиоптимальное значение параметра β выбирать также, как и для случая модифицированной верхней границы Чернова, из интервала $[0, \lambda/\sigma^2]$. При этом член D_2 (24) выражения (23) может быть записан в виде:

$$0 \leq D_2 = \frac{1}{2} \frac{\Lambda'_j(\beta) \Lambda_j(\beta) - [\Lambda'_j(\beta)]^2}{\Lambda_j^2(\beta)} = \frac{1}{2} \frac{d^2}{d\beta^2} \ln \Lambda_j(\beta). \quad (34)$$

Приближенная оценка максимального значения частичных взаимокорреляционных функций. Приведем оценку максимального значения частичных ВКФ (6) $\rho_{i1}(\tau_i)$ и $\hat{\rho}_{i1}(\tau_i)$, которые возникают при наличии задержки по времени между ПСП i -го сигнала и опорной ПСП. Заметим, что время задержки i -го сигнала относительно опорного может быть как больше, так и меньше нуля. Положим вначале для определенности, что $\tau_i = lT_p$, где T_p – длительность элементарного импульса ПСП. Тогда интегральные выражения (6) можно записать в виде сумм:

$$\rho_{i1}(\tau_i) = \sum_{j=0}^{l-1} p_j^{(1)} p_{N-l+j}^{(i)}, \quad (35)$$

$$\hat{\rho}_{i1}(\tau_i) = \sum_{j=l+1}^N p_j^{(1)} p_{j-1}^{(i)}. \quad (36)$$

Для проведения дальнейшего анализа введем соотношения, используя результаты [9]:

$$C_{i1}(m) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-m} p_{j+m}^{(1)} p_j^{(i)} & \text{при } 0 \leq m \leq N-1, \\ \sum_{j=0}^{N-1-m} p_j^{(1)} p_{j-m}^{(i)} & \text{при } 1-N < m < 0. \end{cases} \quad (37)$$

Теперь выражения (35) и (36) можно записать через соотношения (37). Для рассматриваемого на рис.2 случая, когда время задержки отрицательно, при $m=l-N$ получим

$$C_{i1}(l-N) = \sum_{j=0}^{N-1+l-N} p_j^{(1)} p_{j-l+N}^{(i)} = \sum_{j=0}^{l-1} p_j^{(1)} p_{N-l+j}^{(i)}. \quad (38)$$

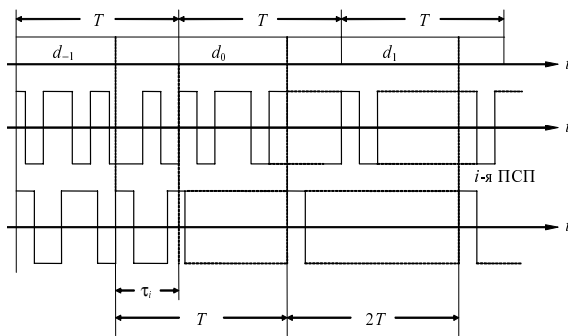


Рис.2. Эпюры сигналов и расширяющих спектр последовательностей.

Таким образом, из (38) и (35) следует, что для $\tau_i = -lT_p$, имеет место равенство

$$\rho_{i1}(\tau_i) = C_{i1}(l-N) T_p. \quad (39)$$

При $m=l$ на основе (37) получим

$$C_{i1}(l) = \sum_{j=0}^{N-1+l} p_j^{(1)} p_{j-m}^{(i)}. \quad (40)$$

Используя (36) и (40), можно записать:

$$\hat{\rho}_{i1}(\tau_i) = C_{i1}(l) T_p. \quad (41)$$

Так как в общем случае время задержки

$$lT_p \leq \tau_i \leq (l+1)T_p, \quad (42)$$

то (39) и (41) можно переписать в виде:

$$\rho_{i1}(\tau_i) = C_{i1}(l-N) T_p + [C_{i1}(l+1-N) - C_{i1}(l-N)] (\tau_i - lT_p), \quad (43)$$

$$\hat{\rho}_{i1}(\tau_i) = C_{i1}(l) T_p + [C_{i1}(l+1) - C_{i1}(l)] (\tau_i - lT_p). \quad (44)$$

Для относительно больших баз сигналов $N \gg 1$ вторыми слагаемыми в (43) и (44) можно пренебречь.

В соответствии с [9] введем в рассмотрение периодическую ВКФ (ПВКФ)

$$\theta_{i1}(l) = \sum_{j=0}^{N-1} p_{j+1}^{(1)} p_j^{(i)} = C_{i1}(l) + C_{i1}(l-N) \quad (45)$$

и так называемую “нечетную” ПВКФ

$$\hat{\theta}_{i1}(l) = C_{i1}(l) - C_{i1}(l-N). \quad (46)$$

Заметим, что

$$\left. \begin{aligned} \theta_{i1}(l) &= \theta_{i1}(N-l), \\ \hat{\theta}_{i1}(l) &= -\hat{\theta}_{i1}(N-l). \end{aligned} \right\} \quad (47)$$

Оба свойства (47) следуют из того, что $C_{i1}(l) = C_{i1}(-l)$. Используя приведенные соотношения для $\rho_{i1}(\tau_i)$ и $\hat{\rho}_{i1}(\tau_i)$, оценим вклад i -й взаимной помехи $J_i(d_i, \tau_i, \theta_i)$ (5) в суммарную помеху J для двух случаев соответствия информационных символов полезного сигнала и i -й помехи:

1. $d_{i-1} = d_{i,0}$,
2. $d_{i-1} \neq d_{i,0}$.

В обоих случаях имеем

$$d_{i-1} \rho_{i1}(\tau_i) = d_{i-1} \{ \theta_{i1}(l_i) T_p + [\theta_{i1}(l_i+1) - \theta_{i1}(l_i)] (\tau_i - l_i T_p) \}, \quad (48)$$

$$d_{i-1} \hat{\rho}_{i1}(\tau_i) = d_{i-1} \{ \hat{\theta}_{i1}(l_i) T_p + [\hat{\theta}_{i1}(l_i+1) - \hat{\theta}_{i1}(l_i)] (\tau_i - l_i T_p) \}, \quad (49)$$

где вторым слагаемым можно пренебречь, и тогда величина $d_{i-1} \rho_{i1}(\tau_i) + d_{i-1} \hat{\rho}_{i1}(\tau_i)$ будет представлять собой ПВКФ вида:

$$r_{i1}(\tau_i) = \theta_{i1}(l_i) T_p + \hat{\theta}_{i1}(l_i) T_p. \quad (50)$$

В [10] показано, что для M -последовательностей, широко используемых в СРС, максимальное значение ПВКФ $r_{i1}(\tau_i)$ однозначно связано с базой сигнала N и ограничено диапазоном $(1,5 \div 6) / \sqrt{N}$.

Асимптотическая оценка средней вероятности ошибки

Используемый ранее контурный интеграл (11) может быть применен для получения асимптотической оценки СВО на бит $P_E(\lambda)$ при $\lambda \gg 1$. С этой целью воспользуемся одним из наиболее распространенных методов – методом перевала [5], который применяется для оценки контурных интегралов вида:

$$F(\lambda) = \int_C \varphi(z) \exp[f(z, \lambda)] dz, \quad (51)$$

где $\varphi(z), f(z, \lambda)$ – функции аналитические в некоторой области, содержащей контур интегрирования. Как известно [5], сущность метода перевала состоит в том, что при больших значениях λ величина интеграла (51) в основном определяется тем участком пути интегрирования, на котором $\text{Re}[f(z, \lambda)]$ достигает наибольшего значения. При этом путь интегрирования следует деформировать таким образом, чтобы он проходил через точку перевала z_0 , в которой $f'(z_0, \lambda) = 0$.

Используя [5], асимптотическое значение интеграла (51) можно записать в виде:

$$F(\lambda) \sim \varphi(z_0) \exp[f(z_0, \lambda)] \sqrt{\frac{2\pi}{|f''(z_0, \lambda)|}}. \quad (52)$$

На основе адекватности контурных интегралов (11) и (51) можно записать

$$f(z, \lambda) = -z\lambda + z^2 \sigma^2 / 2 + \ln \Lambda_J(z),$$

$$\varphi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi z}},$$

$$f''(z, \lambda) = \sigma^2 + \frac{d^2}{dz^2} \ln \Lambda_J(z) = \sigma^2 + C, \quad (53)$$

где $C = \frac{d^2}{dz^2} \ln \Lambda_J(z)$.

Седловая точка z_0 , как было отмечено ранее, находится из условия

$$\frac{df(z, \lambda)}{dz} = -\lambda + \sigma^2 z + \frac{\Lambda'(z)}{\Lambda(z)} = 0.$$

Выполнив соответствующие преобразования с учетом контура интегрирования и перейдя от z_0 к β , получим выражение асимптотической оценки для вероятности ошибки

$$\bar{P}_E(\lambda) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\beta\sigma}} \exp\{-\beta\lambda + \beta^2\sigma^2/2\} \Lambda_J(\beta) \frac{1}{\sqrt{1+C/\sigma^2}}. \quad (54)$$

Из сравнения (19) и (54) видно, что асимптотическая оценка СВО на бит $\bar{P}_E(\lambda)$ отличается от модифицированной верхней границы Чернова на множитель $1/\sqrt{1+C/\sigma^2} < 1$, т.е.,

$$\bar{P}_E(\lambda) = G_M^B(\lambda, \beta) \frac{1}{\sqrt{1+C/\sigma^2}}. \quad (55)$$

Расчет верхней и нижней границ Чернова и асимптотической оценки средней вероятности ошибки

Для построения границы Чернова $G_M^B(\lambda, \beta)$ и асимптотической оценки СВО на бит $\bar{P}_E(\lambda)$ рассмотрим случай, когда между опорным сигналом и i -й взаимной помехой отсутствует синхронизация как по фазе, так и по времени задержки. При этом суммарная помеха J определяется из выражений (4) и (5). Применительно к данной помехе требуется найти производящую функцию моментов случайной величины $\Lambda_J(\beta)$, параметр C в (54), а также квазиоптимальное значение параметра β .

На основе (9а) производящая функция может быть записана в виде:

$$\Lambda_J(\beta) = E_{\theta_i, \tau_i} \left[\exp \left(\beta \sum_{i=2}^k R_i \cos \theta_i \right) \right], \quad (56)$$

где $E_{\theta_i, \tau_i}(x)$ означает усреднение по случайной фазе θ_i и случайному времени τ_i . Параметр R_i можно представить в виде:

$$R_i = \frac{A_i}{2} \frac{(1,5 \div 6)}{\sqrt{N}}.$$

В этом случае производящую функцию получим усреднением (56) только по фазовым задержкам

$$\Lambda_J(\beta) = \left(\frac{1}{2\pi} \right)^{k-2} \int_0^{2\pi} \dots \int_0^{2\pi} \exp \left[\beta \sum_{i=2}^k R_i \cos \theta_i \right] d\theta_2 \dots d\theta_k = \quad (57)$$

$$= \prod_{i=2}^k I_0(\beta R_i),$$

где $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

В соответствии с (53) определим параметр C

$$C = \frac{1}{2} \frac{d^2}{d\beta^2} \ln \Lambda_J(\beta), \quad (58)$$

где $\ln \Lambda_J(\beta) = \sum_{i=2}^k \ln I_0(\beta R_i)$.

Учитывая, что $I_0'(z) = I_1(z)$, после дифференцирования (58) получим

$$\frac{d}{d\beta} \ln \Lambda_J(\beta) = \sum_{i=2}^k \frac{R_i I_1(\beta R_i)}{I_0(\beta R_i)}. \quad (59)$$

Вторая производная от $\ln \Lambda_J(\beta)$ имеет вид:

$$\frac{d^2}{d\beta^2} \ln \Lambda_J(\beta) = \sum_{i=2}^k R_i^2 \frac{[I_1'(\beta R_i) I_0(\beta R_i) - I_1^2(\beta R_i)]}{I_0^2(\beta R_i)}. \quad (60)$$

Используя свойства производных от модифицированных функций Бесселя [9]

$$\left(\frac{1}{z} \frac{d}{dz} \right)^m [I_0(z) z^v] = z^{v-m} I_{v-m}(z),$$

получим, что при $m = v = 1$

$$I_1'(z) + I_1(z)/z = I_0(z). \quad (61)$$

Из (60) с учетом (61) следует

$$\frac{d^2}{d\beta^2} \ln \Lambda_J(\beta) = \sum_{i=2}^k R_i^2 \left[1 - \frac{[I_1(\beta R_i)]}{I_0(\beta R_i) \beta R_i} - \frac{-I_1^2(\beta R_i)}{I_0^2(\beta R_i)} \right]. \quad (62)$$

Для малых значений аргумента βR_i

$$I_\nu(z) = (z/2)^\nu / \Gamma(\nu+1),$$

где $\Gamma(\nu+1)$ – гамма-функция:

$$\Gamma(n+1) = n!, \quad \Gamma(0) = 1,$$

откуда
$$\frac{I_1(z)}{I_0(z)} = \frac{z}{2}. \quad (63)$$

После подстановки (63) в (62) окончательно получим, что параметр C при малых значениях βR_i имеет вид:

$$C = \frac{1}{2} \sum_{i=2}^k R_i^2 \left(\frac{1}{2} - \frac{\beta^2 R_i^2}{4} \right). \quad (64)$$

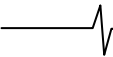
Квазиоптимальное значение параметра β для рассматриваемого вида помехи при расчете модифицированной верхней границы Чернова может быть найдено из уравнения (31), которое с учетом (59) и равенства $I_0'(z) = I_1(z)$, можно записать в виде:

$$\sum_{i=2}^k \frac{R_i I_1(\beta R_i)}{I_0(\beta R_i)} + \beta \sigma^2 - \lambda = 0. \quad (65)$$

В частном случае, при малой мощности взаимных помех $\beta R_i \ll 1$, уравнение (65) может быть решено в явном виде.

На основе изложенного [6], имеем

$$\beta^* = \frac{\lambda}{\sigma^2 \left(1 + \frac{1}{2} \sum_{i=2}^k \frac{R_i^2}{\sigma^2} \right)}. \quad (66)$$



Ввиду сложности выражения для модифицированной нижней границы Чернова $G_M^H(\lambda, \beta)$ (28) не удастся определить в явном виде оптимальное значение параметра β из решения уравнения

$$\frac{d}{d\beta}[G_M^H(\lambda, \beta)] = 0.$$

В свою очередь, предложенный в [8] подход для использования в нижней границе Чернова позволяет рассчитать $G_M^H(\lambda, \beta)$ только для малых значений отношения сигнал-шум E_s/G_0 и незначительного числа взаимных помех $k=2, \dots, 10$. Поэтому для определения нижней границы СВО на бит СРС с шумоподобными сигналами в условиях взаимных помех требуются другие методические подходы.

По приведенным выражениям были выполнены расчеты по определению верхней границы Чернова (19) и

асимптотической оценки СВО на бит (54) в зависимости от соотношения сигнал-шум E_i/G_0 при квазиоптимальном значении β^* (66). В качестве параметров использовались: число взаимных помех $k=2, 3, 5, 8, 10$; база сигнала $N=127, 511$; отношение помеха-шум $E_i/G_0=5$ дБ. При этом полагалось, что энергия каждой взаимной помехи E_i равна энергии сигнала E_s .

Результаты расчетов $G_M^B(\lambda, \beta^*)$ и $\bar{P}_E(\lambda)$ в виде графиков приведены на рис.3-4.

Кроме того, на этих же рисунках для сравнения изображена зависимость СВО на бит P_{E0} при когерентном приеме двоичных противоположных сигналов в отсутствие взаимных помех (штриховая кривая)

$$P_{E0} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{E_s/G_0}).$$

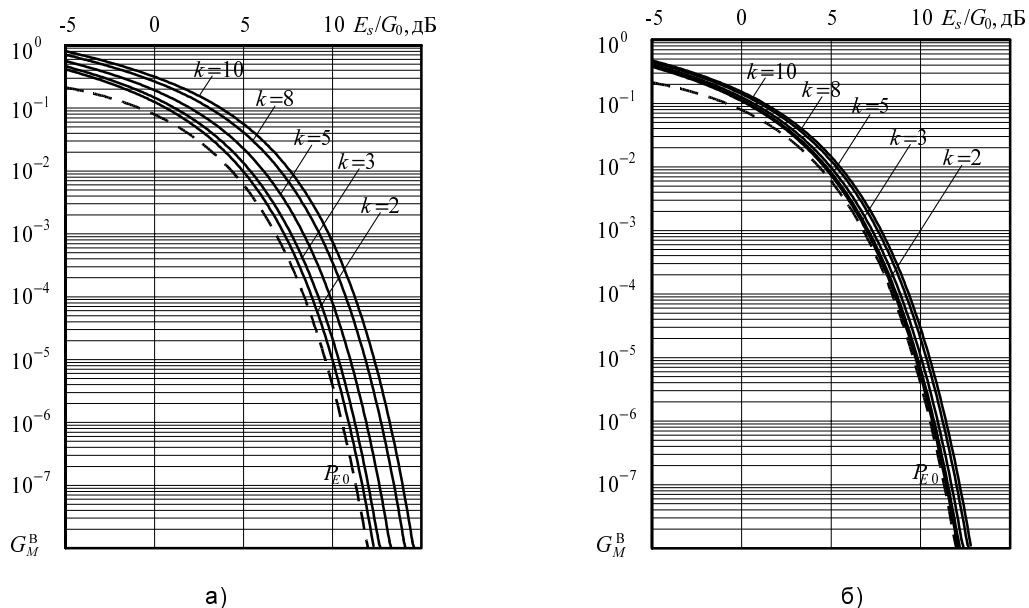


Рис.3. Зависимость верхней границы Чернова для СВО на бит от отношения сигнал-шум при $E_i/G_0=5$ дБ и а) $N=127$, б) $N=511$.

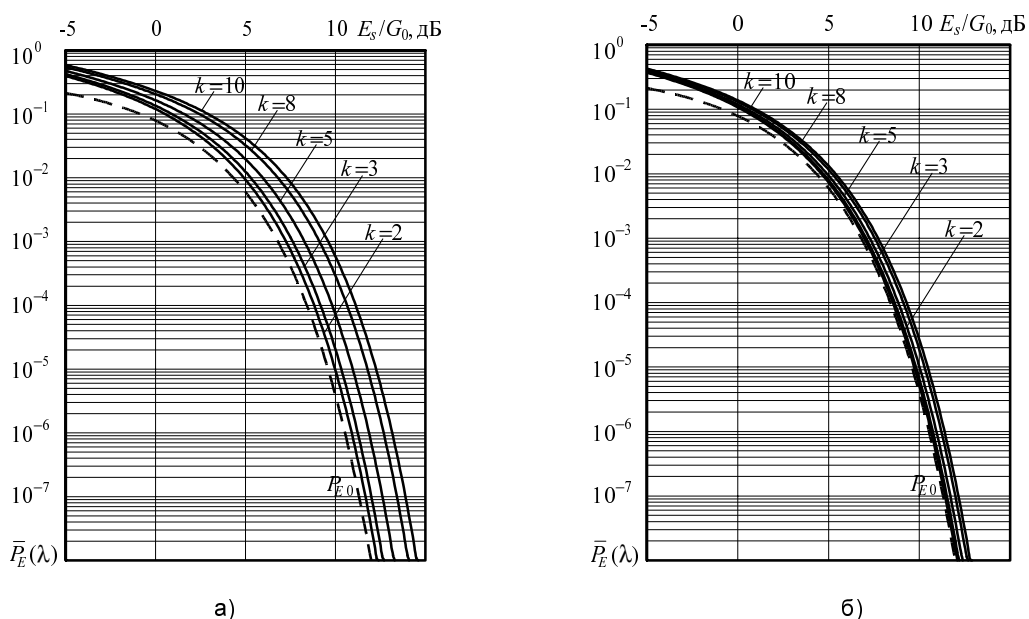


Рис.4. Зависимость асимптотической оценки СВО на бит от отношения сигнал-шум при $E_i/G_0=5$ дБ и а) $N=127$, б) $N=511$.

Заключение

Выполненный анализ показал, что для оценки помехоустойчивости СРС с шумоподобными сигналами в условиях воздействия взаимных помех, обусловленных многостанционным доступом, могут быть использованы модифицированная верхняя граница Чернова, а также асимптотическая оценка СВО на бит, полученные путем вычисления контурных интегралов. При данных методах определения СВО на бит допускается отсутствие синхронизации между опорным сигналом и взаимными помехами как по фазе, так и по времени прихода.

Приведенные на рис.3-4 графики модифицированной верхней границы Чернова и асимптотической оценки СВО на бит позволяют сделать ряд выводов. Верхняя граница Чернова $G_M^B(\lambda, \beta)$ и асимптотическая оценка СВО на бит $\bar{P}_E(\lambda)$ практически не отличаются при принятых для расчета исходных данных и сближаются, чем больше базы сигналов. Влияние взаимных помех тем сильнее, чем меньше база сигналов. При этом СВО на бит резко повышается с увеличением числа взаимных помех. С ростом базы сигналов СВО на бит уменьшается и при малом числе взаимных помех приближается к СВО на бит при отсутствии помех.

Литература

1. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. / В.И.Борисов, В.М.Зинчук,

- А.Е.Лимарев и др. Под ред. В.И.Борисова. – М.: Радио и связь, 2003, -640 с.
2. Simon M.K., Omura J.K., Sholtz R.A., Levitt B.K. Spread spectrum communications. Handbook. – Electronic Edition, McGraw-Hill, Inc., 2002, -1215 p.
3. Персли М.Б. Расширение спектра сигналов в пакетных радиосетях. Пакетные радиосети. Тематический выпуск.// ТИИЭР, 1987, т.75, №1, сс.140-162.
4. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений. Справочник. – М.: Радио и связь, 1981, -232 с.
5. Лаврентьев М.А., Шабат Б.В. Методы теории функций комплексного переменного. – М.: Наука, 1987, -688 с.
6. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Мухин Н.П. Методы оценки помехоустойчивости систем радиосвязи с широкополосными сигналами в условиях взаимных помех.// Теория и техника радиосвязи, 1997, вып.1, сс.3-23.
7. Феллер В. Введение в теорию вероятностей и ее приложения в 2-х тт. Т.2./Пер. с англ. Ю.В.Прохорова. – М.: Мир, 1967, -738 с.
8. Advanced digital communications./ K.Feher und ed. – Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall Inc., 1987, -736 с.
9. Pursley M.B. Performance evaluation for phase – coded spread – spectrum multiple – access communication. Part 1: System analysis.// IEEE Trans. Commun., 1977, v.Com-25, №8, pp.795-799.
10. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985, -364 с.
11. Справочник по специальным функциям./ Под ред. М.Абрамовица, И.Стиган. Пер. с англ. – М.: Наука, 1979, -832 с.

Уважаемые коллеги!

Предлагаем вам принять участие в формировании тематических выпусков журнала «Цифровая обработка сигналов» и размещению рекламы продукции (услуг) Вашей фирмы на его страницах. В случае положительного решения просим представить в редакцию журнала Ваши предложения по плановому размещению информационных материалов и макет рекламы продукции (услуг) Вашей фирмы с указанием желаемого её месторасположения: обложка (2-я, 3-я или 4-я стр.), цветная внутренняя полоса (объем полосы).

В 2008 году планируется выпуск 4-х номеров журнала (тираж до 1000 экз.). Журнал распространяется по подписке через агентство «Роспечать» в России, СНГ и странах Балтии (индекс 82185), а также на Выставках: «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA'2008», «ExpoElectronica», «СвязьЭкспокомм», «ЭЛЕКТРОНИКА: компоненты, оборудование, технологии» (г. Москва) и др.

Размещение рекламы Вашей фирмы на страницах журнала «Цифровая обработка сигналов» на плановой основе (не менее 2-х полных или 4-х половинчатых рекламных полос в течение года) предоставит Вам следующие возможности и права:

1. Первоочередное право расположения рекламных материалов на всех обложках (кроме 1-й) и страницах журнала.
2. Публикация представленных Вами рабочих (рекламных) материалов (статей) объемом до 6 полос в каждом очередном номере (в счет оплаченной рекламы).
3. Установка баннера Вашего сайта (или логотипа вашей организации) на 1-й странице сайта журнала «Цифровая обработка сигналов» (www.dsra.ru) в течение всего года, что привлечет внимание к продукции (услугам) Вашей фирмы новых участников на рынке DSP-технологий (ежедневно фиксируется до 100 и более посещений сайта www.dsra.ru).
4. Предоставление до 10 экз. очередного выпуска журнала.

Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

4-я (внешняя) страница цветной обложки - 20 тысяч рублей.

2-я и 3-я (внутренние) страницы цветной обложки - 13 тысяч рублей.

1/2 цветной внутренней полосы - 7 тысяч рублей.

1/2 черно-белой внутренней полосы – 1 тысяча рублей.

Ждем Ваших предложений.

С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора
д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович

Предложения прошу направлять по адресу: E-mail: tor@rgta.gyazan.ru или info@dsra.ru

ОЦЕНКА КОЭФФИЦИЕНТА КОНФЛИКТНОСТИ ФРАГМЕНТОВ ИНФОРМАЦИОННОГО ПОТОКА В АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМАХ

Николаев В.И., Толстых Н.Н.

В настоящее время за счет существенного расширения номенклатуры и возможностей средств информационного воздействия эффективность средств защиты информации заметно снизилась, особенно при конфликтном взаимодействии с информационными системами при их априорно неизвестном назначении. При этом значительная неопределенность взаимодействия (вплоть до его конкретного характера – конфликт или кооперация) в наибольшей степени проявляется на нижних уровнях, так как их элементы в процессе реализации своих целевых функций решают лишь узкоспециальные частные задачи, в частности, обнаружения средств информационного воздействия по известной сигнатуре. Отсутствие в этих элементах описания целей системы в целом, целей элементов взаимодействующей системы (например, информационного воздействия) приводит к заметному снижению эффективности реализации целевых функций, особенно, в современных условиях интенсивного информационного конфликта.

Тем не менее, современные концепции синтеза оптимального управления автоматизированной системой, как основы реализации их целевой функции, рассматривают классификацию текущей ситуации (текущего состояния объекта управления) с точки зрения сведения его к некоторой априорно заданной обобщенной ситуации. Применительно к случаю взаимодействия элементов автоматизированных систем такая классификация эквивалентна решению задачи определения режима взаимодействия, то есть отнесения его к классу конфликтных или бесконфликтных (нейтральному или кооперативному). Существенной особенностью такой классификации является необходимость ее проведения в условиях значительной неопределенности параметров анализируемого информационного потока, используемым унитарным кодам и их сопоставления с заданным уровнем опасности при ограничении информационно-временного ресурса как средства идентификации, так и средства защиты информации.

В соответствии с известным [1-3] определением информационного воздействия как фрагмента потенциально опасного кода, обнаружение и идентификация такого фрагмента может быть осуществлена на основе анализа изменения вероятности реализации целевой функции элементом автоматизированной системы при взаимодействии с ним. Если такое взаимодействие носит конфликтный характер, вероятность реализации целевой функции автоматизированной системы будет заметно снижена, что в ряде случаев может привести к невозможности дальнейшего решения центральной за-

На основе анализа изменения ядра потенциала случайного блуждания при обработке информационного потока, циркулирующего в автоматизированной системе, определяется коэффициент потенциальной опасности произвольных последовательностей таких потоков. Это обеспечивает в условиях априорной неопределенности данных о параметрах информационного воздействия его выявление в потоке принимаемого кода до момента начала реализации его функций.

дачи, несмотря на успешное обнаружение указанного фрагмента.

Предлагаемый в данной работе подход к решению задачи идентификации текущего состояния и оценки опасности конкретного пакета унитарного кода основывается на разделении анализируемых последовательностей на два класса – потенциально опасных, содержащих обращения к запрещенным областям вычислительного процесса, где выполнение этих последовательностей может привести к снижению вероятности реализации целевой функции до уровня ниже заданного, и безопасных, располагающихся в заданной информационной области системы. При этом понятия запрещенной и разрешенной области пространства унитарных кодов автоматизированной системы относительны, так как отдельные обращения к этим областям не являются критерием конфликтности или бесконфликтности соответствующего компонента, фрагмента кода. Примером такого разделения может служить хорошо известное разграничение области функционирования процессора на кольца защиты [4]. При этом в качестве критерия конфликтности может использоваться значение некоторого функционала, основанного на свертке поступившего кода и функции критических точек входа или статистика обращений к этим точкам. При этом, как показывает анализ обращений к критическим точкам входа, статистики обращения (в том числе запросы на исполнение) к унитарным кодам рассмотренных классов существенно различаются для конфликтного и бесконфликтного взаимодействия, а сравнение некоторых специальных функционалов рассматриваемых статистик может быть использовано для идентификации режима взаимодействия [5,6].

Основная идея такого подхода заключается в представлении динамики функционирования автоматизированной системы в виде движения рабочей точки по некоторой дискриминационной поверхности, форма которой определяется свойствами системы [5-7]. При этом вся совокупность вычислительных процессов, опреде-

ляемая движением рабочих точек для каждого процесса обработки последовательности унитарных кодов (вычислительного процесса), может быть представлена некоторой апериодической, хаотической траекторией (или орбитой процесса) конфликтного функционирования, сформированной в области периодических неустойчивых траекторий бесконфликтного режима. Каждая совокупность траекторий, выбранных по какому-либо признаку, может быть универсально закодирована на основе методов символьной динамики [6,8-9]. Несложно показать, что существует некоторая универсальная грамматика, определяющая разрешенные слова (последовательности унитарных кодов) или устойчивые периодические траектории, и запрещенные, определяющие конфликтные комбинации последовательностей унитарного кода, обрабатываемого автоматизированной системой. В этом смысле универсальность можно трактовать как принадлежность обрабатываемых последовательностей унитарного кода к одному универсальному классу, которые в области точек бифуркации будут иметь траектории одного вида. При этом точки бифуркации формируются и существуют в области пересечения траекторий (орбит вычислительных процессов). Можно предположить и обратное, что точки пересечения орбит вычислительных процессов формируют особые точки (точки бифуркации). Совершенно очевидно, что существует связь между этими особыми точками (точками изменения режима взаимодействия), их расположением на орбитах вычислительных процессов и метрическими свойствами конкретной реализации хаотического движения рабочей точки по дискриминационной поверхности¹. При этом хаотическое движение рабочей точки можно рассматривать как случайное блуждание [10, 11] между орбитами вычислительных процессов, каждая из которых вносит вклад в величину вероятности посещения. Тогда потенциальную опасность фрагмента кода можно трактовать как совокупность этих вероятностей, определяемых на основе пролонгации участка траектории движения рабочей точки, определяемого на каждом шаге обработки пакета (последовательности) унитарного кода.

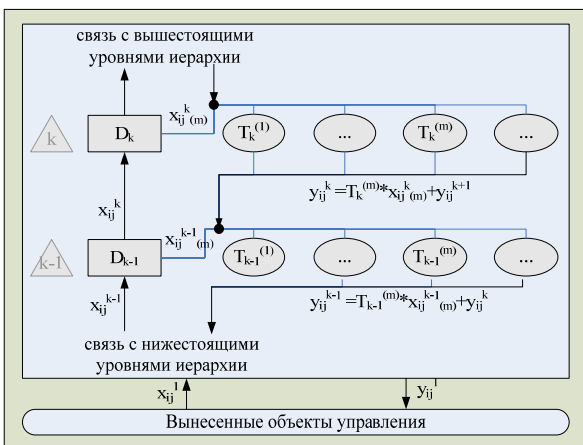


Рис.1. Структурно-функциональная схема типового элемента автоматизированной системы.

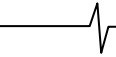
При таком подходе типичный цикл функционирования выделенного элемента (рис.1) представляется в виде первичного анализа последовательности унитарных кодов x_{ij}^k , поступающей от i -го вынесенного объекта управления на j -м шаге функционирования на k -й уровень иерархии автоматизированной системы (уровни нумеруются снизу вверх по иерархии, начиная с 1). Это осуществляется оператором-дискриминатором D_k , задачей которого является выделение из входной последовательности некоторой вложенной последовательности $x_{ij}^{k(m)}$, которая обрабатывается соответствующей частной целевой функцией $T_k^{(m)}$ с формированием выходной последовательности $y_{ij}^k = T_k^{(m)} \otimes x_{ij}^{k(m)} \oplus y_{ij}^{k+1}$, передаваемой на последующий (нижний) уровень иерархии (знаки \otimes и \oplus отражают некоторые операции, выполняемые над потоком унитарных кодов). Оставшаяся часть последовательности x_{ij}^{k+1} , которая не может быть обработана на k -м уровне, передается на последующий верхний уровень иерархии для дальнейшей обработки.

Однако различие слов универсальной грамматики и распределений вероятностей, рассматриваемое на каждом шаге функционирования автоматизированной системы для каждого пакета (выделенной последовательности унитарного кода) без учета динамики изменения на последующем шаге, не может быть использовано в качестве критерия опасности (наличия запрещенных слов). Определение типа или прогноз изменения установившегося режима взаимодействия могут быть осуществлены только при пролонгации изменения вероятности реализации целевой функции автоматизированной системы на весь интервал взаимодействия при $j \rightarrow \infty$ на основе конечного набора имеющихся значений вероятности (набора запрещенных и разрешенных слов). Такая оценка при ее получении на начальном этапе взаимодействия в условиях значительной априорной неопределенности поведения системы постоянно уточняется до достижения заданной достоверности прогноза.

Такой подход может быть реализован на основе математического аппарата теории случайных блужданий, построенной на базе методов гармонического анализа и теории потенциала, применяемых на целочисленной решетке евклидова пространства, и направленной на определение некоторых функционалов траектории случайного движения рабочей точки (блуждания, универсальной грамматики).

Пронумеровав используемые в автоматизированной системе частные целевые функции неотрицательными целыми числами, можно рассматривать последовательность их реализаций при обработке входного потока унитарных кодов как движение изображающей точки в одномерном евклидовом пространстве. Такое движение является пространственно однородным и устойчивым, что позволяет рассматривать последовательность реализаций частных целевых функций элемента или системы как случайное блуждание с переходной функцией $P(x,y)$, определенной для всех пар x и y точек неотрицательной полуоси R этого одномерного евклидова пространства и обладающей свойствами, которые могут трактоваться как требования

¹ В хаос-технологиях этот случай определяется странным аттрактором.



$$0 \leq P(x, y) = P(0, y - x), \quad (1)$$

$$\sum_{x \in R} P(0, x) = 1. \quad (2)$$

Требование (1) отражает свойство пространственной однородности, в соответствии с которым переходная функция случайного блуждания является функцией одной переменной (или может быть сведена к нему) $p(x) = P(0, x)$ со свойствами

$$0 \leq p(x), \quad \sum_{x \in R} p(x) = 1.$$

Выбор переходной функции эквивалентен, таким образом, заданию на R вероятностной меры, то есть неотрицательной функции $p(x)$, сумма значений которой по всем точкам из R равна 1,0. При этом требование пространственной однородности случайного блуждания, которое является единственным ограничением рассматриваемого подхода, полностью реализуется для реальных автоматизированных или автоматических систем, так как в процессе функционирования не существует целевых функций с особыми привилегиями или приоритетами².

Вероятность $P(0, x)$ в этом случае можно рассматривать как вероятность перехода за один шаг из состояния реализации частной целевой функции «0» в состояние выполнения частной целевой функции x . Тогда $P_n(0, x)$ представляет собой вероятность перехода за n шагов, то есть вероятность того, что после n шагов функционирования, определяемых переходной функцией $P(x, y)$, в автоматизированной системе будет реализовываться x -я частная целевая функция. Учитывая, что до поступления входной последовательности в автоматизированной системе реализовывалась некоторая вполне определенная частная целевая функция, можно утверждать, что

$$P_0(x, y) = \delta(x, y) \quad \forall x, y \in R,$$

где $\delta(x, y)$ – дельта-функция Дирака.

Тогда, обозначив $P_1(x, y) = P(x, y)$, для n -го шага несложно получить

$$P_n(x, y) = \sum P(x, x_1)P(x_1, x_2) \dots P(x_{n-1}, y), \quad n \geq 2.$$

В этом выражении суммирование выполняется по всевозможным наборам x_1, x_2, \dots, x_{n-1} точек из R , откуда следуют выражения для вероятности реализации $(m=y-x)$ -й частной целевой функции на $(n+m)$ -м шаге взаимодействия

$$P_{n+m}(x, y) = \sum_{t \in R} P_n(x, t)P_m(t, y) \quad \text{для } n \geq 0, m \geq 0, \quad (3)$$

$$\sum_{y \in R} P_n(x, y) = 1,$$

$$P_n(x, y) = P_n(0, y - x) \quad \text{для } n \geq 0.$$

В условиях конфликтного функционирования автоматизированной системы представляет интерес вероят-

ность того, что некоторая (например, запрещенная в условиях бесконфликтного функционирования) частная целевая функция или их комбинация будет реализована на n -м шаге *впервые*. В отличие от $P_n(x, y)$, эта вероятность не является переходной функцией и не может быть определена в рамках разрешенной универсальной грамматики символьной динамики автоматизированной системы. Тогда вероятность $F_n(x, y)$ того, что случайное блуждание, находясь в момент времени $t=0$ в точке x , *впервые* попадет в точку y в момент времени $t=n$, определяется как

$$F_0(x, y) = 0 \quad \forall x, y \in R$$

$$F_1(x, y) = P(x, y)$$

$$F_n(x, y) = \sum_{\substack{x_i \in R - \{y\} \\ i=1, 2, \dots, n-1}} P(x, x_1) \cdot P(x_1, x_2) \cdot \dots \cdot P(x_{n-1}, y), \quad n \geq 2, \quad (4)$$

где символом $\{y\}$ обозначено подмножество пространства R , состоящее из одного элемента $\{y\}$, а выражение $R - \{y\}$ обозначает дополнение к $\{y\}$.

При этом несложно показать, что для $n \geq 1 \quad \forall x, y \in R$ выполняются рекуррентные соотношения и граничные условия

$$F_n(x, y) = F_n(0, y - x)$$

$$\sum_{k=1}^n F_k(x, y) \leq 1$$

$$F_n(x, y) = \sum_{k=1}^n F_k(x, y)P_{n-k}(y, y). \quad (5)$$

Для определения системы критериев возвратности случайного блуждания, позволяющих определить принципиальную возможность пролонгации характеристик конкретной автоматизированной системы, целесообразно ввести величину $G_n(x, y)$, определяющую ожидаемое число переходов случайного блуждания в точку y при начальной точке блуждания x за время (число шагов) n . Это безразмерное время определяется длиной обрабатываемых автоматизированной системой последовательностей унитарных кодов, из которой без каких-либо принципиальных трудностей могут быть выделены отдельные фрагменты для их анализа совместно с аналогичными фрагментами других пакетов. Аналогично выделяются особые последовательности из вновь образованной последовательности унитарных кодов, что позволяет реализовать принцип последовательного рассмотрения выделенных последовательностей в нескольких слоях, обусловленных изменением состояния автоматизированной системы за счет обработки прошедшего пакета. Число этих слоев может быть произвольно большим и определяется сходимостью полученной оценки. При этом несложно показать, что

$$G_n(x, y) = \sum_{k=0}^n P_k(x, y), \quad n = 0, 1, \dots; \quad x, y \in R, \quad (6)$$

а в пределе при $n \rightarrow \infty$, введя обозначение

$$G_n(0, 0) = G_n, \quad G(0, 0) = G; \quad F_n(0, 0) = F_n, \quad F(0, 0) = F,$$

имеют место соотношения

$$G(x, y) = \sum_{n=0}^{\infty} P_n(x, y) \leq \infty, \quad G = \frac{1}{1 - F}. \quad (7)$$

² Приоритеты вычислительных процессов в операционной среде и их распределение по кольцам приоритета (безопасности) определяется вполне однородным алгоритмом, не допускающим нарушения этого разделения. Поэтому рассмотрение функционирования автоматизированной системы как единой программной реализации в виде некоторой непрерывной последовательности унитарных кодов обуславливает автоматическое выполнение требования (1).

При этом оценки на n -м шаге величины G можно выразить как

$$G_n(x, 0) = \sum_{k=1}^n P_k(x, 0) = \sum_{k=1}^n \sum_{j=0}^k F_{k-j}(x, 0) P_j(0, 0) = \sum_{j=0}^n P_j(0, 0) \sum_{i=1}^{n-j} F_i(x, 0) \leq \sum_{j=0}^n P_j(0, 0) = G_n(0, 0). \quad (8)$$

Отсюда в соответствии с выражением (7) можно определить возвратное блуждание как такое, при котором

$$G = \lim_{n \rightarrow \infty} G_n = +\infty,$$

а невозвратное – при котором

$$G < +\infty.$$

Таким образом, при невозвратном блуждании в пределе (при достаточно большом числе шагов) имеет место срыв (или, по крайней мере, чрезвычайно большая временная задержка) цикла, в то время как при возвратном блуждании число возвратов в исходное состояние для начала нового цикла сохраняется. При этом можно отметить, что при возвратном случайном блуждании (циклическом функционировании автоматизированной системы) за достаточно большое время (число шагов) реализуются все частные целевые функции комплекса, то есть имеет место отсутствие информационной избыточности.

Более строго, во множестве частных целевых функций автоматизированной системы можно выделить три образующих универсальную грамматику подмножества S , R^+ и R^- , формально определяемых как

$$\begin{cases} S = [x | P(0, x) > 0], \\ R^+ = [x | \exists n \geq 0 : P_n(0, x) > 0], \\ R^- = [x | \exists y \in R^+, z \in R^+ : x = y - z]. \end{cases} \quad (9)$$

Подмножество S состоит из разрешенных слов и их сочетаний универсальной грамматики (траекторий движения рабочей точки, орбит вычислительных процессов) частных целевых функций ИКК³. Подмножество R^+ состоит из последовательностей реализованных до n -го шага разрешенных частных целевых функций. Подмножество R^- включает все элементы универсальной грамматики (как разрешенные, так и запрещенные), то есть все последовательности реализованных до n -го шага частных целевых функций комплекса. При этом несложно показать, что R^+ является множеством всех конечных сумм элементов из S , включая 0 (пустую сумму), а также является наименьшей аддитивной подгруппой, содержащей S , а R^- является наименьшей аддитивной подгруппой в R , содержащей R^+ .

Система множеств (9) описывает информационную избыточность существующих ИКК, которая в данной работе понимается в смысле существования в системе «лишних» частных целевых функций, то есть функций, не реализуемых в процессе функционирования за период наблюдения. Соответственно, в системе без избыточности все частные целевые функции автоматизиро-

ванной сисемы реализуются хотя бы раз в процессе функционирования за достаточно большое, но конечное число шагов интервала мониторинга.

Для систем без избыточности $R=R^-$, и соответствующее случайное блуждание $P(x, y)$, определенное на R , является аperiodическим. При этом периодическое блуждание всегда можно свести к аperiodическому путем выбора другой группы R размерности $d \geq 0$, изоморфной R^- , что соответствует устранению избыточности функционирования автоматизированной системы. Это позволяет, не снижая общность подхода, ограничиться рассмотрением аperiodических случайных блужданий, соответствующим функционированию автоматизированной системы без информационной избыточности. Для этого случая случайного блуждания с переходной функцией $P(x, y)$ имеют место соотношения для невозвратного блуждания

$$G(0, x) < \infty \text{ на } R, F(0, 0) < 1, F(0, x) = 0 \text{ на } R-R^+$$

и для возвратного блуждания

$$G(0, x) = \infty \text{ на } R, F(0, x) = 1 \text{ на } R.$$

При рассмотрении конфликтного функционирования автоматизированной системы пролонгация изменения вероятности реализации целевой функции возможна лишь для возвратных случайных блужданий, при которых сохраняется циклическое функционирование комплекса. В этом случае представляется возможным сформировать определенную количественную «меру возвратности» случайного блуждания на основе сравнения количества «попаданий» случайного блуждания в исходную точку (то есть в начало цикла) с количеством «попаданий» в другие точки (располагающиеся внутри цикла):

$$\begin{aligned} A_n(x, y) &= G_n(0, 0) - G_n(x, y) = \\ &= \sum_{k=0}^n P_k(0, 0) - \sum_{k=0}^n P_k(x, y) = \\ &= \sum_{k=0}^n \{P_k(0, 0) - P_k(x, y)\}. \end{aligned} \quad (10)$$

При этом практический интерес с точки зрения пролонгации характеристик функционирования автоматизированной системы представляет предел подобной меры на достаточно большом интервале функционирования, то есть при $n \rightarrow \infty$. Соответствующий предел определяется как

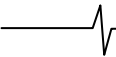
$$a(z) = a(x - y) = A(x, y) = \lim_{n \rightarrow \infty} A_n(x, y) < \infty \quad (11)$$

и известен в литературе как ядро потенциала случайного блуждания [10].

Обозначив ядро потенциала текущего режима функционирования автоматизированной системы через $a^*(x) = \lim_{n \rightarrow \infty} a_n^*(x)$,

на основе предельного тождества для ядра потенциала конфликтного взаимодействия $\hat{a}(x) = 0$ можно утверждать, что мерой «конфликтности» текущего режима функционирования автоматизированной системы или ее элемента является «удаленность» ядра потенциала $a^*(x)$ (или его оценки $a_n^*(x)$) от ядра потенциала $a(x)$ (или оценки $a_n(x)$) бесконфликтного функционирования, нормированная величиной «уда-

³ То есть тех последовательностей реализаций частных целевых функций, которые имеют место в заведомо бесконфликтном режиме функционирования.



ленности» ядра потенциала $a(x)$ от 0. Учитывая дискретность и ограниченность сверху и снизу аргумента x потенциалов, в качестве количественной меры такой удаленности можно ввести понятие коэффициента конфликтности

$$Q = \frac{\sum_{x=1}^X [a(x) - a^*(x)]^2}{\sum_{x=1}^X [a(x) - 0]^2} = \frac{\sum_{x=1}^X [a(x) - a^*(x)]^2}{\sum_{x=1}^X [a(x)]^2}, \quad (12)$$

где X – размерность множества индексов $\{x\}$, то есть количество частных целевых функций, реализованных в ИКК.

Показатель конфликтности Q имеет достаточно очевидную физическую интерпретацию, определяемую его свойствами:

- если $a(x) \equiv a^*(x)$, то есть потенциалы тождественны, $Q=0$,
- если $a^*(x) \equiv 0$, то $Q=1$,
- в остальных случаях $0 < Q < 1$.

Таким образом, коэффициент конфликтности Q будет определять меру конфликтности текущего режима функционирования автоматизированной системы или ее элемента, что эквивалентно в рассматриваемом контексте мере конфликтности поступающего или обрабатываемого фрагмента унитарного кода. Значения Q , близкие к 0, соответствуют бесконфликтному функционированию, $Q \approx 1$ означает наличие взаимно исключающих целей при взаимодействии, то есть реализации конкретной последовательности унитарного кода. При этом следует отметить, что при анализе режима функционирования автоматизированной системы с потенциально конфликтным компонентом, сигнатура которого неизвестна, не представляется возможным определить точное значение предела (11) и, соответственно, применить соотношение (12). В этом случае целесообразно использовать оценки ядер потенциалов, для которых оценка коэффициента конфликтности на произвольном n -м шаге взаимодействия имеет вид

$$Q_n = \frac{\sum_{x=1}^X [a_n(x) - a_n^*(x)]^2}{\sum_{x=1}^X [a_n(x) - 0]^2} = \frac{\sum_{x=1}^X [a_n(x) - a_n^*(x)]^2}{\sum_{x=1}^X [a_n(x)]^2}. \quad (13)$$

Аппаратная реализация предложенного алгоритма идентификации на основе оценки показателя конфликтности фрагмента унитарного кода может быть выполнена на основе инкрементного побитового накопления с одновременным анализом (рис.2). При этом блок идентификации всегда реализует попытку анализа принятого участка последовательности длиной k бит, при $k \geq 1$. Анализ осуществляется посредством применения к последовательности операции информационной свертки, выделяющей из последовательности обращения (вызовы) к частным целевым функциям автоматизированной системы или ее элемента и точкам входа в критические приложения, причем применяемая свертка должна быть тождественна по своей реализации используемой для декодирования входного потока.

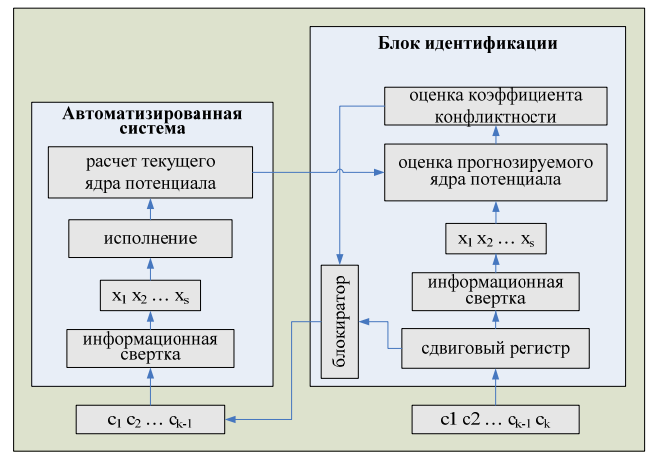


Рис.2. Структурно-функциональная схема блока определения коэффициента конфликтности

В случае если длина k анализируемого участка последовательности недостаточна для анализа (например, в силу невозможности декодирования частично принятого пакета), последовательность буферизуется в блоке идентификации и одновременно передается в автоматизированную систему. При этом в силу тождественности применяемых сверток можно с уверенностью утверждать, что переданная в автоматизированную систему последовательность также не будет успешно декодирована и исполнена, то есть потенциально опасный фрагмент унитарного кода, содержащийся в принятой последовательности унитарных кодов, не будет реализован в текущем вычислительном процессе.

В случае если принимаемая последовательность содержит потенциально опасный фрагмент унитарного кода, в простейшем случае принимается решение о блокировании пакета в пределах блока идентификации, при этом выделенный фрагмент не реализуется в информационном пространстве информационной системы. Если же последовательность не содержит конфликтного компонента, ее последний k -й бит пропускается на вход автоматизированной системы, после чего осуществляется декодирование принятой последовательности и исполнение в информационном пространстве комплекса. При этом происходит пересчет текущего значения ядра потенциала случайного блуждания на основании реально имевших место реализаций частных целевых функций автоматизированной системы.

Используя введенный выше показатель конфликтности (или «меру конфликтности») взаимодействия автоматизированных систем, с формальной точки зрения в качестве целевой функции управления средствами защиты информации целесообразно использовать

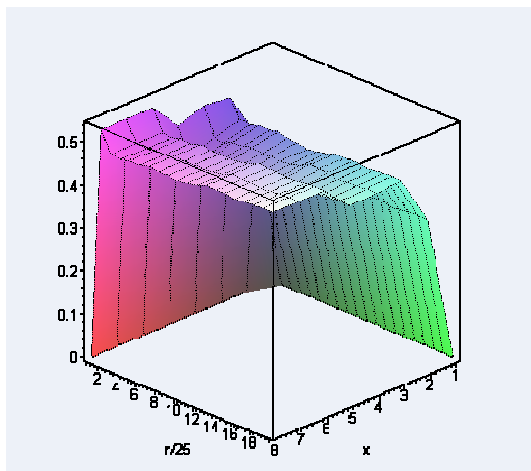
$$Q_n \xrightarrow{n \rightarrow \infty} 0, \quad (14)$$

представляющее собой условие снятия конфликта за достаточно большое число шагов взаимодействия. С учетом определений (12) и (13), можно определить физический смысл (14) как требование к уменьшению различия ядер потенциалов эталонного (бесконфликтного) режима функционирования и текущего режима с увеличением времени взаимодействия. Условие (14) можно рассматривать и как условие информационной устойчивости системы.

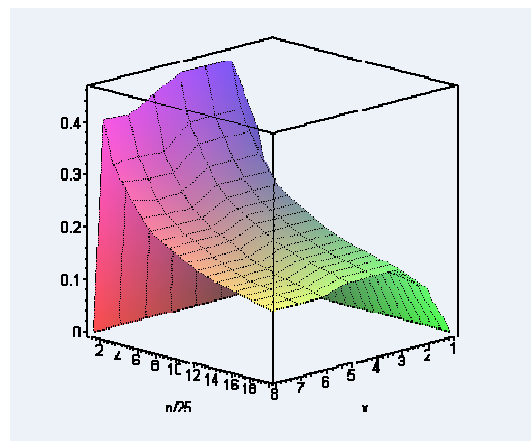
Выражение (14) представляет собой в некотором смысле «идеальное» условие полного снятия конфликта за достаточно большой временной интервал взаимодействия.

Применительно к взаимодействию реальных автоматизированных систем целесообразно говорить о сохранении некоторого заданного (не обязательно нулевого) уровня конфликтности взаимодействия, достижимого на данном этапе взаимодействия с учетом объективных ограничений. При этом требование бесконфликтного режима взаимодействия соответствует небольшим (точнее, наименьшим возможным) значениям коэффициента конфликтности Q , то есть $Q \ll 1$, $Q \approx 0$.

Результаты проведенных расчетов приведены на рис. 3. Для проверки приведенного подхода для определения потенциальной опасности обрабатываемого фрагмента был проведен расчет оценок ядер потенциала для различного числа шагов n при обработке заведомо конфликтных и бесконфликтных пакетов. Результаты проведенных расчетов приведены на рис. 3.



бесконфликтное функционирование



конфликтное функционирование

Рис.3. Значение ядра потенциалов случайных блужданий при взаимодействии автоматизированных систем.

Даже поверхностный анализ приведенных зависимостей показывает, что с увеличением числа шагов при обработке потока унитарного кода в случае бесконфликтного взаимодействия (рис.3) величина ядра потенциала случайного блуждания стабилизируется в области 0,5 с увеличением числа шагов n . При этом, поскольку коэффициент конфликтности, практически, представляет числовой дифференциал дискретной функции изменения величины ядра потенциала слу-

чайных блужданий, то в этом случае коэффициент конфликтности (потенциальной опасности) обрабатываемого пакета унитарного кода стремится к 0. Для конфликтного функционирования аналогичные оценки величины ядра потенциала монотонно убывают с увеличением времени функционального взаимодействия, что обуславливает рост коэффициента конфликтности (потенциальной опасности) обрабатываемого или исполняемого кода. Полученные зависимости свидетельствуют, таким образом, о достаточно быстрой сходимости оценки (13) в соответствии с целевой функцией (14), что позволяет использовать оценки ядер потенциалов вместо точных значений соответствующих пределов.

Таким образом, представленный подход позволяет в условиях априорно неизвестных сигнатур информационных воздействий проводить их выявление независимо от их источника и окружения в потоке унитарного кода. Аппаратная реализация приведенного алгоритма также не представляет трудности на основе, например, сигнальных процессоров, обеспечивающих обработку потоков унитарного кода при выявлении потенциально опасных фрагментов при скоростях информационного обмена до 50-100 Мбит/с.

Литература

1. Лукацкий А.В. Адаптивное управление защитой / А.В. Лукацкий // Сети. Глобальные сети и телекоммуникации. – 1999. – № 10.
2. Лефевр В.А. О самоорганизующихся и саморефлективных системах и их исследовании: в кн. Проблемы исследования систем и структур / В.А. Лефевр. – М.: Сов. радио, 1965. – С. 61–68.
3. Кузнецов В.И. Системное проектирование радиосвязи: методы и обеспечение. Ч. 3: Планирование и управление / В.И. Кузнецов. – Воронеж: ВНИИС, 2000. – 206 с.
4. Мельников В.В. Защита информации в компьютерных системах / В.В. Мельников. – М.: Финансы и статистика, Электронинформ, 1997.
5. Николаев В.И., Толстых Н.Н. Определение потенциальной опасности потока унитарного кода при взаимодействии элементов информационно-коммуникационной системы. Теория и техника радиосвязи, 2006г., №2, с.71-79.
6. Николаев В.И. Модель оценки параметров конфликтного взаимодействия информационных систем / В.И. Николаев, М.А. Перфилов, Ю.В. Сидоров, Н.Н. Толстых // Информация и безопасность / ВГТУ. – Воронеж, 2005. – Вып. 2. – С. 38–47.
7. Николаев В.И. Метод оценки эффективности функционирования информационной системы в условиях информационного конфликта / В.И. Николаев, М.А. Перфилов, Ю.В. Сидоров, В.В. Трофимов, Н.Н. Толстых // Информация и безопасность / ВГТУ. – Воронеж, 2005. – Вып. 2. – С. 53–59.
8. Алексеев В.М. Символьная динамика и гиперболические динамические системы / В.М. Алексеев, М.В. Якобсон. – М.: Мир, 1979. – 312 с.
9. Андреев Ю.В. Хаотические процессоры / Ю.В. Андреев, А.С. Дмитриев, Д.А. Куминов // Успехи современной радиоэлектроники. – 1997. – № 1. – С. 50–79.
10. Спicer Ф. Принципы случайного блуждания / Ф. Спicer. – М.: Мир, 1969. – 472 с.
11. Постон Т. Теория катастроф / Т. Постон, И. Стюарт. – М.: Мир, 1980. – 607 с.

МОДЕЛИ И АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРОЦЕССОВ СБОРА И ДОВЕДЕНИЯ ДАННЫХ В ИЕРАРХИЧЕСКИХ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМАХ

Поветко П.В., Суховой Е.Г., Сухоруков Ю.С.

В настоящее время наблюдается рост исследований и разработок, связанных с проектированием автоматизированных систем управления. Последние достижения в области телекоммуникации и информационных технологий позволяют создавать все более сложные интегрированные информационно-управляющие системы (ИИУС), как по своему составу, так и по выполняемым функциям. Это предъявляет высокие требования к научно-методическому обеспечению проектирования как ИИУС в целом, так и их составных сопрягаемых частей – информационных, телекоммуникационных и управляющих подсистем.

Поскольку от того, какие системотехнические решения будут приняты на первых этапах проектирования ИИУС, существенно зависит успех их разработки, на практике при проектировании как ИИУС в целом, так и их составных частей, используется, как правило, их макетирование и экспериментальное обоснование необходимых системотехнических решений [1]. Это существенно повышает трудоемкость проектирования ИИУС, но не гарантирует выбор лучших системотехнических решений.

Снизить затраты на эти работы и риск неэффективных решений могло бы позволить использование при проектировании ИИУС математических моделей протекающих в них процессов, позволяющих сравнивать, пусть приближенно, варианты системотехнических решений по сопряжению (интеграции) составных частей, подлежащих дополнительному исследованию более сложными методами.

Среди этих моделей важное место занимают модели процессов сбора, обработки и доведения данных в многоуровневых ИИУС.

Известно, что эффективность ИИУС существенно зависит от того, как оперативно их подсистема управления получит информацию о значимых изменениях состояния управляемых объектов (процессов), насколько полной и достоверной будет эта информация, как быстро будут приняты и доведены соответствующим исполнительным элементам управленческие решения. Очевидно, что эффективность ИИУС, наряду с другими факторами, зависит от того, какой пропускной способностью обладает ее телекоммуникационная подсистема, и от того, как эта объективно ограниченная пропускная способность будет использоваться при реализации процедур сбора, обработки и доведения данных. Поэтому известными нормативно-техническими документами [1,2] рекомендуется использовать при проектировании систем телекоммуникаций, обеспечивающих сбор, обработку и доведение

Анализируются закономерности «трансформации» законов распределения вероятности длительности процессов по уровням системы и их влияния на вероятность актуальности данных, используемых управляющей подсистемой. Обосновываются аналитические выражения для оценки вероятностно-временных характеристик процессов сбора, обработки и доведения данных в многоуровневой системе и вероятности актуальности данных, не требующие использовавшихся ранее допущений и ограничений. На основе полученных выражений предлагается способ анализа эффективности регламентированного сбора данных.

данных в ИИУС, такой интегральный показатель их качества, как вероятность актуальности данных, представляемых управляющей подсистеме (вероятность того, что собранные и представленные подсистеме управления данные на момент их использования соответствуют действительному состоянию объектов или процессов). Однако для оценки этой вероятности в известных работах рекомендуются методики, разработанные для одноуровневых систем при допущении, что вероятностно-временные характеристики (ВВХ) процессов сбора, обработки и доведения данных могут быть аппроксимированы экспоненциальными законами распределения вероятности значений времени между значимыми событиями и времени их доведения подсистеме управления.

В многоуровневых интегрированных системах, состоящих из большого числа подсистем, имеются предпосылки для того, что указанное допущение может не выполняться. В частности, при последовательном сборе (обработке) данных вследствие центральной предельной теоремы теории вероятностей время сбора, обработки и доведения данных должно иметь закон распределения вероятностей, близкий к нормальному закону. При параллельном сборе данных законы распределения вероятности его длительности определяются законами распределения вероятности значений нелинейных, в общем случае, функций случайных величин [3], и совсем не «обязаны» быть экспоненциальными законами. Возникает вопрос о том, насколько существенны эти особенности сбора, обработки и доведения данных в многоуровневых иерархических системах при оценке показателя эффективности их подсистемы телекоммуникаций.

Целью настоящей статьи является обоснование аналитических выражений для оценки вероятности актуальности данных, применительно к особенностям многоуровневых интегрированных информационно-управляющих систем и проведение с их помо-

стью оценок эффективности процесса сбора и доведения информации.

Для достижения указанной цели проводится:

- выявление и исследование закономерностей формирования ВВХ процессов сбора, обработки и доведения данных в многоуровневых иерархических системах;
- оценка погрешностей описания этих ВВХ типовыми законами распределения вероятностей длительности процессов;
- оценка погрешностей, которые могут возникать при определении вероятности актуальности данных в ИИУС их сбора и обработки в условиях неопределенности реальных законов распределения вероятности длительности этих процессов;
- обоснование на этой основе удобных для инженерных расчетов аналитических выражений для вероятности актуальности данных;
- анализ эффективности регламентированной процедуры сбора данных в многоуровневой иерархической системе с помощью полученных выражений.

Закономерности ВВХ процессов сбора, обработки и доведения данных в многоуровневых иерархических системах рассмотрим на примере типовой трехуровневой иерархической системы. Для каждого уровня этой системы имеются свои источники информации. На нижнем уровне это первичные источники. Источниками информации для вышестоящих уровней являются нижестоящие уровни и, дополнительно, собственные первичные источники.

Процессы сбора и обработки данных на каждом уровне такой системы могут быть организованы по-разному:

- последовательный сбор данных от источников;
- параллельный сбор;
- последовательно-параллельный сбор, когда от одной части источников данные собираются и обрабатываются параллельно, а от другой – последовательно.

В любом случае процесс сбора и обработки данных на каждом уровне системы завершается тогда, когда будут получены и обработаны данные от последнего из источников информации.

При последовательном процессе сбора и обработки данных на каждом из уровней системы его суммарное время при достаточно большом числе источников в соответствии с центральной предельной теоремой теории вероятности можно считать имеющим нормальный закон распределения вероятностей значений. При этом среднее значение и дисперсия времени сбора и обработки данных пропорциональны числу источников информации.

При параллельном сборе и обработке данных на каждом из уровней системы его суммарное время определяется максимальным значением случайного времени сбора и обработки данных от N источников.

Последовательно-параллельный сбор данных можно рассматривать как частный случай параллельного сбора, при котором группа источников, данные от которых собираются последовательно, рассматривается как один источник. Поэтому в качестве типового рассмотрим случай параллельного сбора, обработки и доведения (доклада) данных на одном уровне системы.

Для случая параллельного сбора данных на одном уровне системы в соответствии с известным [3] выраже-

нием для закона распределения вероятности максимальной из N , считаемых независимыми случайных величин, вероятность окончания процесса к моменту времени $P_{\Sigma}(t < T)$ имеет вид

$$P_{\Sigma}(t < T) = \prod_{i=1}^N P_i(t < T), \quad (1)$$

где $P_i(t < T)$ – вероятность окончания ко времени T доклада от i -го источника.

В соответствии с (1), если вероятность времени сбора, обработки и доведения данных от одного источника имеет, например, экспоненциальный закон распределения, то закон распределения времени окончания всех докладов из N источников экспоненциальным не является [3].

На основе (1) могут быть определены статистические моменты длительности сбора и обработки данных на уровне системы. Например, среднее время окончания всех докладов T_{Σ} может быть вычислено по формуле

$$T_{\Sigma} = \int_0^{\infty} t \sum_{i=1}^N W_i(t) \prod_{k=1}^{i-1} P_k(t) \prod_{m=i+1}^N P_m(t) dt, \quad (2)$$

где $W_i(t)$ – плотность вероятности времени сбора, обработки и доведения данных от одного источника. В частном случае экспоненциальных законов распределения вероятности времени сбора, обработки и доведения данных от одного источника и одинаковых для разных источников средних значений этого времени $T_{\text{ср1}}$, среднее время окончания всех докладов T_{Σ} может быть представлено в виде

$$T_{\Sigma} = T_{\text{ср1}} \times \left[N + \sum_{k=1}^{N-1} (-1)^k \frac{N!}{(N-1-k)! \cdot k! \cdot (k+1)^2} \right], \quad (3)$$

Как следует из (3), при экспоненциальных законах распределения вероятности времени сбора, обработки и доведения данных от одного источника среднее время окончания всех докладов прямо пропорционально среднему значению этого времени $T_{\text{ср1}}$, но достаточно сложно зависит от числа источников N . На основе (1) могут быть получены выражения и для других статистических моментов времени окончания всех докладов при различных законах распределения вероятности времени сбора, обработки и доведения данных от одного источника. Однако, как показали предпринятые попытки получить такие выражения, они индивидуальны для каждого из указанных законов и, как правило, достаточно сложны. Поэтому для выявления общих закономерностей формирования ВВХ процессов сбора, обработки и доведения данных в многоуровневых иерархических системах и оценки погрешностей описания этих ВВХ типовыми законами распределения вероятностей длительности процессов были использованы численные методы, а выявленные при аналитическом исследовании частные закономерности изменения ВВХ процессов сбора, обработки и доведения данных использованы для отыскания эквивалентных параметров обобщенных моделей.

В результате проведенных расчетов и анализа их результатов установлено следующее:

1. Уже на первом уровне трехуровневой иерархической системы происходит определенная «нормализация» законов распределения времени окончания всех докладов. Для этих законов могут быть определены математические ожидания и дисперсии, зависящие от числа источников информации, математических ожиданий и дисперсий времени сбора, обработки и доведения данных от одного источника.

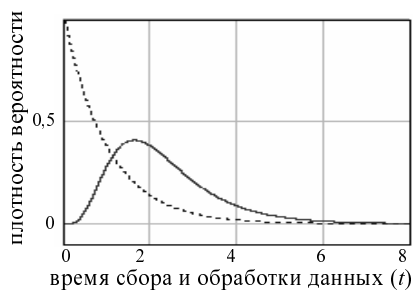
Так, на рис.1 а), б) и в) представлены типовые зависимости $W_i(t)$ и $W_{\Sigma}(t)$ для случаев равномерного, экспоненциального и нормального законов распределения вероятностей значений времени сбора и обработки данных от одного источника, соответственно.

При экспоненциальном законе распределения вероятностей значений времени сбора и обработки данных от одного источника происходит "нормализация" длительности цикла. При нормальном – плотность вероятностей значений длительности цикла остается близкой к плотности нормального закона (хотя и не совпадает с ним). Определенная "нормализация" присутствует даже при равномерном законе распределения вероятностей значений времени сбора и обработки данных.

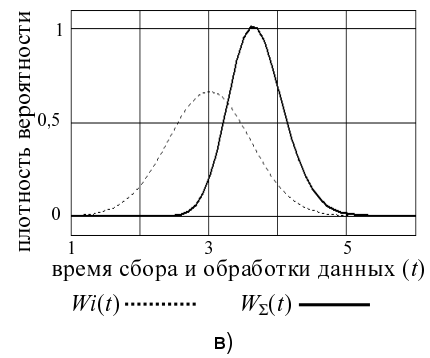
На рис.2 и 3 представлены результаты расчетов зависимости $T_{\text{ср}\Sigma}$ от числа источников и от средней длительности одного доклада. Как следует из рис.3, во всех случаях среднее значение длительности цикла практически линейно зависит от среднего значения времени сбора и обработки данных от одного источника. Однако, как следует из рис.2, средние длительности циклов по-разному зависят от числа источников. Эта зависимость нелинейная. Причем, можно заметить, что средние длительности циклов зависят не только от числа источников, но и от коэффициента вариации закона распределения времени сбора и обработки данных от одного источника.



а)



б)



в)

Рис.1. Зависимости плотности вероятностей значений времени сбора и обработки информации от одного источника и длительности цикла сбора и обработки информации на уровне системы для: а) равномерного; б) экспоненциального; в) нормального законов распределения вероятности значений времени сбора и обработки данных от одного источника.

Число источников информации – 5. Среднее время сбора и обработки данных от одного источника – 1 минута в случаях экспоненциального и равномерного законов распределения и 3 минуты – в случае нормального закона распределения вероятностей значений времени сбора и обработки данных от одного источника.

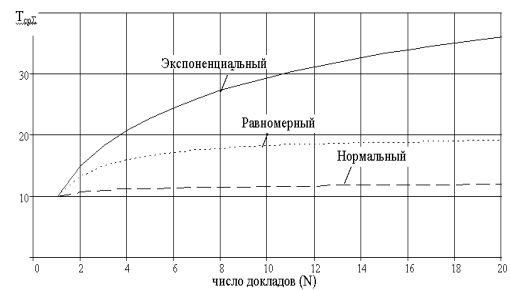


Рис.2. Зависимость среднего времени окончания всех докладов ($T_{\text{ср}\Sigma}$) от числа источников N , при заданном среднем значении длительности одного доклада ($T_{\text{ср}1}=10$).

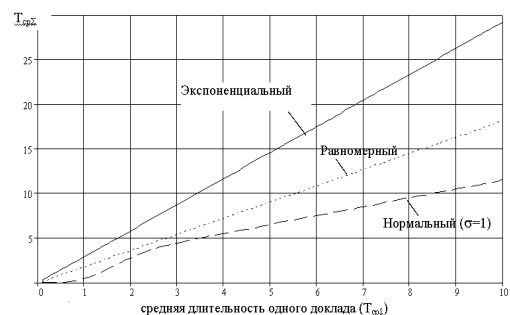


Рис.3. Зависимость среднего времени окончания всех докладов ($T_{\text{ср}\Sigma}$) от среднего времени длительности одного доклада ($T_{\text{ср}1}$), при заданном числе докладов ($N = 10$), для различных законов распределения.

Дополнительные расчеты показали, (см. рис.4), что для приближенной оценки средней длительности цикла $T_{\text{ср}\Sigma}$ на нижнем уровне иерархической системы для всех рассмотренных законов распределения вероятности времени сбора и обработки данных от одного источника можно использовать приближенную формулу вида

$$T_{\text{ср}\Sigma} = T_{\text{ср}1} \left(N \frac{\sigma_1}{T_{\text{ср}1}} + 1 \right)^{0,4}, \quad (4)$$

где σ_1 – среднеквадратическое отклонение значений времени сбора и обработки данных от одного источника.

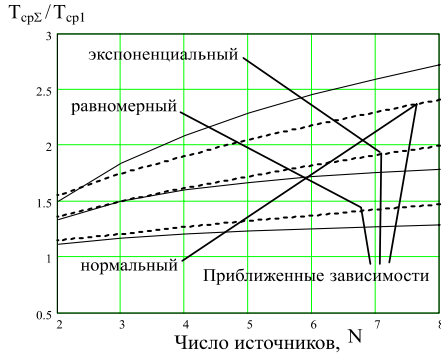


Рис.4. Изменения средних значений длительностей циклов, отнесенных к средним значениям времени сбора и обработки данных от одного источника информации в зависимости от количества этих источников для различных законов распределения вероятностей значений времени сбора и обработки данных от одного источника.

Погрешность оценки $T_{ср\Sigma}$ в соответствии с (4) составляет: для равномерного закона распределения времени сбора и обработки данных от одного источника до 20%, для экспоненциального – до -15%, для нормального – до 15%, при числе первичных источников до 10 (знак «-» свидетельствует о том, что точное значение средней длительности цикла $T_{ср\Sigma}$ больше приближенного).

Как показали расчеты, дисперсия длительности цикла сбора и обработки данных на одном уровне зависит от дисперсии времени сбора и обработки данных от одного источника и числа источников по-разному для различных законов распределения вероятностей значений времени сбора и обработки данных (рис.5).

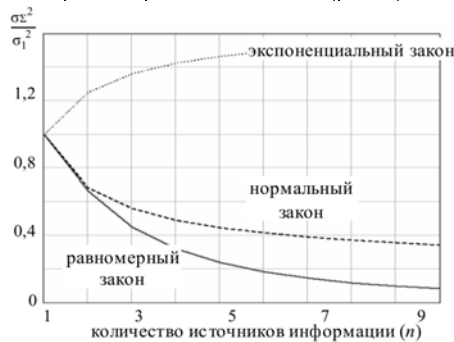


Рис.5. Зависимость отношения дисперсии длительности цикла сбора и обработки данных на одном уровне системы к дисперсии времени сбора и обработки данных от одного источника от числа источников

Так, для экспоненциального закона распределения дисперсия длительности цикла с увеличением числа источников увеличивается примерно пропорционально корню четвертой степени из числа источников, а для нормального и равномерного – уменьшается. В случае равномерного закона это уменьшение примерно обратно пропорционально числу источников, а в случае нормального – обратно пропорционально корню квадратному из числа источников. Однако, учитывая абсолютные значения изменения дисперсии длительности процесса сбора и обработки данных на уровне иерархической системы при изменении числа источников инфор-

мации, ее можно считать примерно равной дисперсии длительности сбора и обработки данных от одного источника. Как будет показано ниже, при оценке вероятности актуальности данных в практически важных случаях достаточно знать коэффициент вариации времени сбора и обработки данных. Замена точных значений дисперсии на значение дисперсии длительности сбора и обработки данных от одного источника при числе источников до 6 может привести к погрешностям оценки коэффициента вариации до 30%.

2. С повышением уровня иерархической системы степень «нормализации» законов распределения времени окончания всех докладов растет, а математическое ожидание этого времени с повышением уровня системы и увеличением числа источников на каждом уровне увеличивается в большей степени, чем его дисперсия.

Типовые результаты расчетов плотности вероятности времени окончания приема докладов по уровням системы представлены на рис.6. На нем же для сравнения приведены аппроксимации этих законов нормальным (с теми же математическими ожиданиями и дисперсиями).

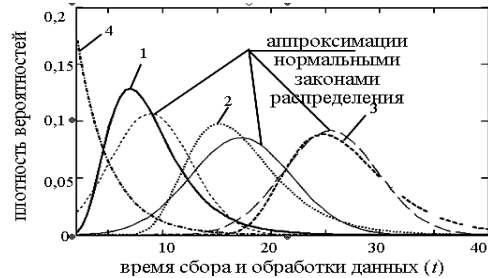


Рис.6. Плотность распределения времени окончания докладов по уровням системы (1, 2, 3 – плотности распределения времени доклада по уровням системы, 4 – плотность распределения времени доклада первичного источника – экспоненциальный со средним значением 3 минуты)

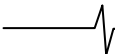
Расчеты показали, что для количественной оценки математических ожиданий длительностей циклов сбора и обработки данных на втором и третьем уровне системы могут быть использованы формулы, аналогичные (4), но отличающиеся физическим смыслом значений входящих величин. Так, на втором уровне системы среднюю длительность цикла сбора и обработки данных можно оценивать по формуле вида

$$T_{ср2} = (T_{ср\Sigma} + T_{12}) \cdot \left(N_1 \cdot \frac{\sigma_2}{(T_{ср\Sigma} + T_{12})} + 1 \right)^{0,4}, \quad (5)$$

на третьем – по формуле вида

$$T_{ср3} = (T_{ср2} + T_{23}) \cdot \left(N_2 \cdot \frac{\sigma_2}{(T_{ср2} + T_{23})} + 1 \right)^{0,4}, \quad (6)$$

где $\sigma_2 \approx \sqrt{2} \cdot \sigma_1$ – среднеквадратическое отклонение времени сбора и обработки данных на первом уровне и их передачи на вышестоящий уровень, $T_{ср\Sigma}$ определяется выражением (4), T_{12} и T_{23} – среднее время передачи данных с первого на второй и со второго на третий соответственно, N_1 и N_2 – количество элементов, осуществляющих сбор и обработку данных на первом и втором уровне системы.



Погрешность оценки $T_{ср2}$ в соответствии с (5) составляет: для экспоненциального закона распределения времени сбора и обработки данных от одного источника до – 8%, а для нормального – до 10%. Оценка среднего времени, в соответствии с (6), имеет большие по сравнению с (4) и (5) погрешности. Для экспоненциального закона распределения времени сбора и обработки данных от одного источника погрешность $T_{ср3}$, в соответствии с (6), составляет до 30%, а для нормального – до 45%.

Таким образом, в результате исследования закономерностей процессов сбора, обработки и доведения данных в многоуровневых интегрированных системах установлено, что ВВХ этих процессов не описываются экспоненциальными законами, но близки к нормальным законам. Погрешности оценки параметров этих законов могут достигать величин порядка 50%. Возникает вопрос о том, насколько значимы такие погрешности при оценке вероятности актуальности данных.

Исследование влияния видов законов распределения входных параметров при расчете вероятности актуальности данных выполнено для различных регламентов процедуры сбора, обработки и доведения данных:

– обновление информации сразу по происшествии события;

– обновление информации в строго регламентированные моменты времени с периодичностью $T_{обн}$.

Эти регламенты процедуры сбора, обработки и доведения данных являются типовыми, а используемые на практике регламенты могут быть представлены их комбинацией.

В обоих случаях известные положения теории вероятностей [3] позволяют получить необходимые выражения для вероятности актуальности данных.

В случае обновления информации сразу по происшествии события

$$P_{акт} = \int_0^{\infty} \frac{dP_{изм}(t)}{dt} \cdot P_{дов}(t) dt = \int_0^{\infty} W_{изм}(t) \cdot P_{дов}(t) dt. \quad (7)$$

В случае обновления информации в строго регламентированные моменты времени с периодичностью $T_{обн}$

$$P_{акт} = \frac{\int_0^{T_{обн}} P_{акт}(\Delta) d\Delta}{T_{обн}}, \quad P_{акт}(\Delta) = \sum_{i=1}^{\infty} P_i P_{ни} P_{дов}^i, \quad (8)$$

где P_i – вероятность того, что на i -м интервале произошло хотя бы одно изменение, $P_{ни}$ – вероятность того, что на всех остальных $j < i$ интервалах не произойдет ни одного изменения состояния объекта, $P_{дов}^i$ – вероятность того, что сообщение о последнем изменении к моменту использования доведено.

Эти выражения для вероятностей актуальности данных в конечном аналитическом виде (после задания вида и параметров законов распределения вероятности времени наступления значимых событий и времени доведения данных о них и интегрирования) достаточно сложны даже в случае, когда поток событий по изменению состояний объектов учета является пуассоновским. Они еще более сложны, если законы распределения вероятностей времени доведения данных отличаются от

экспоненциального закона.

Поэтому для выявления и описания закономерностей влияния вида и параметров законов распределения вероятностей времени доведения данных на вероятность их актуальности представляет интерес отыскание приближенных выражений для этой вероятности.

С этой целью проведены расчеты $P_{акт}$ по формулам (7) и (8) при различных видах законов распределения времени доведения. Результаты этих расчетов представлены на рис.7 и 8 соответственно. Как следует из результатов расчетов, аппроксимация времени обработки, ввода и доведения экспоненциальным законом, дает завышенный результат, то есть значения вероятности актуальности обрабатываемой информации оказываются больше, чем при других рассмотренных законах распределения этого времени. С другой стороны, при соблюдении определенных соотношений ($T_{изм} \gg T_{дов}$), различия между законами распределения $P_{дов}(t)$ незначительны (приведенное условие соответствует наиболее часто рассматриваемому на практике случаю, когда $P_{дов}$ находится в пределах 0,7÷1).

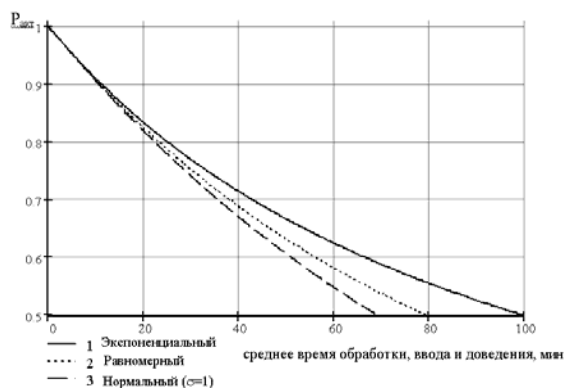


Рис.7. Зависимость вероятности актуальности от среднего времени обработки, ввода и доведения информации для различных законов распределения $P_{дов}(t)$. Случай непосредственного обновления информации, среднее время между событиями – 100 мин, закон распределения времени между событиями – экспоненциальный.

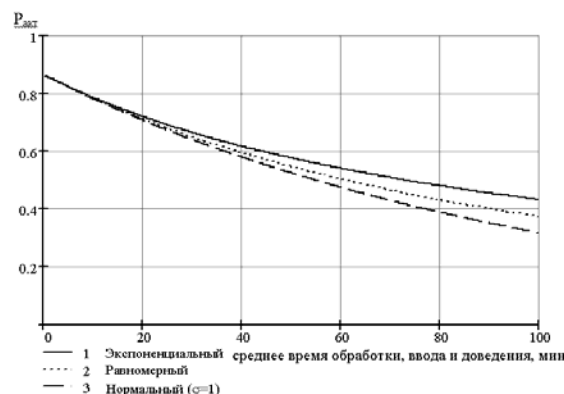


Рис.8. Зависимость вероятности актуальности от среднего времени обработки, ввода и доведения информации для различных законов распределения $P_{дов}(t)$. Случай периодического обновления информации, период обновления $T_{обн}=30$ мин, среднее время между событиями $T_{изм}=100$ мин, закон распределения времени между событиями – экспоненциальный.

Для решения задачи обоснования приближенных формул для вероятностей актуальности данных при различных законах распределения вероятностей времени их доведения обратим внимание на то, как ведут себя зависимости вероятности актуальности данных от среднего времени их сбора, обработки и доведения при различных законах распределения вероятностей значений этого времени. Эти зависимости монотонно убывающие. Причем, можно заметить, что вероятность актуальности данных при фиксированном среднем времени их сбора, обработки и доведения уменьшается при уменьшении коэффициента вариации этого времени ($\sigma_{\text{дов}}/T_{\text{дов}}$), равному единице при экспоненциальном и нулю при вырожденном законе. При других законах распределения вероятностей времени сбора, обработки и доведения данных, имеющих значения коэффициента вариации $0 < \sigma_{\text{дов}}/T_{\text{дов}} < 1$, значения вероятности актуальности данных находятся внутри области, ограниченной зависимостями вероятности актуальности данных при вышеуказанных экспоненциальном и вырожденном законах. Поэтому можно предположить, что искомая приближенная формула может иметь вид

$$P_{\text{акт}} \approx P_{\text{акт эксп}} \frac{\sigma_{\text{дов}}}{T_{\text{дов}}} + P_{\text{акт выр}} \left(1 - \frac{\sigma_{\text{дов}}}{T_{\text{дов}}}\right), \quad (9)$$

где $P_{\text{акт эксп}}$ и $P_{\text{акт выр}}$ – зависимости для вероятности актуальности при экспоненциальном и вырожденном законах распределения вероятностей времени сбора, обработки и доведения данных соответственно. В случае $\sigma_{\text{дов}}/T_{\text{дов}}=1$ и $\sigma_{\text{дов}}/T_{\text{дов}}=0$ получаем указанные выше частные случаи для вероятности актуальности данных.

Численные расчеты для случая других законов распределения вероятностей времени сбора, обработки и доведения данных показали (см. рис.9 и 10), что приближение (9) имеет погрешность, не превосходящую 5...7%, по крайней мере, при условии $\sigma_{\text{дов}}/T_{\text{дов}} \leq T_{\text{дов}}/T_{\text{изм}} < 1$ (условие в представляющем интерес для практики случае). Выражение (9) имеет указанную выше погрешность как для регламента «доставление данных по мере изменений состояний объектов учета», так и для регламента «в установленные сроки».

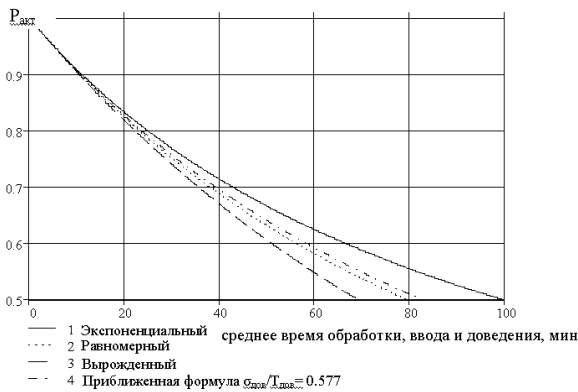


Рис.9. Зависимость вероятности актуальности от среднего времени обработки, ввода и доведения информации для различных законов распределения $P_{\text{дов}}(t)$. Случай непосредственного обновления информации, среднее время между событиями – 100 мин, закон распределения времени между событиями – экспоненциальный.

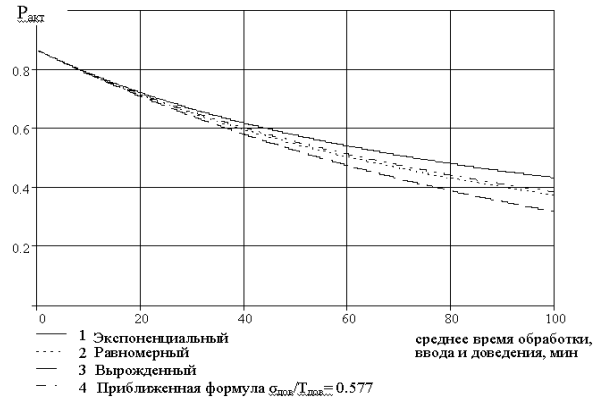


Рис.10. Зависимость вероятности актуальности от среднего времени обработки, ввода и доведения информации (b) для различных законов распределения $P_{\text{дов}}(t)$. Случай периодического обновления информации, период обновления $t_n=30$ мин, среднее время между событиями $\xi=100$ мин, закон распределения времени между событиями – экспоненциальный.

В случае экспоненциального распределения времени между событиями изменения состояния объектов учета для регламента «по мере изменений состояний объектов учета» (9) приобретают вид

$$P_{\text{актн}} = \frac{c}{(1+b) \cdot b} + \left(1 - \frac{c}{b}\right) \cdot \exp(-b), \quad (10)$$

где $c = \sigma_{\text{дов}}/T_{\text{дов}}$, $b = T_{\text{дов}}/T_{\text{изм}}$, а для регламента «в установленные сроки»

$$P_{\text{актп}} = \left[\frac{c}{(1+b) \cdot b} + \left(1 - \frac{c}{b}\right) \cdot \exp(-b) \right] \cdot \frac{1 - \exp(-a)}{a}, \quad (11)$$

где $a = T_{\text{обн}}/T_{\text{изм}}$.

Из выражений (10) и (11) следует, что при $T_{\text{дов}}/T_{\text{изм}} \ll 1$ для оценок вероятности актуальности данных вид закона распределения вероятностей времени их сбора, обработки и доведения можно не учитывать.

Действительно, если разложить функции $\exp(-T_{\text{дов}}/T_{\text{изм}})$ и $(1 + T_{\text{дов}}/T_{\text{изм}})$ в ряды по значениям $T_{\text{дов}}/T_{\text{изм}}$ и ограничиться первыми членами этих рядов, то из (10) и (11) получаем при любом законе распределения времени сбора, обработки и доведения данных известные для случая экспоненциальных распределений [1] выражения:

– в случае регламента «по мере изменений состояний объектов учета»

$$P_{\text{акт}} \approx \frac{T_{\text{изм}}}{T_{\text{изм}} + T_{\text{дов}}}, \quad (12)$$

– в случае регламента «в установленные сроки»

$$P_{\text{акт}} \approx \frac{T_{\text{изм}}^2}{T_{\text{обн}} (T_{\text{изм}} + T_{\text{дов}})} \left[1 - \exp\left(-\frac{T_{\text{обн}}}{T_{\text{изм}}}\right) \right]. \quad (13)$$

Таким образом, при оценке вероятности актуальности данных для практически важных случаев, когда среднее время доведения данных меньше среднего времени изменения состояния объектов учета, вид закона распределения вероятности времени

сбора, обработки и доведения данных можно не учитывать.

Анализа эффективности регламентированного процесса сбора данных в многоуровневых системах производится с помощью предложенных приближенных выражений для среднего времени сбора, обработки и доведения данных и для показателя качества функционирования – вероятности актуальности информации.

Для этого, исходя из заданного значения вероятности актуальности и среднего времени значимого изменения состояний объектов учета ($T_{изм}$), строится зависимость среднего времени доведения ($T_{дов}$) от значения периода обновления информации ($T_{обн}$). Вычисления производятся с помощью выражения (11). На рисунке 11 представлен пример такой зависимости.

Под средним временем доведения данных понимается время сбора информации от объектов, находящихся внизу иерархии (первичных источников информации), до самого верхнего уровня системы. В случае последовательно-параллельной процедуры при наличии трехуровневой системы оно вычисляется по формулам (5) и (6). Среднее время значимого изменения состояний объектов учета задается исходными данными на основании анализа назначения и условий функционирования системы. Порог значения вероятности актуальности определяется степенью важности передаваемой информации: в [1] определено, что для систем, функционирующих в масштабе времени близком к реальному, значение вероятности не должно быть (в зависимости от допустимой степени риска) менее 0,8 - 0,9, для других систем – 0,7 - 0,8.

Кривая, представленная на рисунке 11, является границей при принятии решения об эффективности той или иной процедуры сбора, обработки и доведения информации. Если точка (или в общем случае область), характеризующая вероятностно-временные характеристики процесса регламентного сбора данных и описываемая парой значений – время доведения и период обновления, лежит ниже этой кривой, то такая процедура может считаться приемлемой по показателю вероятность актуальности данных. В противном случае эта процедура считается недостаточно эффективной и, либо этот вариант сбора данных исключается из рассмотрения, либо проводится его доработка с целью уменьшения времени доведения информации и/или периода обновления.

Следует также отметить, что существуют максимально допустимые пределы для времени сбора и периода обновления, превысив которые, в принципе невозможно выполнить заданные требования. Эти пределы зависят от времени значимого изменения

состояния объектов учета ($T_{изм}$) и меняются при различных значениях вероятности актуальности ($P_{акт}$).

Так, для $T_{дов}$ максимально допустимое значение будет меняться от $0,1 \cdot T_{изм}$ при $P_{акт} = 0,9$ до $0,45 \cdot T_{изм}$ при $P_{акт} = 0,7$; для $T_{обн}$ – от $0,2 \cdot T_{изм}$ до $0,75 \cdot T_{изм}$ соответственно.

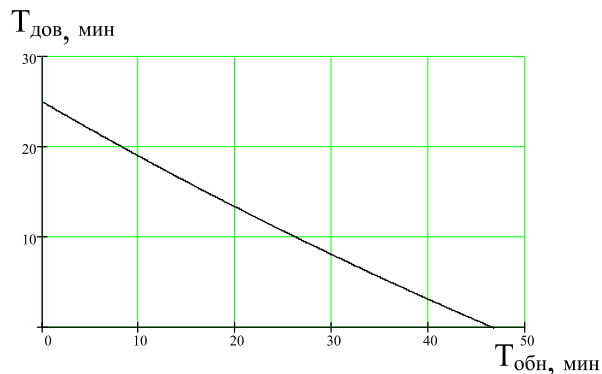


Рис. 11. Зависимость среднего времени обработки, ввода и доведения ($T_{дов}$) от длительности интервала обновления ($T_{обн}$) при заданном $T_{изм} = 100$ минут и $P_{акт} = 0,8$.

Выводы

1. ВВХ процессов сбора, обработки и доведения данных в многоуровневой интегрированной системе могут быть с достаточно высокой точностью описаны нормальными законами со специальным образом определенными математическими ожиданиями и дисперсиями.

2. Вклады частных подсистем в состав многоуровневых ИИУС целесообразно оценивать по их влиянию на интегральный показатель – вероятность актуальности данных на верхнем уровне управления, по формулам, полученным в настоящей статье. В частном случае, при времени доведения информации существенно меньшем времени изменения обстановки, можно использовать известные формулы.

3. Предложен способ определения эффективности регламентированных процедур сбора данных, дана оценка её предельно допустимых параметров.

Литература

1. ГОСТ РВ 51987-2002. Информационная технология. Комплекс стандартов на автоматизированные системы. Требования и показатели качества функционирования информационных систем. Общие положения. – М., 2002.
2. Методическое руководство по оценке качества функционирования информационных систем (в контексте стандарта ГОСТ РВ 51987-2002) – М.: Изд-во 3 ЦНИИ МО РФ, 2003.
3. Вентцель Е.С. Теория вероятностей / Е.С. Вентцель, Л.А. Овчаров. – М.: Наука, 1969.

УДК 621.391

ЭФФЕКТИВНЫЙ ПО СКОРОСТИ АЛГОРИТМ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С АВТОМАТИЧЕСКИМ ЗАПРОСОМ ПОВТОРЕНИЯ

Гармонов А.В., Савинков А.Ю., Жданов А.Э.

Введение

Системы подвижной радиосвязи зарождались как системы радиотелефонной связи, ориентированные исключительно на передачу голоса. Потребность в передаче негословных цифровых данных появилась в связи с развитием компьютерной техники и цифровых систем управления. По мере развития таких систем росла доля негословного трафика, и в настоящее время передача цифровых данных является важнейшей функцией системы радиосвязи, несомненно, более важной, чем голосовая связь, которая может быть при необходимости реализована на цифровых каналах.

Передаваемые цифровые данные могут быть разделены на две больших категории:

- потоковые данные реального времени, не требующее безошибочной передачи (видеонаблюдение, голосовая связь по VoIP, интернет-радио и т.п.);
- блочные цифровые данные конечного размера, требующее безошибочной передачи (файлы программ и данных, базы данных, идентификационная информация и т.п.).

Для передачи потоковых данных необходимо предоставить гарантии канала передачи по средней скорости передачи, а в отдельных случаях также по задержке и ее дисперсии. Допустимый уровень ошибок при этом поддерживается за счет использования системы помехоустойчивого кодирования.

Безошибочная передача блоковых цифровых данных только за счет использования системы помехоустойчивого кодирования в реальных каналах радиосвязи не может быть достигнута. В этой связи прибегают к автоматической повторной передаче пакетов данных, принятых с ошибкой. Размер передаваемого пакета и тип помехоустойчивого кода являются предметом оптимизации. При этом обычно не накладывают ограничений по скорости передачи данных, требуя только их безошибочной передачи.

Вместе с тем, скорость доставки блоковых цифровых данных тоже может быть важна, например, если эти данные необходимы для принятия критического решения. В системах связи общего пользования время доставки блока данных влияет на удобство пользования и конкурентоспособность системы связи. Таким образом, задача повышения скорости передачи блочных цифровых данных является вполне актуальной.

Скорость передачи цифровых данных можно увеличить за счет сокращения числа повторных передач в системе автоматического запроса повторения, что, в свою очередь, может быть достигнуто за счет более эффективного использования корректирующей способ-

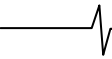
Предлагается способ автоматического запроса повторения неполным выкалыванием, позволяющий повысить скорость передачи блочных цифровых данных. Приводятся результаты имитационного моделирования.

ности помехоустойчивого кода. В литературе такой подход известен как гибридный автоматический запрос-повторение (HARQ) [1].

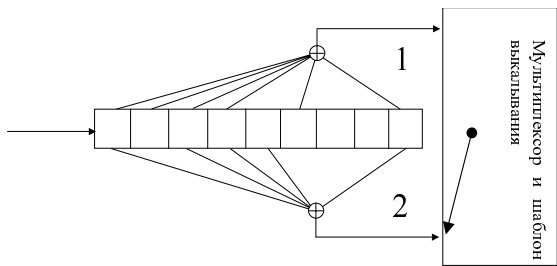
В статье предлагается эффективный метод повышения скорости передачи блочных цифровых данных в системах с автоматическим запросом повторения, основанный на свойстве делимости сверточного кода.

Метод повышения скорости передачи блочных данных

В настоящее время широкое распространение получил сверточный помехоустойчивый код, впервые предложенный в [2]. Большой вклад в развитие теории сверточных кодов внес Витерби [3], который разработал свой алгоритм как метод доказательства теорем кодирования для сверточных кодов. Важным свойством сверточного кода, которое может быть использовано для разработки протоколов ARQ, является свойство делимости, известное из [4], которое состоит в том, что избыточные символы помехоустойчивого кода могут быть сгруппированы и разделены на группы. При удалении одной или нескольких таких групп корректирующие свойства кода сохраняются, но, естественно, в меньшей степени. Последующая передача удаленных групп увеличивает вероятность правильного повторного декодирования сообщения в целом. Однако в [4] рассмотрены каскадные блочные коды, где разделение кодовых символов в кодовом слове не всегда эффективно. Гораздо большее распространение данный подход получил для сверточных кодов, где данный подход используется для согласования информационной и канальной скоростей передачи. Большой вклад в развитие теории выколотых кодов внес Хагенуэр, который предложил концепцию семейства кодов совместимых по скорости [5]. В основе лежит "материнский" сверточный код с целой скоростью. За каждый цикл выкалывания формируют группу выколотых символов, в результате получая код с дробной скоростью, которая выше чем в исходном коде. Выколотые символы выбирают, учитывая дистанционные свойства кода, таким образом, чтобы добиться максимальной помехоустойчивости в выколоте кода. На приемной стороне получившийся код декодируют тем же декодером, который используют для материнского кода, где выколотые или не переданные символы заменяют нулями, что соответствует принципу максимального правдоподобия. Повторяя цикл выкалывания несколько раз, получают семейство кодов совместимых по скорости. Причем для



передачи по каналу необязательно использовать материнский код, достаточно взять код из середины списка, к которому в случае необходимости можно применить дополнительное *выкалывание* или, наоборот, провести дополнительное *наращивание* количества кодовых символов, осуществляя тем самым адаптивное регулирование скорости передачи в зависимости от помеховой обстановки в канале. Пример выкалывания приведен на рис. 1. Мультиплексор осуществляет преобразование параллельного выходного потока в последовательный. Кроме того, символы, отмеченные нулями, не передают по каналу.



Вых1:	1	1	0	1	0	1	0
Вых2:	1	0	1	0	1	0	1

Рис. 1. Пример выкалывания для сверточного кода

Классическая система с ARQ, которая при ошибочном декодировании кадра предусматривает стирание принятых данных, полную повторную передачу кадра и независимое декодирование вновь полученного кадра, не эффективна при использовании помехоустойчивого кодирования, т.к. приводит к избыточной передаче данных. Более эффективной является такая стратегия, которая предусматривает при ошибочном декодировании сохранение данных кадра, получение от передатчика некоторой дополнительной информации и повторное декодирование кадра с использованием этой дополнительной информации. Если объем дополнительной информации меньше объема целого кадра, то эффективность использования канала связи существенно увеличивается.

Возможны несколько подходов к реализации подобной стратегии ARQ:

1. Повторная передача кадра и оптимальное сложение мягких решений, сохраненных в памяти приемника (известно как суммирование Чейза – HARQ-1), [6].
2. При первой передаче кадра часть кодовых символов выкалывают. В случае ошибки декодирования, выколотые кодовые символы (или их часть) передают приемнику. Такой подход особенно эффективен при турбокодировании и известен как RCPTC (Rate Compatible Punctured Turbo Codes), (HARQ-2), [7].
3. Использование кодов с нарастающей сложностью. В случае ошибочного декодирования на передающей стороне вычисляют новые кодовые символы, которые передают приемнику. В том случае, если повторная передача может быть декодирована самостоятельно это (HARQ-3), в обратном случае это (HARQ-2a).

Использование алгоритма [8] автоматического запроса повторения позволяет полностью исключить потерю реальной скорости передачи данных, вызванную повторными передачами. Алгоритм, состоит в том, что передачу последовательности пакетов по каналу не прерывают в случае

возникновения ошибки, а передают пакет, в котором удаляют одну из кодовых групп текущего пакета. Вместо нее передают дополнительную кодовую группу для ошибочного пакета, не нарушая, таким образом, по кадровую синхронизацию.

При работе такой ARQ возможна ситуация, когда новый пакет, содержащий в себе символы предыдущего пакета, неверно декодированного ранее, также принимается с ошибкой, а переданный дополнительный кодовый блок для предыдущего пакета не помог декодировать предыдущий пакет корректно. В этом случае предлагается новые неверно декодированные пакеты размещать в очереди испорченных пакетов и обрабатывать их последовательно, в порядке поступления.

Чтобы предотвратить неограниченный рост очереди испорченных пакетов предлагается следующее. Порог регулировки мощности необходимо связать с длиной очереди испорченных кадров сверх некоего размера мощность передаваемого сигнала начнет возрастать, что создаст условия для сокращения очереди испорченных пакетов. Если дальнейшее увеличение мощности передатчика невозможно или нежелательно, передатчик должен прекратить формирование новых пакетов и перейти в режим обычной ARQ пока длина очереди испорченных пакетов не сократится.

Будем называть описанную стратегию автоматическим запросом повторения с неполным выкалыванием.

Предлагаемый способ заключается в следующем:

1. Определяют циклическую контрольную сумму и добавляют ее к информационной последовательности.
2. Кодировать информационную последовательность.
3. Формируют блоки перезапроса, например разбивая несистематические компоненты кода на блоки по

$m = \frac{N}{P}$ символов, где P - период выкалывания, и сохраняют их в памяти.

4. Передают всю кодовую последовательность, если не требуется передавать перезапрос.

5. Если требуется передать перезапрос, осуществляют выкалывание в текущем кодовом блоке и вместо выколотых символов передают соответствующий блок перезапроса.

6. На приемной стороне разделяют текущий кодовый блок и блок перезапроса.

7. Суммируют символы блока перезапроса с соответствующими символами из ранее переданного пакета.

8. Декодируют текущий блок и старый блок.

9. Если текущий блок декодирован неверно, он помещается в очередь.

10. Передают подтверждение о правильном декодировании пакетов, если старый пакет декодирован неверно, передают один из ранее не переданных блоков перезапроса.

11. Выбирают порог регулировки мощности в зависимости от длины очереди неверно декодированных пакетов, при увеличении очереди неверно декодированных пакетов мощность передаваемого сигнала повышают.

12. Если при увеличении мощности передаваемого сигнала не удастся уменьшить очередь неверно декодированных пакетов, новых пакетов не передают, а передают только повторы.

Схемы приемника и передатчика, реализующих данный алгоритм, приведены на рис. 2 и рис. 3.

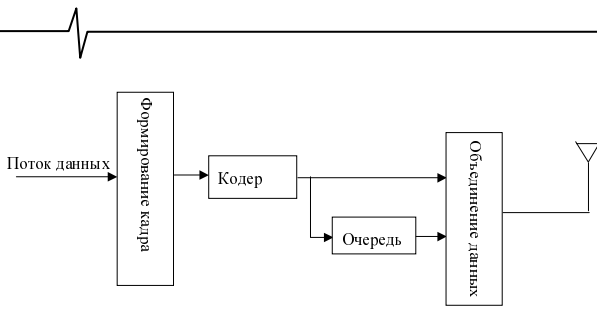


Рис. 2. Схема передатчика

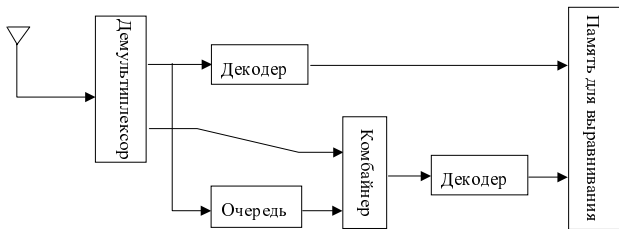


Рис. 3. Схема приемника

Приемник разделяет принятые данные на два потока: поток символов нового пакета и поток дополнительных символов для ошибочного пакета. Пакеты сохраняют в очереди, если они декодированы неверно. Пакеты из очереди объединяют с повторенными символами и декодируют повторно. Пакет удаляют из очереди после корректного декодирования. Блок памяти используется для восстановления исходного порядка следования кадров перед их выдачей получателю.

Передатчик записывает каждый из переданных пакетов в очередь. Пакет может удаляться из очереди, например, по истечению таймута, если требование на перезапрос не поступило в течение заданного времени. Пакет однозначно удаляют из очереди при получении сигнала подтверждения о приеме данного пакета. Очередь передатчика является аналогом очереди приемника. Если передатчик получил запрос на повторную передачу пакета, то повторяемые или дополнительные символы этого пакета вставляют на заранее определенные протоколом места выколотых символов передаваемого пакета рис. 4.

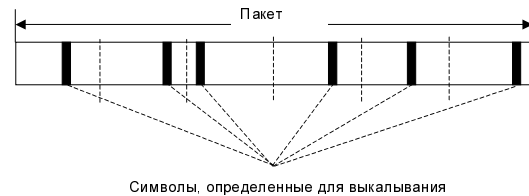


Рис. 4. Схема выкалывания кодовых символов в пакете, кодированным несистематическим сверточным кодом.

В ходе моделирования измерялась длина очереди испорченных кадров. Прием ведется без ошибок за счет перезапросов. Практическая пропускная способность системы связи составляет 1 пакет на 1 кадр.

Данный алгоритм промоделирован со следующими параметрами:

Таблица 1

Код	Число информационных символов в кадре	CRC	Декодер	Повторение
сверточный рекурсивный $K=9, R=1/3$	174 бит	12 бит	Витерби, окно 64 символа	Повторяется каждый 16 бит кадра. Начальный бит определяется псевдослучайным законом

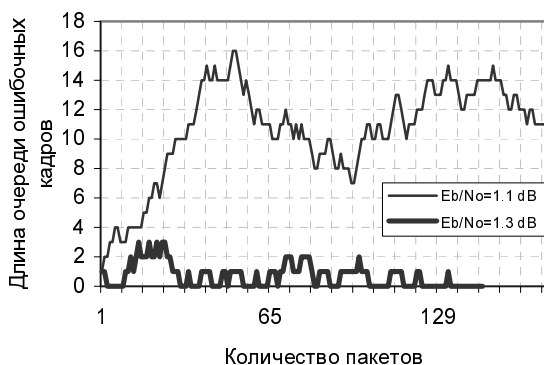


Рис. 5. Результаты имитационного моделирования

Заключение

Таким образом, как показали результаты имитационного моделирования, предложенный способ и алгоритм передачи блочных данных с автоматическим запросом повторения позволяет уменьшить длину очереди испорченных кадров и тем самым повысить скорость передачи.

Литература

1. Lin S. Error Control Coding: Fundamentals and Applications / S. Lin, D.J. Costello. – Englewood Cliffs (New

Jersey): Prentice-Hall. – 1983. – 603 p.
 2. Elias P. Coding for Noisy Channel / P. Elias // IRE Convention Record. – 1955. – Pt. 4. - P. 37-46.
 3. Viterbi A.J. Error Bounds for Convolutional Codes and an Asymptotically Optimum Decoding Algorithm / A.J. Viterbi // IEEE Transaction on Information Theory. – 1967. - Vol. IT-13, № 4. – P. 260-269.
 4. Du Jun. Separable Codes on Type-2 Hybrid ARQ Systems / Jun Du, Masao Kasahara, Toshihiko Namecawa // IEEE Transactions on communications. – 1988. - Vol 36, № 10. – P. 1089-1097
 5. Hagenauer J. Rate Compatible Punctured Convolutional Codes (RCPC Codes) and their Applications / J. Hagenauer // IEEE Transactions on Communications. – 1988. – Vol. 36, № 4. – P. 389-400.
 6. Chase D. Code Combining - A Maximum-Likelihood Decoding Approach for Combining an Arbitrary Number of Noisy Packets / D. Chase // IEEE Transaction on Communications. – 1985. – Vol. 33 (May). – P. 385-393.
 7. Rowitch D.N. Rate Compatible Punctured Turbo (RCPT) Codes in a Hybrid FEC/ARQ System / D.N. Rowitch, L.B. Milstein // Proc. of GLOBECOM'97. – Phoenix, USA. –1997, Nov. – P. 55-59.
 8. Пат. 2427491 CA (0237743 WO), МКИ H04L1/18. Automatic Request Protocol Based Packet Transmission Using Punctured Codes / R. Wang, Ming J., A. Garmonov, A. Savinkov, A. Zhdanov. –PST Gazette. – 2002, May 19. – P. 9340.

АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Родионов В.С., Савинков А.Ю.

Введение

В современных системах связи и навигации широкое распространение получили ААР (адаптивные антенные решетки) [1–12]. При этом потребительские качества большинства подобных систем определяются количеством пространственных сигналов, которые способна разделить система. Традиционно количество пространственно разделяемых сигналов в подобных системах увеличивается за счет наращивания числа элементов ААР [4–8]. Однако указанный подход приводит к существенному удорожанию ААР.

Вместе с тем необходимо отметить, что для повышения емкости, пропускной способности и некоторых других характеристик [5, 12], определяющих эффективность функционирования систем связи, необходимо значительное повышение количества пространственно разделяемых сигналов, особенно в условиях низкого отношения сигнал-шум. В данных условиях современные системы связи способны переводить абонентские устройства в более помехоустойчивые режимы работы за счет адаптивного выбора системы модуляции, например BPSK (двухпозиционную фазовую манипуляцию) [12, 13]. Кроме того, в процессе совершенствования систем связи часто устаревшие и внедряемые системы используют один и тот же диапазон частот. Примером подобного совмещения является внедрение системы цифрового телевидения одновременно с работой аналогового, переход к перспективным системам сотовой связи и т.д.

Поскольку существующие системы в сравнении с внедряемыми используют сигналы с большей или сопоставимой мощностью и, кроме того, для них характерно использование низкоинформативных виды модуляции, например амплитудной и BPSK, то при внедрении перспективных систем связи актуальной является задача разделения максимально возможного числа сигналов, в том числе с амплитудной или BPSK модуляцией. Под эффективностью разделения будем понимать усредненное отношение сигнал-шум принимаемых сигналов.

Модель сигнала

Комплексная огибающая n -го отклика антенного элемента может быть представлена в виде [14]:

$$S_{\text{ант},n}(t) = \sum_{k=1}^K F_{n,k}(t) S_{\text{сиг},k}(t) + \eta_n(t), \quad (1)$$

где $S_{\text{сиг},k}(t)$ – комплексная огибающая k -го пространственно-сосредоточенного сигнала, присутствующего в канале связи; $F_{n,k}(t)$ – мультипликативная помеха, действующая на огибающую k -го сигнала; $\eta_n(t)$ – пространственно-временной гауссовский шум с постоянной

Рассмотрен алгоритм обработки комплексных огибающих откликов антенных элементов, позволяющий повысить отношение сигнал-шум при приеме сигнала на фоне пространственно-сосредоточенных помех с действительнозначной комплексной огибающей.

средней мощностью на рассматриваемом интервале времени; K – количество пространственно-сосредоточенных сигналов (помех).

Необходимо отметить, что при использовании в k -м сигнале амплитудной или BPSK модуляции комплексная огибающая $S_{\text{сиг},k}(t)$ является действительнозначной.

С целью упрощения дальнейшего анализа введем следующие дополнительные условия:

- математическое ожидание каждой из комплексных огибающих $S_{\text{сиг},k}(t)$ равно нулю;
- дисперсии комплексных огибающих $S_{\text{сиг},k}(t)$, $\eta_n(t)$ мало меняются в течение периода времени T ;
- значения $F_{n,k}(t)$ мало меняются в течение периода T ;
- $\eta_{n1}(t)$ и $\eta_{n2}(t)$ являются некоррелированными и равными по мощности при $n1 \in [1; N] \cap n2 \in [1; N]$.

Алгоритм пространственно-временной обработки

В данной работе рассмотрен алгоритм разделения пространственно-сосредоточенных сигналов, основанный на использовании сопряженных откликов антенных элементов. Для пояснения принципов работы и исследования его потенциальных возможностей по разделению сигналов рассмотрим корреляционные свойства откликов антенных элементов и сопряженных с ними откликов.

Применив операцию комплексного сопряжения к выражению (1), получим:

$$S_{\text{ант},n}^*(t) = \sum_{k=1}^K F_{n,k}^*(t) S_{\text{сиг},k}^*(t) + \eta_n^*(t), \quad (2)$$

где $()^*$ – операция комплексного сопряжения.

Ввиду равенства мощностей огибающих $S_{\text{ант},n}(t)$ и $S_{\text{ант},n}^*(t)$, их коэффициент корреляции можно записать в виде:

$$R_{\text{ант},n} = \frac{1}{TP} \int_{t-T}^t S_{\text{ант},n}(\tau) S_{\text{ант},n}^*(\tau) d\tau, \quad (3)$$

где P_n – мощность комплексной огибающей отклика n -го антенного элемента.

Подставив выражения (1) и (2) в (3) и учитывая взаимную некоррелированность $S_{\text{сиг},k}(t)$ $\eta_n(t)$, получим:

$$R_{\text{ант},n} = \frac{\sum_{k=1}^K P_{\text{сиг},k,n} R_{\text{сиг},k,n} + P_{\eta,n} R_{\eta,n}}{P_n}, \quad (4)$$

где $P_{\text{сиг},k,n}$ – мощность комплексной огибающей k -го пространственно-сосредоточенного сигнала на n -м антенном элементе; R_{η_n} – коэффициент корреляции $\eta_n(t)$ и $\dot{\eta}_n(t)$; $R_{\text{сиг},k,n}$ – коэффициент корреляции $S_{\text{сиг},k}(t)$ и $S_{\text{сиг},k}^*(t)$.

Из выражения (4) следует, что $R_{\text{ант},n} = 1$ и комплексные огибающие (1) и (2) полностью коррелированы только в том случае, если значение каждого из коэффициентов $R_{\text{сиг},k,n}$ и R_{η_n} принимает значение равное единице. Рассмотрим эти коэффициенты более подробно.

Представим $\eta_n(t)$ в виде выражения:

$$\eta_n(t) = \eta_{n,\Re}(t) + j \eta_{n,\Im}(t), \quad (5)$$

где $\eta_{n,\Re}(t)$ и $\eta_{n,\Im}(t)$ – синфазная и квадратурная составляющие $\eta_n(t)$.

С учетом (5) коэффициент корреляции R_{η_n} можно записать в виде:

$$R_{\eta_n} = \frac{\int_{t-T}^t (\eta_{n,\Re}^2(\tau) - \eta_{n,\Im}^2(\tau) + 2j \cdot \eta_{n,\Re}(\tau) \eta_{n,\Im}(\tau)) d\tau}{TP_{\eta_n}}, \quad (6)$$

где P_{η_n} – дисперсия $\eta_n(t)$.

Выражение (6) можно переписать в виде:

$$R_{\eta_n} = \frac{P_{\eta_{n,\Re}} - P_{\eta_{n,\Im}} + 2jR_{\eta_n}}{P_{\eta_n}}, \quad (7)$$

где $P_{\eta_{n,\Re}}$ – мощность синфазной составляющей $S_{\text{ант},k}(t)$; $P_{\eta_{n,\Im}}$ – мощность квадратурной составляющей $\eta_n(t)$; R_{η_n} – коэффициент корреляции синфазной и квадратурной составляющей $\eta_n(t)$.

Учитывая, что в соответствии с постановкой задачи, мощности $P_{\eta_{n,\Re}}$ и $P_{\eta_{n,\Im}}$ равны, а синфазная и квадратурная составляющие не коррелированы, выражение (7) равно нулю. Следовательно, с учетом выражения (4) можно сделать вывод о том, что $|R_{\text{ант},n}| < 1$, то есть комплексные огибающие $S_{\text{ант},n}(t)$ и $S_{\text{ант},n}^*(t)$ не являются полностью коррелированными.

Выполняя преобразования, аналогичные (6) и учитывая, что $F_{n,k}(t)$ мало меняется на интервале $(t-T; t)$, коэффициент корреляции комплексной огибающей $S_{\text{сиг},k}(t)$ и сопряженной с ней огибающей можно записать в виде, аналогичном (7):

$$R_{\text{сиг},k} = \frac{P_{\text{сиг},k,\Re} - P_{\text{сиг},k,\Im} + 2jR_{\text{сиг},k}}{P_{\eta_n}}, \quad (8)$$

где $P_{\text{сиг},k,\Re}$ – мощность синфазной составляющей $S_{\text{сиг},k}(t)$; $P_{\text{сиг},k,\Im}$ – мощность квадратурной составляющей $S_{\text{сиг},k}(t)$; $R_{\text{сиг},k}$ – коэффициент корреляции синфазной и квадратурной составляющей $S_{\text{сиг},k}(t)$.

Так как синфазная и квадратурная составляющая $S_{\text{сиг},k}(t)$ не коррелированы, выражение (8) можно переписать в виде:

$$R_{\text{сиг},k,n} = \frac{P_{\text{сиг},k,\Re} - P_{\text{сиг},k,\Im}}{P_{\text{сиг},k}}. \quad (9)$$

Из выражения (9) следует, что комплексные огибающие сигналов с равными по мощности и не коррелированными синфазной и квадратурной составляющими не могут быть выделены путем линейных преобразований из комплексно сопряженных огибающих откликов антенных элементов.

При этом, в случае применения сигналов с действительной комплексной огибающей, модуль коэффициента корреляции сигналов будет равен 1. Рассмотрим корреляционные свойства комплексных огибающих откликов антенных элементов при наличии сигналов с действительной комплексной огибающей.

Коэффициент корреляции действительной комплексной огибающей с комплексной огибающей отклика антенного элемента можно представить в виде:

$$R_{n,A} = \frac{1}{TP_n} \int_{t-T}^t S_{\text{сиг},n}(\tau) x_A(\tau) d\tau. \quad (10)$$

Учитывая, что сигналы $S_{\text{сиг},k}(t)$ не коррелированы, выражение (10) можно переписать как:

$$R_{n,A} = \frac{1}{TP_n} \int_{t-T}^t F_{n,A}^*(\tau) x_A^2(\tau) d\tau, \quad (11)$$

где $F_{n,A}(t)$ – мультипликативная помеха, действующая на огибающую сигнала $S_A(t)$.

Учитывая, что $F_{n,A}(t)$ мало меняется на интервале $(t-T; t)$, выражение (11) можно представить в виде:

$$R_{n,A} = \frac{M[F_{n,A}^*(t)] P_a}{P_n}, \quad (12)$$

где $M[\]$ – математическое ожидание на интервале T .

Выражение (12) можно переписать в виде:

$$R_{n,A} = \left(\frac{M(F_{n,A}(t)) P_a}{P_n} \right)^*. \quad (13)$$

Из выражение (13) следует, что коэффициент корреляции действительной комплексной огибающей и комплексно сопряженной огибающей отклика n -го антенного элемента равен комплексно сопряженному коэффициенту корреляции комплексной огибающей отклика n -го антенного элемента и комплексной огибающей k -го пространственно-сосредоточенного сигнала. Соответственно, указанные коэффициенты корреляции равны по модулю.

Таким образом, из вышеизложенного можно сделать вывод о том, что совокупность комплексных огибающих откликов антенных элементов и сопряженных с ними огибающих, в данном случае представляет собой $2N$ не полностью коррелированных каналов. Для данного случая оптимальным решением выделения подобного сигнала является винеровская фильтрация [4]. Пример реализации подобного алгоритма представлен на рисунке (1).

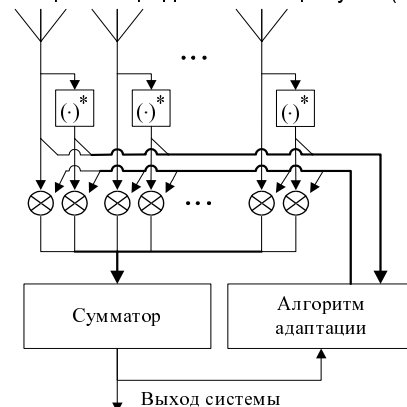
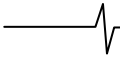


Рис.1. Схема предлагаемого алгоритма выделения сигнала



Каждый из откликов антенных элементов поступает на соответствующий блок комплексного сопряжения. В дальнейшем сигналы, полученные с устройств комплексного сопряжения и антенных элементов, совместно обрабатываются аналогично откликам антенных элементов обычной адаптивной антенной решетки [4]. В зависимости от вида используемого алгоритма на вход блока адаптации могут совместно подаваться отклики антенных элементов, комплексно-сопряженные с ними сигналы, результат их взвешенного суммирования.

Рассмотрим случай, при котором каждая из комплексных огибающих $S_{\text{СИГ},k}(t)$ является действительной. Тогда, комплексная огибающая n -го отклика антенного элемента будет представлять собой аддитивную взвешенную смесь K действительных комплексных огибающих и шума:

$$S'_{\text{АНТ},n}(t) = \sum_{k=1}^K F_{n,k}(t) S_{A,k}(t) + \eta_n(t),$$

С учетом полученных из выражения (13) выводов, комплексно сопряженный отклик антенного элемента также представляет собой аддитивную взвешенную смесь из тех же K огибающих с иными весами и шума:

$$S'^*_{\text{АНТ},n}(t) = \sum_{k=1}^K (F_{n,k}(t))^* S_{A,k}(t) + \eta^*_n(t),$$

где $S_{A,k}(t)$ - действительные комплексные огибающие.

В данных условиях разрешающая способность ААР определяется числом каналов, подвергающихся взвешенному суммированию, то есть максимальное число сигналов, которое способен выделить данный алгоритм равно $2N$ [4].

В случае, если комплексная огибающая n -го отклика антенного элемента будет представлять собой аддитивную взвешенную смесь K комплексных огибающих, первые M из которых действительные, и шума, то комплексную огибающую отклика n -го антенного элемента, можно представить в виде:

$$S''_{\text{АНТ},n}(t) = \sum_{k=1}^M F_{n,k}(t) S_{A,k}(t) + \sum_{k=M+1}^K F_{n,k}(t) S_{B,k}(t) + \eta_n(t), \quad (14)$$

где $S_{B,k}(t)$ - комплекснозначные огибающие.

Комплексно сопряженный отклик антенного элемента представляет собой аддитивную взвешенную смесь из M огибающих, входящих в (14) с иными весами, $M - K$ огибающих, сопряженных с входящими в (14) $S_{B,k}(t)$:

$$S''^*_{\text{АНТ},n}(t) = \sum_{k=1}^M F_{n,k}^*(t) S_{A,k}(t) + \sum_{k=M+1}^K F_{n,k}^*(t) S_{B,k}^*(t) + \eta_n^*(t).$$

При этом, как было показано в (9), $S_{B,k}(t)$ и $S_{B,k}^*(t)$ не являются полностью коррелированными. То есть в $2N$ не полностью коррелированных каналах присутствуют $M + 2(K - M)$ комплексных огибающих. В соответствии с [4] разделение сигнала в данных условиях возможно при: $2K - M \leq 2N$. (15)

Выражение (15) справедливо и для рассмотренного выше случая присутствия во взвешенной аддитивной смеси составляющей огибающую отклика антенного элемента исключительно действительных комплексных огибающих, а также для случая отсутствия в ней действительных комплексных огибающих. В последнем случае M принимает нулевое значение, и

неравенство (15) упрощается: $K \leq N$.

Таким образом, в данном случае возможности по разделению сигналов модифицированным алгоритмом будут соответствовать возможностям по разделению сигнала традиционной ААР, основанной на простом взвешенном суммировании сигнала.

Результаты моделирования

Ввиду высокой сложности аналитического сравнения эффективностей традиционного и предложенного алгоритма было проведено моделирование их работы. Схема моделирования представлена на рис. 2-4.

Моделирование проводилось последовательно для двух-, трех- и четырехэлементных антенных решеток. Соответственно, для каждого из пользователей формировалось $n = 2; 3; 4$ пространственных каналов согласно схеме, приведенной на рис. 2.

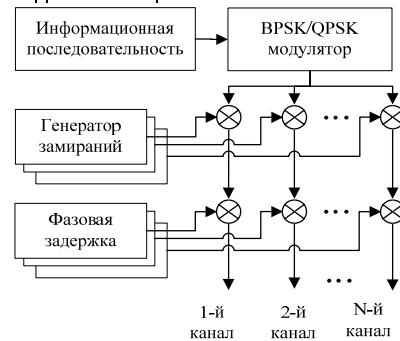


Рис.2. Формирование пространственных каналов k -го пользователя

В каждом из каналов на передаваемый сигнал воздействовали коррелированные замирания, учитывалась фазовая задержка, связанная с пространственным расположением элементов, углом прихода сигнала и многоуровневым распространением сигнала. Генерация замираний производилась по модифицированному методу Джейкса [15]. При этом для моделирования использовались наименьшая и наибольшая скорости движения источников сигнала, предусмотренные моделью канала стандарта 3GPP [16].

Далее сформированные таким образом пространственные каналы пользователей суммировались между собой и к ним добавлялся белый шум в соответствии со схемой, представленной на рис. 3. В итоге формировались огибающие откликов антенных элементов.

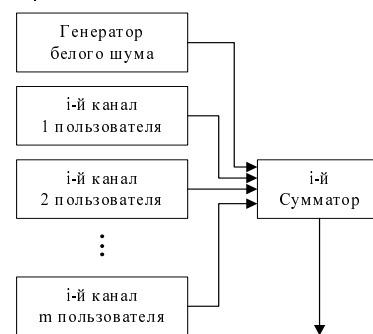


Рис.3. Моделирование откликов антенных элементов

Полученные огибающие откликов антенных элементов обрабатывались поочередно алгоритмами адаптации, как показано на рис.4. Отношения сигнал-шум (ОСШ) усреднялись по нескольким сотням тысяч циклов испытаний.

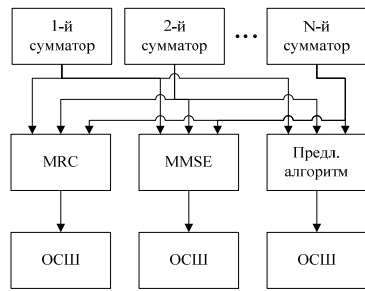


Рис. 4. Оценка качества работы алгоритмов

В качестве алгоритма адаптации для традиционного и предложенного алгоритмов использовался алгоритм, минимизирующий средний квадрат ошибки (MMSE), и алгоритм, максимизирующий амплитуду полезного сигнала (MRC) для традиционного алгоритма. Алгоритм MMSE основан на обращении матрицы корреляций и является оптимальным для подавления пространственно сосредоточенных помех при идеальной оценке коэффициентов корреляции [1, 11]. Алгоритм MRC основан на синфазном сложении откликов антенных элементов и является оптимальным в гауссовском канале, кроме того, он устойчив к увеличению скорости замираний.

Параметры моделирования для каждого из трех проведенных экспериментов приведены в таблице 1.

Целью первого эксперимента была оценка выигрыша предложенного алгоритма в сравнении с традиционным алгоритмом в условиях медленных изменений параметров канала и присутствия в канале связи сигнала и помех только с действительнозначными комплексными огибающими, относящихся к первой группе, то есть условий, в которых алгоритм может показать наибольший выигрыш.

Второй эксперимент проводился с целью оценки возможностей предлагаемого алгоритма по выделению сигнала на фоне помех с комплекснозначными комплексными огибающими.

Цель третьего эксперимента заключалась в сравнении устойчивости предложенного и традиционного алгоритмов к высоким скоростям замираний.

Результаты моделирования представлены на рис. 5–7. Каждому из используемых алгоритмов на рисунках соответствуют три кривых: нижняя кривая соответствует схеме моделирования с двумя каналами (двухэлементной антенной решетке), средняя соответствует схеме моделирования с тремя каналами, верхняя – схеме моделирования с четырьмя каналами. Кривые, соответствующие предложенному алгоритму, обозначены alg.

Результаты первого эксперимента представлены на рис. 5. Из поведения приведенных кривых следует, что при равном количестве антенных элементов отношение сигнал-шум предложенного алгоритма превосходит указанное отношение традиционного алгоритма на 3-3,5 дБ, причем выигрыш увели-

чивается с увеличением числа пользователей. Нижняя кривая предложенного алгоритма, соответствующая двухэлементной антенной решетке, приближается к верхней кривой MMSE, соответствующей четырехэлементной антенной решетке.

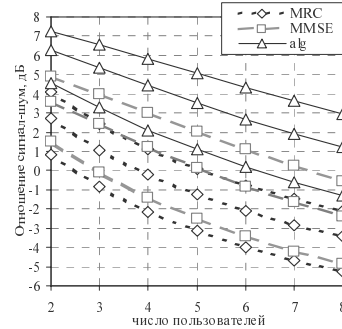


Рис. 5. Сравнение эффективности работы MRC, MMSE и предложенного алгоритма по разделению QPSK сигналов при использовании двух-, трех- и четырехэлементных антенных решеток (снизу вверх)

Полученные экспериментальные данные подтверждают приведенное выше утверждение о том, что применение предложенного алгоритма позволяет до двух раз увеличить количество обслуживаемых пользователей, использующих сигналы первой группы или до двух раз снизить количество антенных элементов, необходимых для приема подобных сигналов.

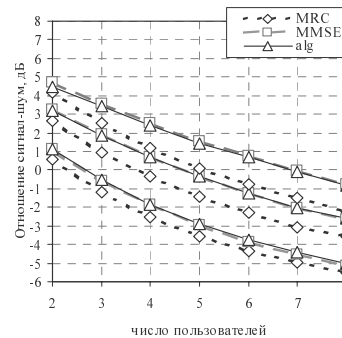
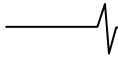


Рис. 6. Сравнение работы MRC, MMSE и предложенного алгоритма при разделении сигналов, модулированных по фазе, при использовании двух-, трех- и четырехэлементных антенных решеток (снизу вверх)

Результаты второго эксперимента представлены на рис. 6. В условиях применения QPSK модуляции кривые предложенного алгоритма практически соответствуют кривым MMSE традиционного алгоритма. Таким образом, подтверждается утверждение о том, что в случае отсутствия в канале связи сигналов с действительнозначной комплексной огибающей предложенный алгоритм принимает сигнал с эффективностью, близкой к эффективности обычной антенной решетки.

Параметры моделирования

Параметр	Эксп. 1	Эксп. 2	Эксп. 3
Скорость движения абонента, км/ч	3	3	120
Вид используемой модуляции	BPSK	QPSK	BPSK
Число каналов в схеме моделирования (соответствует числу антенных элементов)	2;3;4		
Отношение мощностей сигналов пользователей к изотропному шуму	1		
Частота несущей	1,8 ГГц		
Коэффициент корреляции замираний соседних пространственных каналов одного и того же сигнала	~0,95		
Коэффициент корреляции замираний сигналов различных пользователей	~0		
Пространственное расположение элементов	Линейно на расстоянии 1/2 длины волны		



Результаты третьего эксперимента представлены на рис.7. Из сравнения кривых рис. 5 и рис. 7 можно сделать вывод, что при высоких скоростях движения абонента снижается эффективность работы как предложенного, так и традиционных алгоритмов, использующих MMSE алгоритм адаптации. Тем не менее, предложенный алгоритм сохраняет преимущество на уровне ~2-3,5 дБ в сравнении с традиционным алгоритмом обработки сигнала. Выигрыш возрастает с увеличением числа пользователей.

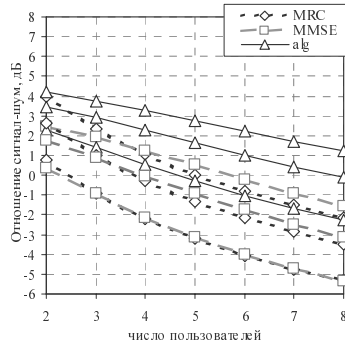


Рис.7. Сравнение эффективности работы MRC, MMSE и предложенного алгоритма по разделению BPSK сигналов в условиях быстро меняющегося канала при использовании двух-, трех- и четырехэлементных антенных решеток (снизу вверх)

Заключение

Предложенный алгоритм позволяет существенно оптимизировать систему связи, использующую AAR для приема сигналов с амплитудной или BPSK модуляцией, или приема сигнала на фоне пространственно сосредоточенных помех с теми же видами модуляции. В указанных условиях функционирования алгоритм позволяет:

- сократить число необходимых антенных элементов;
- повысить отношение сигнал-шум;
- увеличить количество обслуживаемых пользователей;
- повысить устойчивость системы к действию внешних помех;
- снизить взаимное влияние разных систем связи при использовании ими одного и того же диапазона.

При этом предложенный алгоритм прост в реализации: достаточно добавления одного инвертора квадратурной составляющей на каждый антенный элемент (при цифровой реализации достаточно инвертировать один бит). Внедрение данного алгоритма не требует существенного изменения структуры устройств обработки сигналов. Возможно применение тех же алгоритмов адаптации, что и в случае традиционного, взвешенного суммирования. Несмотря на некоторое снижение эффективности работы алгоритма адаптации при высоких скоростях движения абонента (или базовой станции), предложенный алгоритм сохраняет свои преимущества в сравнении с традиционным алгоритмом и при высоких скоростях замираний.

Литература

1. Пат. 2237379 РФ МКИЗ Н04Q7/30. Способ формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки базовой станции и устройство для его реализации (варианты) // Гармонов А.В., Манелис В.Б., Савинков А.Ю., Сергиенко А.И., Табацкий В.Д., ЧУН Бьонгджин, ЮН Сунн Юнг.– № 2002103215/09 ; заявл. 02.08.2002 ; опубл.

09.27.2004.

2. Манелис В.Б., Каюков И.В. Алгоритмы формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки в обратном и прямом каналах сотовой системы связи// Цифровая обработка сигнала, 2007, №2.
3. Манелис В.Б. Формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки в прямом канале сотовой системы связи при наличии в системе только общего пилот сигнала// Цифровая обработка сигнала, 2007, №2.
4. Уидроу Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С. Стирнз.– М. : Радио и связь, 1989.
5. Пистолькорс А.А. Введение в теорию адаптивных антенн / А.А. Пистолькорс, О.С. Литвинов.– М. : Наука, 1991.
6. Пат. 2177207 РФ МКИЗ Н04В7/26, Н01Q21/00. Приемник мобильной системы связи и способ приема в мобильной системе связи / ОХ Чанг-Хун (KR)– №98113722/09 ; заявл. 07.14.1998 ; опубл. 12.20.2001.
7. Пат. 2256266 РФ МКИЗ Н01Q21/00. Способ улучшения зоны обслуживания интеллектуальной антенной решетки / ЛИ Фен, РАН Ксиаолонг.– № 2002128745/09 ; заявл. 12.01.2001 ; опубл. 10.07.2005.
8. Пат. 2242087 РФ МКИЗ Н04В7/04, Н04В7/26. Способ и устройство для передачи и приема данных с помощью антенной решетки в системе мобильной связи / ЛИ Янг-Сук, КИМ Сунг-Дзин, ЛИ Дзонг-Хиеук, ПАРК Санг-Хван, КИМ Хун-Кее.– № 2002122365/09 ; заявл. 08.16.2002 ; опубл. 12.10.2004.
9. Пат. 2237379 РФ МКИЗ Н04Q7/30. Способ формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки базовой станции и устройство для его реализации (варианты) / А.В. Гармонов, В.Б. Манелис, А.Ю. Савинков, А.И. Сергиенко, В.Д. Табацкий, ЧУН Бьонгджин, ЮН Сунн Юнг.– № 2002103215/09 ; заявл. 02.08.2002 ; опубл. 09.27.2004.
10. Пат. 2237364 РФ МКИЗ Н04В7/26. Устройство и способ управления передающей антенной решеткой для совместно используемого физического канала нисходящей линии связи в системе мобильной связи / КИМ Сунг-Дзин, ЛИ Янг-Сук, ЧОЙ Сунг-Хо, ЛИ Хиун-Воо, ХВАНГ Сунг-Ох, КВАК Биунг-Дзае, КВАК Йонг-Дзун, ПАРК Санг-Хван.– № 2000/59869 ; заявл. 10.11.2001 ; опубл. 09.27.2004.
11. Пат. 2208302 РФ МКИЗ Н04Q7/20. Мобильное приемное устройство повышения устойчивости и дальности поездной радиотелефонной связи / Я.С. Зильберман-Мягков, В.И. Давыденко, Л.И. Пономарев, О.К. Славински, А.А. Долженков, Л.М. Дубровин.– № 20011104142/09 ; заявл. 02.12.2001 ; опубл. 07.10.2003.
12. Mingquan Lu. A Novel Antenna Array for PS/INS/PL Integration. Mingquan Lu, Jinling Wang, Ravindra Babu, Dan Li1 and Zhenming Feng // The 2004 International Symposium on GNSS/GPS.– Sydney, Australia, 6–8 December, 2004.
13. Ming Yang. Antenna array receiver and analysis in fast fading environments. A dissertation submitted in partial satisfaction of the requirements for the degree Doctor of Philosophy in Electrical Engineering (Signal and Image Processing) / Ming Yang.– University of California, San Diego, 2004.
14. Серебряков Г.В., Шин В.И. Анализ эффективности многоэлементных антенных решеток в случайном канале// Радиотехника и электроника, 2007, №6.
15. P. Dent. Jakes Fading Model Revised // Electronics Letters. / P. Dent, G. E. Bottomley and T. Groft.– Vol. 29, № 1.– 24th June, 1993.
16. 3rd Generation Partnership Project. Technical Specification Group Radio Access Network. (Release 1999). 3GPP V3.2.0 (2001-12).

УДК 621.396.4

ОЦЕНКА ЗАГРУЗКИ БЕСПРОВОДНОЙ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ Mobile WiMAX*Моисеев С.Н., Филин С.А., Кондаков М.С.***Введение**

Модель загрузки беспроводной сети передачи данных традиционно используется в алгоритмах управления доступом новых пользователей в сеть. Загрузка сети характеризует степень использования системных ресурсов. Когда все ресурсы системы заняты, новые пользователи в сеть не допускаются.

Существует несколько моделей загрузки. В [1], [2] загрузка равна количеству пользователей в секторе. Эта модель не учитывает разные величины трафиков пользователей с мультимедийными данными, а также разные условия приёма пользователей. Авторы [3], [4] определяют загрузку как количество каналов, занятых в секторе. Этот подход игнорирует мощность передачи, которая является ограниченным системным ресурсом. Пропускная способность используется как мера загрузки в [5], [6]. Эта метрика является не информативной. Она численно не характеризует степень использования ресурса, особенно когда система перегружена. В системах с кодовым разделением каналов загрузка традиционно связана с величиной внутрисистемных помех [7], [8]. Это хороший подход для систем с кодовым разделением каналов, однако не подходит для других систем.

В статье рассматривается беспроводная сеть передачи данных на основе множественного доступа с частотно-временным разделением (OFDMA – orthogonal frequency division multiple access) с временным дуплексом. Примером может служить беспроводная сеть Mobile WiMAX [9]. В статье описывается модель загрузки сети OFDMA, а также предлагаются быстрые практические алгоритмы оценки загрузки, как для сети OFDMA с частотным, так и с многопользовательским разнесением.

Модель загрузки

Модель загрузки беспроводной сети передачи данных должна удовлетворять следующим требованиям:

1. Выражение для загрузки должно явно включать ресурсы сети, причём только общие ресурсы сети.
2. Загрузка должна быть нормирована на все доступные общие ресурсы сети.
3. Загрузка должна равняться минимальному требуемому размеру ресурсов сети. Минимум должен находиться при условии, что требования по качеству обслуживания (QoS – quality of service) выполняются

Представлена модель загрузки беспроводной сети передачи данных OFDMA, включающая в себя загрузку прямого и обратного каналов, загрузку сектора и сети в целом. Предложены быстрые алгоритмы оценки загрузок для частотного и многопользовательского разнесения. Предложенные модель и алгоритмы быстрого расчёта могут применяться в алгоритмах управления доступом новых пользователей в сеть, а также в алгоритмах горизонтального и вертикального «хэндовера».

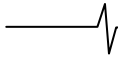
для всех пользователей сети.

Исходя из этих требований загрузку сети можно определить следующим образом:

- Загрузка равна минимальному размеру нормализованных общих ресурсов системы, необходимых пользователям.
- Минимальный размер общих ресурсов системы нормализован на размер всех общих ресурсов системы.
- Минимальный размер нормализованных общих ресурсов системы, необходимых пользователям, вычисляется при условии выполнения требований QoS всех пользователей.

Используем это определение для разработки модели загрузки беспроводной сети передачи данных OFDMA. Рассмотрим сеть OFDMA, включающую несколько секторов и несколько пользователей. Сектора передают данные пользователям в прямом канале, а пользователи – данные секторам в обратном канале. Каждый пользователь может иметь несколько сервисных потоков в прямом и обратном каналах, где сервисный поток – это поток блоков данных некоторого сервиса. Разные сервисные потоки могут иметь разные трафики.

Сеть использует технологию передачи данных на ортогональных по частоте поднесущих (OFDM – orthogonal frequency division multiplexing), множественный доступ OFDMA и временной дуплекс. Каждый сектор использует кадры для передачи данных прямого и обратного каналов. Кадр включает кадр прямого канала и кадр обратного канала, причём граница между кадрами прямого и обратного каналов может адаптивно меняться. Во временной области кадр состоит из временных слотов, каждый из которых содержит один или несколько символов OFDM, а в частотной области – из частотных подканалов, каждый из которых содержит несколько поднесущих. Временные слоты и частотные подканалы образуют частотно-временной ресурс кадра, часть которого назначается каждому сервисному потоку для передачи.



При использовании частотного разнесения поднесущие частотного подканала псевдослучайно разнесены по всему спектру сигнала OFDM. Несмотря на то, что каждому сервисному потоку принадлежит только часть поднесущих, условия приёма этого сервисного потока характеризуются средними по символу OFDM условиями приёма. Таким образом достигается усреднение частотно-селективных замираний и помех. При использовании многопользовательского разнесения частотному подканалу соответствует группа соседних поднесущих в сигнале OFDM. При этом на заданном частотном подканале условия приёма разные для разных пользователей, а у заданного пользователя условия приёма разные на разных частотных подканалах. Назначая частотный подканал пользователю с наилучшими условиями приёма, в этом подканале можно получить выигрыш от многопользовательского разнесения в пропускной способности.

Когда частотный подканал назначен сервисному потоку, этому сервисному потоку также назначается схема кодирования-модуляции и мощность передачи в частотном подканале. Сектор и пользователи имеют ограничения на максимальную мощность передачи. Блоки данных сервисных потоков должны передаваться с заданным уровнем QoS. Набор требований QoS включает минимальную среднюю скорость передачи, максимальную среднюю задержку передачи и вероятность ошибки. Все эти требования QoS в системе OFDMA могут быть выполнены выбором соответствующего значения мощности передачи [10-13]. При передаче сервисных потоков в рассматриваемой системе OFDMA доступны следующие параметры адаптации: положение границы между кадрами прямого и обратного каналов, номера назначенных частотных подканалов, номера выбранных схем кодирования-модуляции, а также значения мощности передачи.

Предлагаемая модель загрузки беспроводной сети передачи данных OFDMA включает загрузку прямого и обратного каналов, загрузку сектора, а также загрузку сети. Для вычисления каждой из этих загрузок используется следующий подход. Сначала записывается выражение для величины нормализованных общих ресурсов сети, потребляемых всеми пользователями, как функция от параметров адаптации. Затем это выражение минимизируется по параметрам адаптации при ограничении на индивидуальные ресурсы сети при условии выполнения требований QoS для всех пользователей.

Рассмотрим обратный канал. Общим ресурсом системы является частотно-временной ресурс кадра обратного канала. Мощности передачи пользователей являются индивидуальными ресурсами системы. Параметры адаптации включают частотные подканалы, схемы кодирования-модуляции и мощности передачи.

Потребляемый пользователями нормализованный общий системный ресурс обратного канала s^{UL} может быть записан как

$$s^{UL} = S^{UL} / S_{max}^{UL},$$

где S^{UL} – частотно-временной ресурс обратного канала, потребляемый пользователями, а S_{max}^{UL} – весь частотно-временной ресурс обратного канала.

Для нахождения загрузки обратного канала u^{UL} необходимо решить следующую задачу условной оптимизации

$$u^{UL} = \min_{\mathbf{q}^{UL}, \mathbf{p}^{UL}, \mathbf{f}^{UL}} (s^{UL}), \quad P_i^{UL} \leq P_{max,i}^{UL}, \quad P_{i,j,\ell}^{UL} \geq P_{i,j,\ell}^{QoS}, \quad (1)$$

где \mathbf{q}^{UL} – множество схем кодирования и модуляции, назначенных сервисным потокам в обратном канале, \mathbf{p}^{UL} – множество значений мощности передачи, назначенных сервисным потокам в обратном канале, \mathbf{f}^{UL} – множество частотных подканалов, назначенных сервисным потокам в обратном канале. P_i^{UL} и $P_{max,i}^{UL}$ – мощность передачи и максимальное значение мощности передачи пользователя i , $P_{i,j,\ell}^{UL}$ – значение мощности передачи, назначенное сервисному потоку j пользователя i в частотном подканале ℓ , а $P_{i,j,\ell}^{QoS}$ – минимальное значение мощности передачи, которое должно быть назначено сервисному потоку j пользователя i в частотном подканале ℓ для того, чтобы удовлетворить требования QoS этого сервисного потока.

Рассмотрим прямой канал. Общими ресурсами системы являются частотно-временной ресурс кадра прямого канала, а также мощность передачи сектора. Параметры адаптации включают частотные подканалы, схемы кодирования-модуляции и мощности передачи.

Нормализованный общий частотно-временной ресурс s^{DL} может быть получен как

$$s^{DL} = S^{DL} / S_{max}^{DL},$$

где S^{DL} – частотно-временной ресурс кадра прямого канала, потребляемый всеми пользователями, а S_{max}^{DL} – весь частотно-временной ресурс кадра прямого канала.

Нормализованный общий мощностной ресурс прямого канала ρ^{DL} равен

$$\rho^{DL} = P^{DL} / P_{max}^{DL},$$

где P^{DL} – мощность прямого канала, потребляемая всеми пользователями, а P_{max}^{DL} – максимальная мощность передачи сектора.

Для получения загрузки прямого канала u^{DL} необходимо объединить два разнородных общих системных ресурса, а именно частотно-временной ресурс s^{DL} и мощностной ресурс ρ^{DL} . Это невозможно сделать с помощью линейной функции. Наилучшей нелинейной функцией для этого является $\max(s^{DL}, \rho^{DL})$ [14]. Соответственно, выражение для потреблённого ресурса прямого канала U^{DL} имеет вид

$$U^{DL} = \max(s^{DL}, \rho^{DL}).$$

Для нахождения загрузки прямого канала u^{DL} необходимо решить следующую задачу условной оптимизации

$$u^{DL} = \min_{\mathbf{q}^{DL}, \mathbf{p}^{DL}, \mathbf{f}^{DL}} (U^{DL}), \quad P_{i,j,\ell}^{DL} \geq P_{i,j,\ell}^{QoS}, \quad (2)$$

где \mathbf{q}^{DL} – множество схем кодирования и модуляции, назначенных сервисным потокам в прямом канале, \mathbf{p}^{DL} – множество значений мощности передачи, на-

значенных сервисным потокам в прямом канале, \mathbf{f}^{DL} – множество частотных подканалов, назначенных сервисным потокам в прямом канале; $p_{i,j,\ell}^{DL}$ – значение мощности передачи, назначенное сервисному потоку j пользователя i в частотном подканале ℓ , а $p_{i,j,\ell}^{QoS}$ – минимальное значение мощности передачи, которое должно быть назначено сервисному потоку j пользователя i в частотном подканале ℓ для того, чтобы удовлетворить требования QoS этого сервисного потока.

Рассмотрим сектор. Общими ресурсами сектора являются ресурсы прямого и обратного каналов. К параметрам адаптации прямого и обратного каналов добавляется новый параметр, а именно положение границы t между кадрами прямого и обратного каналов. Соответственно, загрузка сектора с номером k равна

$$u_k = \min_i \left[\max \left(u_k^{UL}, u_k^{DL} \right) \right]. \quad (3)$$

Наконец, **рассмотрим всю беспроводную сеть** передачи данных OFDMA, включающую K секторов. Загрузка сети характеризуется множеством загрузок её секторов

$$\mathbf{u} = \{u_1, u_2, \dots, u_K\}.$$

Быстрый расчёт загрузки

Задачи условной оптимизации (1) для обратного канала, (2) для прямого канала и (3) для сектора имеют следующие сложности. Целевые функции и условия являются нелинейными функциями параметров адаптации, а область определения целевых функций, задаваемая граничными условиями, имеет сложную форму. Кроме того, часть параметров адаптации имеет дискретную, а часть – непрерывную область значений. Эти сложности делают невозможным аналитическое решение поставленных оптимизационных задач. Оптимальное решение полным перебором не приемлемо на практике. В статье предлагаются быстрые практические алгоритмы решения задач условной оптимизации (1)-(3). Они несколько отличаются для частотного и многопользовательского разнесений.

Загрузка сектора может быть найдена в два шага. На первом шаге положение границы между кадрами прямого и обратного каналов выбирается так, что кадр делится между прямым и обратным каналами пропорционально суммарным средним скоростям трафиков прямого и обратного каналов. Это положение границы не учитывает разные условия приёма пользователей. Для этого положения границы находим загрузку прямого и обратного каналов способом, описанным далее.

На втором шаге задаём положение границы между кадрами таким образом, чтобы разделить частотно-временной ресурс кадра между прямым и обратным каналами пропорционально их загрузкам, найденным на первом шаге. Для нового положения границы находим загрузку прямого и обратного каналов.

Загрузку сектора можно найти по формуле(3), используя загрузки прямого и обратного каналов, найденные на первом шаге. Это значение загрузки секто-

ра можно использовать как окончательную оценку загрузки сектора. Для уточнения этой оценки можно провести прямой поиск минимума загрузки сектора вблизи положения границы между кадрами, найденного на втором шаге.

Как отмечалось ранее, при использовании частотно-го разнесения условия приёма сервисного потока характеризуются средними по символу OFDM условиями приёма. Соответственно, не играет роли, какие частотные подканалы назначены этому сервисному потоку. Соответственно, задача условной оптимизации (2) для нахождения загрузки прямого канала u^{DL} упрощается

$$u^{DL} = \min_{q^{DL}, p^{DL}} \left(U^{DL} \right), \quad p_{i,j}^{DL} \geq p_{i,j}^{QoS}. \quad (4)$$

Предлагается решать задачу (4) итеративно. Количество итераций равно количеству сервисных потоков прямого канала всех пользователей.

На первой итерации выбирается один пользователь и один сервисный поток этого пользователя и решается оптимизационная задача

$$q_{1,1}^{DL,opt} = \arg \min_{q_{1,1}^{DL}} \left(\max \left(s_{1,1}^{DL}, \rho_{1,1}^{DL} \right) \right), \quad (5)$$

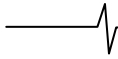
используя полный перебор по номерам схем кодирования-модуляции и $p_{1,1}^{DL,opt} = p_{1,1}^{DL} \left(q_{1,1}^{DL} \right)$. В (5) значения $s_{1,1}^{DL}$ и $\rho_{1,1}^{DL}$ вычисляются при условии, что только один сервисный поток (1,1) расположен в кадре прямого канала. Примеры вычисления значения мощности передачи $p_{1,1}^{DL}$ как функции от номера схемы кодирования-модуляции $q_{1,1}^{DL}$, требований QoS и условий приёма приведены в [10–12]. После того как оптимизационная задача (5) решена, для сервисного потока (1,1) окончательно фиксируют схему кодирования и модуляции $q_{1,1}^{DL,opt}$ и мощность передачи $p_{1,1}^{DL,opt}$.

На второй итерации опять выбирают одного пользователя и один сервисный поток этого пользователя и решают оптимизационную задачу

$$q_{2,2}^{DL,opt} = \arg \min_{q_{2,2}^{DL}} \left(\max \left(s_{1,1}^{DL,opt} + s_{2,2}^{DL}, \rho_{1,1}^{DL,opt} + \rho_{2,2}^{DL} \right) \right), \quad (6)$$

используя полный перебор и $p_{2,2}^{DL,opt} = p_{2,2}^{DL} \left(q_{2,2}^{DL} \right)$. В (6) значения $s_{1,1}^{DL,opt}$ и $\rho_{1,1}^{DL,opt}$ уже рассчитаны на первой итерации для $q_{1,1}^{DL,opt}$ и $p_{1,1}^{DL,opt}$, а значения $s_{2,2}^{DL}$ и $\rho_{2,2}^{DL}$ вычисляются при условии, что сервисный поток (1,1) был ранее размещён в кадре с параметрами $q_{1,1}^{DL,opt}$ и $p_{1,1}^{DL,opt}$, а сервисный поток (2,2) дополнительно размещён в кадре прямого канала. В конце второй итерации для сервисного потока (2,2) окончательно фиксируют схему кодирования-модуляции $q_{2,2}^{DL,opt}$ и мощность передачи $p_{2,2}^{DL,opt}$. Отметим, что обозначения (1,1) и (2,2) условные. Например, на первой итерации может быть выбран второй сервисный поток третьего пользователя, а на второй итерации – первый сервисный поток того же третьего пользователя системы.

Итерации продолжают до тех пор, пока не будут рассмотрены все сервисные потоки всех пользователей прямого канала. Отметим, что на каждой итерации оптимизационная задача решается только для одного сервисного потока одного пользователя, что существенно быстрее одновременного полного перебора по всем сервисным потокам.



Наша модель загрузки беспроводной сети передачи данных OFDMA численно характеризует загрузку, как в незагруженной, так и в перегруженной ситуациях. Соответственно, быстрые алгоритмы оценки загрузки также должны это учитывать. Когда кадр прямого канала перегружен, т.е. невозможно разместить в кадре все сервисные потоки (занят весь частотно-временной ресурс) или при размещении $\rho^{DL} > 1$ (занят весь мощностной ресурс), используется следующая процедура. Сначала размещают как можно больше сервисных потоков в кадре прямого канала при условии, что $u^{DL} \leq 1$. Затем условно добавляют второй кадр прямого канала, такой же как и первый кадр, под первым кадром прямого канала. Размещают как можно больше сервисных потоков во втором кадре прямого канала при условии, что $u^{DL} \leq 1$. Это условие проверяется отдельно для второго кадра. Подобная процедура продолжается до тех пор, пока все сервисные потоки не будут размещены. После этого вычисляют загрузку прямого канала по всем использованным кадрам прямого канала. При этом суммируют размеры занятого частотно-временного ресурса всех кадров прямого канала для получения s^{DL} . Кроме того, суммируют использованную мощность передачи всех кадров прямого канала для получения ρ^{DL} (поэтому новые кадры размещаются под старыми кадрами).

Возможны различные критерии для выбора одного пользователя и одного сервисного потока этого пользователя на каждой итерации. Для частотного разнесения предлагается следующий критерий. Пользователи выбираются, начиная с пользователя с наихудшими условиями приёма, после чего последовательно рассматриваются все сервисные потоки прямого канала этого пользователя. При этом сервисные потоки выбираются, начиная с сервисного потока с максимальной средней скоростью трафика.

При использовании многопользовательского разнесения необходимо решить полную оптимизационную задачу (2) для нахождения загрузки прямого канала u^{DL} . Предлагается следующий итеративный алгоритм.

На первой итерации выбирают один сервисный поток и один частотный подканал прямого канала и решают оптимизационную задачу

$$q_{1,1,1}^{DL,opt} = \arg \min_{q_{1,1,1}^{DL}} \left(\max \left(s_{1,1,1}^{DL}, \rho_{1,1,1}^{DL} \right) \right), \quad (7)$$

используя полный перебор и $p_{1,1,1}^{DL,opt} = p_{1,1,1}^{DL} \left(q_{1,1,1}^{DL} \right)$. В (7) значения $s_{1,1,1}^{DL}$ и $\rho_{1,1,1}^{DL}$ вычисляются при условии, что только один сервисный поток (1,1) расположен в одном частотном подканале (1). После того как задача (7) решена, частотный подканал (1), схема кодирования $q_{1,1,1}^{DL,opt}$ и мощность передачи $p_{1,1,1}^{DL,opt}$ окончательно назначаются сервисному потоку (1,1).

На второй итерации выбирается новый сервисный поток и новый частотный подканал, и решается задача

$$q_{2,2,2}^{DL,opt} = \arg \min_{q_{2,2,2}^{DL}} \left(\max \left(s_{1,1,1}^{DL,opt} + s_{2,2,2}^{DL}, \rho_{1,1,1}^{DL,opt} + \rho_{2,2,2}^{DL} \right) \right), \quad (8)$$

используя полный перебор и $p_{2,2,2}^{DL,opt} = p_{2,2,2}^{DL} \left(q_{2,2,2}^{DL} \right)$. В (8) значения $s_{2,2,2}^{DL}$ и $\rho_{2,2,2}^{DL}$ вычисляются при условии, что сервисный поток (1,1) уже размещён в частотном

подканале (1) с параметрами $q_{1,1,1}^{DL,opt}$ и $p_{1,1,1}^{DL,opt}$, а сервисные потоки (2,2) дополнительно размещён в частотном подканале (2).

Итерации продолжают до тех пор, пока все сервисные потоки прямого канала не будут рассмотрены. Отметим, что на каждой итерации оптимизация осуществляется для одного сервисного потока, что существенно быстрее оптимального решения. В случае перегрузки кадра прямого канала поступают аналогично случаю частотного разнесения. В случае многопользовательского разнесения на каждой итерации выбирают один сервисный поток и один частотный подканал с наилучшими условиями приёма.

В обратном канале ограничения на максимальную мощность передачи (1) имеют распределённый по пользователям характер. Соответственно, в случае частотного разнесения оптимизационная задача (1) может быть разделена на несколько независимых подзадач

$$u_i^{UL} = \min_{q_{i,j}^{UL}, p_{i,j}^{UL}} \left(s_i^{UL} \right), P_i^{UL} \leq P_{max,i}^{UL}, p_{i,j}^{UL} \geq p_{i,j}^{QoS}, \quad (9)$$

где

$$u^{UL} = \sum_i u_i^{UL}. \quad (10)$$

Предлагается следующий подход для решения каждой из задач (9). Сначала, всем сервисным потокам обратного канала рассматриваемого пользователя назначают схему кодирования-модуляции с максимальной скоростью передачи и соответствующее значение мощности передачи $p_{i,j}^{UL} = p_{i,j}^{UL} \left(q_{i,j}^{UL} \right)$, при котором выполняются требования QoS. Затем, итеративно уменьшают скорость передачи сервисных потоков до тех пор, пока ограничение на максимальную мощность передачи пользователя не будет удовлетворено. Отметим, что при уменьшении скорости передачи соответствующее ей значение мощности передачи $p_{i,j}^{UL}$, при котором удовлетворяются требования QoS, также уменьшается. Когда оптимизационные задачи (9) решены для всех пользователей, загрузка обратного канала u^{UL} находится по формуле (10).

В случае многопользовательского разнесения, оптимизационная задача (1) не может быть разделена на независимые подзадачи. Тем не менее, ограничения на максимальную мощность передачи также являются распределёнными. Поэтому предлагается решать задачу (1), последовательно рассматривая пользователей начиная с пользователя с наилучшими условиями приёма. Для рассматриваемого пользователя назначают схему кодирования-модуляции с максимальной скоростью передачи всем его сервисным потокам обратного канала. После этого размещают эти сервисные потоки в свободной части кадра прямого канала, начиная с частотных подканалов с наилучшими условиями приёма. Мощность передачи $p_{i,j,t}^{UL,opt} = p_{i,j,t}^{UL} \left(q_{i,j,t}^{UL} \right)$ выбирают таким образом, чтобы удовлетворялись требования QoS.

Когда кадр обратного канала перегружен, используют следующую процедуру. Размещают как можно больше сервисных потоков в первом кадре обратно-

го канала. Условно добавляют второй кадр обратного канала, такой же как и первый, справа от первого и опять размещают в нём как можно больше сервисных потоков. Эту процедуру продолжают до тех пор, пока все сервисные потоки обратного канала не будут размещены. После этого суммируют весь занятый частотно-временной ресурс использованных кадров обратного канала для нахождения s^{UL} .

Заключение

В статье представлена модель загрузки беспроводной сети передачи данных OFDMA. Она включает загрузку прямого и обратного каналов, загрузку сектора, а также загрузку сети. Также предложены быстрые алгоритмы оценки загрузок для частотного и многопользовательского распределений.

Модель загрузки беспроводной сети передачи данных традиционно используется в алгоритмах управления доступом новых пользователей в сеть. Кроме этого, она находит применение в алгоритмах горизонтального и вертикального «хэндовера», например, в предложенном авторами статьи алгоритме горизонтального «хэндовера» в сети Mobile WiMAX [15]. При анализе этого алгоритма проводилось моделирование сети Mobile WiMAX. Моделирование показало достаточно высокую точность предложенной модели загрузки и быстрых алгоритмов её оценки.

Литература

1. Damji N., Le-Ngoc T. Dynamic downlink OFDM resource allocation with interference mitigation and macro diversity for multimedia services in wireless cellular systems. // IEEE Wireless Communication and Networking Conference: WCNC 2005. vol. 3, N. 1. pp. 1298–1304.
2. Yanmaz E., Tonguz O.K. Dynamic load balancing and sharing performance of integrated wireless networks. // IEEE J. Select. Areas Commun. 2004. vol. 22, N. 5. pp. 862–872.
3. Karlsson J., Eklundh B. A cellular mobile telephone system with load sharing – an enhancement of directed retry. // IEEE Trans. Commun. 1989. vol. 37, N. 5. pp. 530–535.
4. Kim S., Varshney P.K. Adaptive load balancing with preemption for multimedia cellular networks. // IEEE Wireless Communications and Networking Conference : WCNC 2003. vol. 4, N. 1. pp. 1680–1684.
5. Das S., Viswanathan H., Rittenhouse G. Dynamic load balancing through coordinated scheduling in packet data systems. // IEEE International Conference on Computer Communication – INFOCOM 2003. vol. 22, N. 1. pp. 786–796.
6. Velayos H., Aleo V., Karlsson G. Load balancing in overlapping wireless LAN cells. // IEEE International Conference on Communications : ICC 2004. vol. 27, N. 1. pp. 3833–3836.
7. Yeo W.Y., Cho D.H. An analytical model for reverse link rate control in cdma2000 1xEV-DO systems. // IEEE Commun. Letters. 2005. vol. 9, N. 3. pp. 270 – 272.
8. Muckenheim J., Bernhard U. A framework for load control in 3rd generation CDMA networks. // IEEE Global Telecommunications Conference : GLOBECOM 2001. vol. 6, N. 1. pp. 3738–3742.
9. Гармонов А.В., Савинков А.Ю., Филин С.А., Моисеев С.Н., Кондаков М.С. Технический обзор стандарта IEEE 802.16. // Мобильные системы. 2005. № 11. С. 16–24.
10. Filin S.A., Moiseev S.N., Kondakov M.S., Garmonov A.V., Yim D.H., Lee J., Chang S., Park Y.S. QoS-guaranteed cross-layer adaptive transmission algorithms for the IEEE 802.16 OFDMA system. // IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC 2006), Apr. 2006.
11. Filin S.A., Moiseev S.N., Kondakov M.S., Garmonov A.V., Yim D.H., Lee J., Chang S., Park Y.S. QoS-guaranteed cross-layer transmission algorithms with adaptive frequency subchannels allocation in the IEEE 802.16 OFDMA system. // IEEE International Conference on Communications (ICC 2006), Jun. 2006.
12. Filin S.A., Moiseev S.N., Kondakov M.S., Garmonov A.V., Savinkov A.Y., Park Y.S., Yim D.H., Lee J.H., Cheon S.H., Han K.T. QoS-guaranteed cross-layer adaptive transmission algorithms with selective ARQ for the IEEE 802.16 OFDMA system. // IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2006 Fall), Sep. 2006.
13. Moiseev S.N., Filin S.A., Kondakov M.S., Garmonov A.V., Savinkov A.Y., Park Y.S., Yim D.H., Lee J.H., Cheon S.H., Han K.T. Optimal average number of data block transmissions for the ARQ mechanism in the IEEE 802.16 OFDMA system. // IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Communications (PIMRC 2006), Sep. 2006.
14. Moiseev S.N., Filin S.A., Kondakov M.S., Garmonov A.V., Savinkov A.Y., Park Y.S., Yim D.H., Lee J.H., Cheon S.H., Han K.T. System load model for the OFDMA network. // IEEE Communications Letters, vol. 10, pp. 620–622, Aug. 2006.
15. Moiseev S.N., Filin S.A., Kondakov M.S., Garmonov A.V., Savinkov A.Y., Park Y.S., Yim D.H., Lee J.H., Cheon S.H., Han K.T. Load-balancing QoS-guaranteed handover in the IEEE 802.16e OFDMA network. // IEEE Global Communications Conference (Globecom 2006), Nov.-Dec. 2006.

ЭКВАЛАЙЗЕР ДЛЯ ММО СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ, РЕАЛИЗОВАННЫЙ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ

Манелис В.Б., Каюков И.В.

Введение

Современные и будущие системы широкополосной радиосвязи должны обеспечивать высокую скорость передачи данных (десятки и сотни Мбит/с и более) для удовлетворения постоянно растущих требований мультимедийных приложений. Это отражено в таких стандартах, как UMTS, cdma2000, IEEE 802.16 и др.

Основное препятствие увеличению скорости передачи данных заключается в искажениях полезного сигнала из-за многолучевости канала распространения. Такие каналы, часто без прямого луча, являются типичными в беспроводных системах связи.

В одночастотных системах, например, с кодовым разделением каналов (CDMA – Code Division Multiple Access), простое увеличение битовой скорости эквивалентно уменьшению длительности передаваемых символов и приводит к существенному росту межсимвольных помех. Поэтому в некоторых системах, например, в высокоскоростных каналах пакетной передачи (HSPA – High Speed Packet Access) стандарта UMTS [1], повышение скорости передачи данных обеспечивается при фиксированной длительности символа за счет использования многокодového сигнала, когда осуществляется параллельная передача потоков данных по ортогональным каналам. Ортогональность обеспечивается кодами Уолша. Пока временная дисперсия канала распространения невелика, ортогональность сигналов на приемной стороне сохраняется. Однако, с увеличением временной дисперсии на выходе канальных корреляторов приемника появляется помеха других каналов (межкодová помеха), мощность которой растет с увеличением числа каналов. В условиях многолучевости в одночастотных системах обычно используют Rake приемник, собирающий энергию сигналов различных лучей. Rake приемник оптимален при приеме многолучевого сигнала на фоне белого гауссовского шума. Однако, межкодová помеха им не учитывается, что приводит к существенному ухудшению характеристик приема, особенно, в случае неразрешаемой многолучевости.

Принципиально другим эффективным подходом, устойчивым к многолучевости канала распространения, является использование многочастотных сигналов (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [2]. Эта технология позволяет при увеличении полосы сигнала увеличивать скорость передачи данных, не уменьшая длительности символа и сохраняя межсимвольную помеху на приемлемо низком уровне. OFDM

Предложен эквалайзер для MIMO-BLAST системы радиосвязи, который минимизирует искажения сигнала, обусловленные многолучевостью канала распространения и помехами других антенн. Эквалайзер реализован в частотной области и основан на критерии минимума среднего квадрата ошибки. В предлагаемом эквалайзере существенно уменьшена вычислительная сложность расчета весовых коэффициентов. На примере HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) канала методом компьютерного моделирования показано, что применение эквалайзера позволяет существенно улучшить характеристики приема по сравнению с традиционным Rake приемником.

системы наряду с устойчивостью к многолучевости имеют также и другие преимущества по сравнению с традиционными одночастотными системами: простота цифровой реализации, возможность адаптивной модуляции на различных поднесущих и др. Однако OFDM системы имеют и недостатки, наиболее существенными из которых являются повышенные требования к точности частотной синхронизации, а также высокий пик-фактор OFDM сигнала [3]. Последний означает, что для поддержания адекватной средней мощности передачи с заданным уровнем искажений требуется усилитель большей стоимости (большей мощности или с большим рабочим линейным участком), чем для одночастотных систем.

В этой связи представляет интерес использование традиционного метода одночастотной модуляции и эквалайзера на приемной стороне, минимизирующего искажения, вызванные многолучевостью. В [4] показано, что этот подход превосходит по характеристикам Rake приемник для случая одной передающей и одной приемной антенны. Аналогичный результат получен и для случая одной передающей и нескольких приемных антенн [5]. Использование эквалайзера обеспечивает характеристики, близкие к характеристикам OFDM систем [3], и не имеет свойственных этим системам недостатков. Возможны два способа реализации эквалайзера: во временной и в частотной области (в дальнейшем временной и частотный эквалайзеры). Использование частотного эквалайзера привлекло в последнее время внимание многих исследователей благодаря меньшей сложности его реализации по сравнению с временным эквалайзером [3, 5-7].

Одним из наиболее эффективных способов повышения скорости передачи данных и емкости системы связи, интенсивно развивающихся в последние годы, является использование антенного разнесения как при приеме, так и при передаче, т. е. применение нескольких антенн на передающей и приемной стороне (MIMO – Multiple-Input Multiple-Output технологии) [8]. Высокая спек-

тральная эффективность этого метода основана на независимости каналов распространения между различными парами передающей и приемной антенн. Известно, что максимальная пропускная способность MIMO системы достигается при использовании технологии BLAST (Bell Labs Layered Space Time) [9], при которой с различных антенн передаются различные потоки данных.

Среди известных работ, посвященных частотному эквалайзеру для MIMO систем, отметим [10], где представлены частотный и временной эквалайзеры, функционирующие по критерию минимума среднего квадрата ошибки. И хотя вычислительная сложность представленного в [10] частотного эквалайзера гораздо меньше сложности временного эквалайзера, она остается достаточно большой.

В данной работе предложен относительно более простой частотный эквалайзер для MIMO-BLAST системы, также основанный на критерии минимума среднего квадрата ошибки. В предлагаемом эквалайзере существенно уменьшена вычислительная сложность расчета весовых коэффициентов. Это упрощение основано на свойствах реально используемых фильтров, ограничивающих спектр полезного сигнала.

Модель системы

Рассмотрим MIMO-BLAST систему связи, состоящую из M передающих и N приемных антенн. Общая архитектура MIMO-BLAST системы связи с частотным эквалайзером приведена на рис. 1. На передающей стороне символы разделяются на M высокоскоростных потоков, передаваемых с различных антенн. Каждый поток данных в свою очередь разделяется на K подпотоков (каналов). На символы каждого подпотока накладывается индивидуальный канальный код $Y_k(t)$, $k = \overline{1, K}$ (одна из функций Уолша). В результате формируются сигналы различных каналов с чиповой структурой, которые суммируются, и значения чипов сформированного многокодового сигнала передаются в канал связи. Для устранения внеполосных излу-

ний полезный многокодовый сигнал ограничен по полосе некоторым фильтром, например, фильтром поднятого косинуса [1]. Эквалайзер на приемной стороне состоит из N блоков быстрого преобразования Фурье (БПФ), $M \times N$ блоков взвешивания (по M блоков на каждую приемную антенну), M сумматоров и M блоков обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ).

Отсчеты входного сигнала каждой приемной антенны группируются в блоки по PI (P – число чипов в блоке, I – число отсчетов входного сигнала на чип), которые подвергаются процедуре БПФ. Для каждого из M переданных потоков полученные частотные компоненты взвешиваются в соответствии с весами эквалайзера и суммируются по всем приемным антеннам. Затем выполняется процедура ОБПФ потока. В результате на выходе эквалайзера для всех переданных потоков формируются оценки переданных значений чипов многокодового сигнала. Весовые коэффициенты частотного эквалайзера определяются характеристиками канала и выбираются таким образом, чтобы минимизировать среднеквадратическую ошибку оценки чипов. Весовой коэффициент фильтра m -го потока i -ой приемной антенны для k -ой спектральной компоненты обозначим $W_k^{(i,m)}$, $k = \overline{0, PI-1}$, $i = \overline{1, N}$, $m = \overline{1, M}$.

Далее полученные после эквалайзера M потоков значений чипов многокодового сигнала поступают на соответствующие блоки канальных корреляторов, где формируются оценки символов подпотоков данных.

Считается, что для корректной работы частотного эквалайзера блоки временного сигнала на передающей стороне должны быть расширены за счет циклического префикса (по аналогии с OFDM сигналом). Длительность циклического префикса должна выбираться не менее длительности импульсного отклика канала. При выполнении БПФ отсчеты циклического префикса отбрасываются. Однако, с некоторой потерей качества частотный эквалайзер успешно функционирует и в отсутствие циклического префикса.

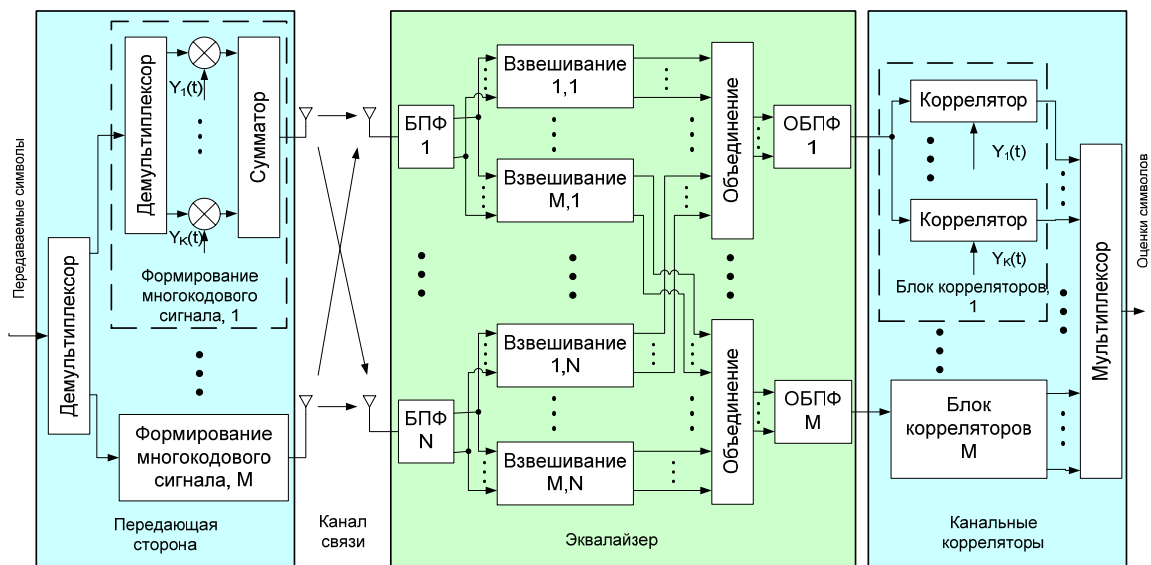
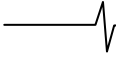


Рис. 1 Структурная схема MIMO-BLAST системы связи с частотным эквалайзером



Весовые коэффициенты частотного эквалайзера

Рассмотрим прием некоторого информационного блока PI отсчетов. Обозначим $\{H_k^{(i,m)}\}$, $k = \overline{0, PI-1}$ – компоненты частотного отклика канала m -ой передающей и i -ой приемной антенн (представляющие собой Фурье преобразование вектора отсчетов импульсного отклика этого канала, взятых с тем же дискретом, что и отсчеты сигнала), $i = \overline{1, N}$, $m = \overline{1, M}$, $\{G_k\}$, $k = \overline{0, PI-1}$ – компоненты передаточной функции фильтра, ограничивающего спектр сигнала, $\{a_n^{(m)}\}$, $n = \overline{0, P-1}$ – значения чипов многокодového сигнала информационного блока данных m -ой передающей антенны. Значения передаваемых чипов независимы, так что

$$\langle a_{n_1}^{(m_1)} a_{n_2}^{*(m_2)} \rangle = \delta_{n_1, n_2} \delta_{m_1, m_2}, \quad (1)$$

где $\delta_{i,j}$ – символ Кронекера, $(\cdot)^*$ – операция комплексного сопряжения.

В соответствии с рассматриваемой моделью системы результат БПФ блока входных отсчетов сигнала i -ой приемной антенны можно представить как

$$R_k^{(i)} = \sum_{m=1}^M A_k^{(m)} H_k^{(i,m)} + V_k^{(i)}, \quad k = \overline{0, PI-1}, \quad i = \overline{1, N}, \quad (2)$$

$$\text{где } A_k^{(m)} = G_k \sum_{n=0}^{P-1} a_n^{(m)} \exp(-j2\pi \frac{kn}{P}), \quad k = \overline{0, PI-1} \quad (3)$$

– БПФ информационной части сигнала, $V_k^{(i)}$. $k = \overline{0, PI-1}$ – БПФ входного шума. Корреляционная функция шумовой составляющей равна

$$\langle V_{k_1}^{(i)} V_{k_2}^{*(j)} \rangle = \sigma^2 PI \delta_{k_1, k_2} \delta_{i,j}, \quad (4)$$

где σ^2 – мощность шума.

Эквалайзер формирует оценки информационных чипов передаваемого блока данных. С учетом описанных выше процедур оценку q -го чипа сигнала m -ой передающей антенны на выходе частотного эквалайзера можно представить как

$$z_q^{(m)} = \frac{1}{PI} \sum_{i=1}^N \sum_k W_k^{(i,m)} R_k^{(i)} \exp\left(j2\pi \frac{kq}{P}\right), \quad (5)$$

$$q = \overline{0, P-1}, \quad m = \overline{1, M}$$

Можно считать, что спектр мощности сигнала (3) вне полосы фильтра, ограничивающего спектр сигнала, близок к нулю. Поэтому для упрощения эквалайзера будем использовать только спектральные компоненты, которые существенно отличны от нуля, т. е. из интервалов $k = \overline{0, P-1}$ при $I=1$ и $k=0, P-1, k = P(I-1)+1, PI-1$ при $I > 1$. Поэтому суммирование по k в (5) и других формулах осуществляется в пределах этих интервалов.

Весовые коэффициенты эквалайзера будем определять по критерию минимума среднего квадрата ошибки. Из структуры частотного эквалайзера очевидно, что оптимизация весовых коэффициентов различных потоков производится независимо друг от друга

$$\mathbf{W}^{(m)} = \arg \min_{\mathbf{W}^{(m)}} \langle |z_q^{(m)} - a_q^{(m)}|^2 \rangle, \quad m = \overline{1, M}, \quad (6)$$

где обозначено $\mathbf{W}^{(m)} = (\mathbf{W}_0^{(m)}, \dots, \mathbf{W}_{PI-1}^{(m)})^T$ – весовые коэффициенты частотного эквалайзера m -го потока,

$$\mathbf{W}_k^{(m)} = (W_k^{(1,m)}, \dots, W_k^{(N,m)})^T.$$

При усреднении квадрата ошибки в (6) учтем статистические свойства шумовой компоненты (4) и передаваемых данных (1). В общем случае коэффициенты эквалайзера для случая $I > 1$ для поднесущих, отстоящих друг от друга на P , являются коррелированными [3]. Однако, если учесть свойства обычно используемых фильтров, ограничивающих спектр сигнала, наиболее мощные спектральные компоненты оказываются некоррелированными, а те, для которых корреляция имеет место, являются маломощными, располагаясь на спадающих краях спектральной полосы пропускания фильтра.

Пренебрегая этой корреляцией, получаем средний квадрат ошибки чипа i -го потока в виде

$$\langle |z_q^{(m)} - a_q^{(m)}|^2 \rangle = 1 - \frac{1}{PI} \sum_k [\mathbf{b}_k^{H(m)} \mathbf{W}_k + \mathbf{W}_k^H \mathbf{b}_k^{(m)} - \mathbf{W}_k^H \mathbf{Q} \mathbf{W}_k], \quad (7)$$

где обозначено

$$\mathbf{b}_k^{(m)} = (G_k^* H_k^{*(1,m)}, \dots, G_k^* H_k^{*(N,m)})^T, \quad \mathbf{Q}_k = \sigma^2 \mathbf{E} + \frac{1}{I} \sum_{j=1}^M \mathbf{b}_k^{(j)} \mathbf{b}_k^{H(j)},$$

\mathbf{E} – единичная матрица соответствующей размерности. Из (7) получим окончательное выражение для весовых коэффициентов m -го потока

$$\mathbf{W}_k^{(m)} = \mathbf{Q}_k^{-1} \mathbf{b}_k^{(m)}. \quad (8)$$

Заметим, что матрица \mathbf{Q}_k^{-1} представляет собой матрицу системы и не зависит от номера потока. Очевидно, для тех спектральных компонент, для которых $G_k \approx 0$, необходимо положить $\mathbf{W}_k = \mathbf{0}$.

Средний квадрат остаточной ошибки для чипов m -го потока при этом определяется характеристиками канала и равен

$$\langle |\bar{\mathbf{w}}_m^T \mathbf{r} - d_m(q)|^2 \rangle = 1 - \frac{1}{PI} \sum_k \mathbf{b}_k^{H(m)} \mathbf{Q}_k^{-1} \mathbf{b}_k^{(m)}. \quad (9)$$

Заметим, что представленный эквалайзер выполняет также функции MIMO демодулятора, подавляя не только многолучевые помехи других каналов, но и помехи других антенн.

Результаты моделирования

Анализ помехоустойчивости частотного эквалайзера был выполнен методом компьютерного моделирования канала HSDPA системы связи UMTS [1]. Модель канала распространения соответствовала [11]. В табл. 1 приведены параметры моделируемых каналов распространения: пешеходного (Pedestrian B) и канала движущегося абонента (Vehicle A).

На рис. 2 – рис. 5 приведены кривые зависимости вероятности битовой ошибки BER от отношения сигнал-шум $SNR=1/\sigma^2$ для различных каналов распространения (Pedestrian B и Vehicle A) различных видов модуляции (QPSK и 16QAM), различного числа параллельно передаваемых каналов K и различного числа передающих M и приемных антенн N . Длина БПФ и ОБПФ выбиралась равной $PI=512$. Длительность символа составляла 16 чипов, число отсчетов на чип $I=2$. Импульсные отклики каналов всех пар передающей и приемной антенн предполагались известными, а синхронизация – идеальной.

Таблица 1

№ луча	Pedestrian B, 3км/ч		Vehicle A, 120км/ч	
	Задержка сигнала луча, мкс	Относительная мощность сигнала луча, дБ	Задержка сигнала луча, мкс	Относительная мощность сигнала луча, дБ
1	0.0	0.0	0.0	0.0
2	0.2	-0.9	0.3	-1.0
3	0.8	-4.9	0.7	-9.0
4	1.2	-8.0	1.1	-10.0
5	2.3	-7.8	1.7	-15.0
6	3.7	-23.9	2.5	-20.0

Для сравнения на этих же рисунках приведены характеристики приема, полученные при использовании Rake приемника. При его реализации на каждой приемной антенне осуществляют взвешенное суммирование сигналов различных лучей для каждого канала. Полученные сигналы затем поступают на MIMO демодуляторы каналов, где выполняется подавление сигналов других антенн, и в результате формируются мягкие решения символов каналов переданных потоков [12].

Из приведенных рисунков видно, что использование эквалайзера позволяет существенно улучшить характеристики приема. Причем выигрыш возрастает с увеличением скорости передачи данных. Более того, использование эквалайзера делает возможным эффективный прием при использовании сложных видов модуляции и при большом количестве параллельных каналов K , когда традиционный Rake приемник является вовсе неработоспособным.

Моделирование показало также, что предложенный эквалайзер не уступает по точности эквалайзеру из [10].

Вычислительная сложность

Вычислительная сложность предлагаемого частотного эквалайзера определяется процедурами БПФ и взвешивания на каждой приемной антенне и процедурой ОБПФ. Отсюда для оценивания одного чипа передаваемого сигнала необходимо приблизительно $4(N + M) \log_2(P) + M(8N + 2K)$ для $I = 1$ и $4(N + M)I \log_2(PI) + M(16N + 2K)$ для $I > 1$ операций умножения и сложения действительных чисел. Соответственно, сложность расчета весовых коэффициентов частотного эквалайзера (8) составляет приблизительно $MNP(9 + 8N + N^2)$ операций для $I = 1$ и $2MNP(9 + 8N + N^2)$ операций для $I > 1$.

При использовании альтернативного частотного эквалайзера [10] для оценивания одного чипа передаваемого сигнала необходимо приблизительно $4(N + M)I \log_2(PI) + M(8NI + 2K)$ операций умножения и сложения действительных чисел, а сложность расчета весовых коэффициентов составляет приблизительно $PI^3N^2(16M + NI)$ операций.

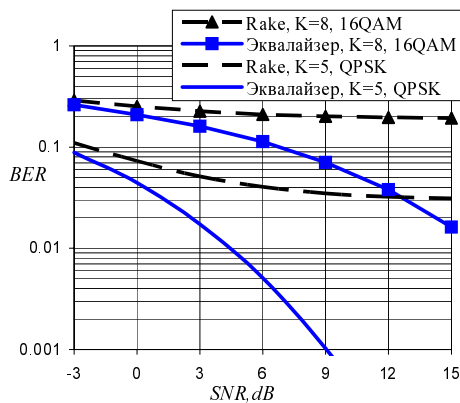


Рис. 2 $M=2, N=2, Pedestrian B$

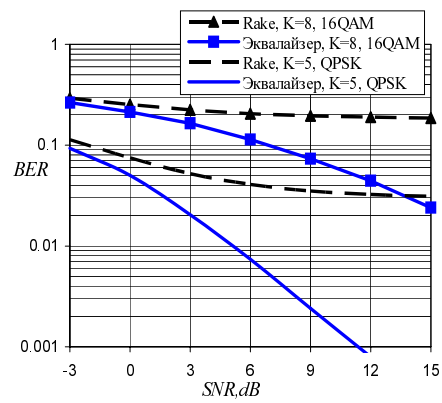


Рис. 4 $M=2, N=2, Vehicle A$

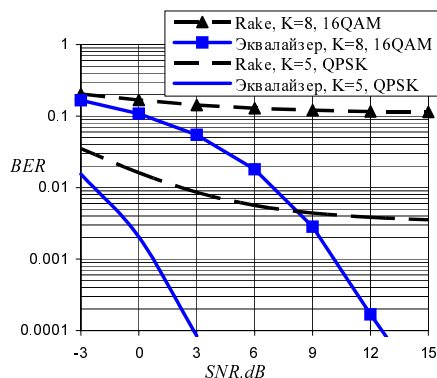


Рис. 3 $M=2, N=4, Pedestrian B$

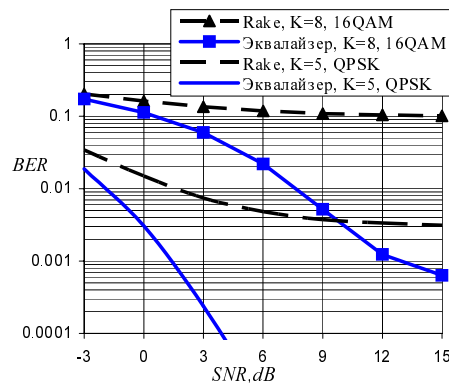


Рис. 5 $M=2, N=4, Vehicle A$

Количество отсчетов на чип, I	Количество антенн, $M \times N$	Предлагаемый эквалайзер, MIPS	Альтернативный эквалайзер из [10], MIPS	Rake приемник, MIPS
2	2x2	1400	1460	1100
	2x4	2200	2460	2200
4	2x2	2420	3000	1100
	2x4	3700	5700	2200

При использовании Rake приемника с MIMO демодулятором [12] для оценивания одного чипа передаваемого сигнала необходимо приблизительно $2NJ(MK + 1) + 8M^2$ операций умножения и сложения действительных чисел, J - количество учитываемых лучей (фингеров Rake приемника). При этом сложность расчета канальных параметров MIMO демодулятора составляет приблизительно $M^2(8NJ + 3M)$ операций.

Расчет показал, что для предлагаемого частотного эквалайзера определение весовых коэффициентов требует несущественные вычислительные затраты по сравнению с другими операциями эквалайзера даже при высоких скоростях движения абонента. Для альтернативного эквалайзера расчет весовых коэффициентов требует более значительные затраты, но существенными они становятся лишь при высоких скоростях движения абонента.

В табл. 2 приведен пример необходимой вычислительной производительности для реализации предлагаемого и альтернативного [10] частотных эквалайзеров, а также Rake приемника [12] для системы HSDPA. Расчет произведен для скорости движения абонента 120 км/ч при следующих значениях параметров: $PI = 512$, $K = 8$, $J = 4$. Полагалось, что обновление весовых коэффициентов осуществляется 10 раз на период фединга.

Из табл. 2 видно, что сложность реализации предлагаемого эквалайзера при $I = 2$ приблизительно такая же, как для Rake приемника и альтернативного эквалайзера из [10]. При $I = 4$ сложность реализации предлагаемого эквалайзера становится существенно проще, чем для альтернативного эквалайзера, но существенно сложнее, по сравнению с Rake приемником.

Заметим, что вычислительная сложность расчета весовых коэффициентов предлагаемого эквалайзера существенно меньше, чем для альтернативного эквалайзера. Например, для конфигурации $M = 2$, $N = 4$ упрощение для предлагаемого эквалайзера при $I = 2$ составляет 5.6 раз, а при $I=4$ 54 раза.

Заключение

В данной работе представлен эквалайзер для MIMO-BLAST системы радиосвязи, который минимизирует искажения сигнала, обусловленные многолучевостью канала распространения. Представленный эквалайзер выполняет также функции MIMO демодулятора, подавляя помехи других антенн. Эквалайзер реализован в частотной области и основан на критерии минимума среднего квадрата ошибки. В предлагаемом эквалайзере существенно уменьшена вычислительная сложность расчета весовых коэффициентов по сравнению с известными частотными эквалайзерами. Это упрощение основано на свойствах реально используемых фильтров, ограничивающих спектр полезного сигнала. В зависимости от конфигурации MIMO системы и структуры эквалайзера уменьшение вычислительной сложности расчета весовых коэффициентов может достигать десятки раз. На примере HSDPA канала методом компьютерного моделирования по-

казано, что применение предложенного эквалайзера позволяет существенно улучшить характеристики приема по сравнению с традиционным Rake приемником. Более того, использование предложенного эквалайзера делает возможным эффективный прием при использовании сложных видов модуляции и при большом количестве параллельно передаваемых с каждой антенны потоков данных, когда традиционный Rake приемник является неработоспособным.

Таким образом, предложенный частотный эквалайзер обеспечивает хорошее качество приема в MIMO-BLAST системах при относительно невысокой сложности реализации и является перспективным для достижения высокой скорости передачи данных в нестационарных многолучевых каналах распространения.

Литература

- 3GPP, Technical Specification Group Radio Access Network; Multiplexing and channel coding (FDD), TR25.212, Version 6.7.0., Dec. 2005.
- R. van Nee, R. Prasad, OFDM Wireless Multimedia Communications, Artech House, Boston-London, 2000.
- D. Falconer, S. L. Ariyavitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun. Mag., vol. 40, no. 4, pp. 58-66, April 2002.
- T. P. Krauss, M. D. Zoltowski, "Chip-level MMSE equalization at the edge of the cell", WCNC 2000 - IEEE Wireless Communications and Networking Conference, no. 1, September 2000 pp. 386-392
- Манелис В.Б., Каюков И.В. Эквалайзеры в широкополосных системах радиосвязи// Мобильные системы, 2007, №2, С.30-35.
- Y. Zhu, K. B. Letaief, "Single carrier frequency domain equalization with noise prediction for broadband wireless systems", GLOBECOM 2004 - IEEE Global Telecommunications Conference, no. 1, Dec 2004 pp. 7152-7152
- D. Garg and F. Adachi, "Packet Access Using DS-CDMA With Frequency-Domain Equalization" IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 24, no. 1, pp. 161-170, Jan. 2006
- G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," Wireless Personal Commun., vol. 6, no. 3, pp. 311-335, 1998.
- G. D. Golden, C. J. Foschini, R.A. Valenzuela and P. W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture," Electron. Lett., vol. 35, pp. 14-16, Jan. 1999.
- L. Mailaender, "Linear MIMO Equalization for CDMA Downlink Signals With Code Reuse" IEEE transactions on wireless communications, vol. 4, no. 5, pp.2423-2434, Sep. 2005
- Spatial Channel Model Text Description, SCM Text V7.0, Spatial Channel Model AHG (Combined ad-hoc from 3GPP & 3GPP2), August 19, 2003
- V. Jungnickel, Y.-S. Chang, V. Pohl, "Performance of MIMO rake receivers in WCDMA systems," IEEE Wireless Commun. and Networking Conference, Atlanta, USA, March 21-25, 2004.

УДК 621.391.372.019

СИСТЕМА РАДИОСВЯЗИ С ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТОДОВ РАСШИРЕНИЯ СПЕКТРА СИГНАЛОВ

Козленко Н.И., Мокроусов А.Н.

Методы передачи информации с применением расширения спектра сигналов

Обеспечение конфиденциальности связи с одновременным повышением её помехозащищённости является одним из основных направлений развития средств специальной связи. В подвижных системах радиосвязи и беспроводных локальных сетях находят применение методы расширения спектра с использованием ПСП или ППРЧ [1]. Потенциальные преимущества каждого из этих методов [2] предполагают необходимость их комплексного применения, что на сегодняшний день является практически реализуемым в связи с непрерывным развитием элементной базы.

Однако, главным недостатком существующих на сегодня методов помехозащиты (в дальнейшем – СП) с использованием ПСП и ППРЧ является то, что по каналу связи авторизованным пользователям передаётся само информационное сообщение, что позволяет неавторизованным пользователям при перехвате даже очень малого числа пакетов (составляющих небольшой процент от всего сообщения) с большой долей вероятности восстанавливать всё сообщение. Кроме того, при этом сообщение мало защищено от воздействия преднамеренных помех, а применение помехоустойчивого кодирования снижает скорость передачи информации. Таким образом, недостатком СП является отсутствие защиты передаваемого сообщения от несанкционированного прослушивания и низкая помехоустойчивость.

Идея предлагаемого метода (в дальнейшем обозначаемого как МП – метод передачи) в общем виде представляется следующим образом:

1) на передающем конце радиолинии со скачкообразной перестройкой рабочей частоты в пакетаторе происходит преобразование информационной последовательности в пакеты информации, представленной в двоичном виде (X бит)

2) полученное двоичное число Z пересчитывается в десятичное число $Y \in [0, 2^X - 1]$;

3) Y шифруется в другие десятичные числа $N_{ш1} = f_1(Y) \in [0, 2^X - 1]$ и $N_{ш2} = f_2(Y) \in [0, 2^X - 1]$, где f_1 и f_2 – известные на приёме и передаче алгоритмы;

4) $N_{ш1}$ и $N_{ш2}$ определяют десятичные числа $N_{ПСП} = g(N_{ш1}) \in [0, 2^M - 1]$, $M \geq X$, и $F_{ППРЧ} = h(N_{ш2}) \in [0, 2^K - 1]$, $K \geq X$, где g и h – известные на приёме и передаче алгоритмы;

5) по $N_{ПСП}$ и $F_{ППРЧ}$, согласно кодовым книгам определяются код ПСП и несущая частота;

6) полученная несущая частота передатчика модулируется полученным кодом ПСП с последующим излучением его в пространство;

Предлагается новый метод передачи информации с повышенной скрытностью и помехоустойчивостью в системах связи. Представлены функциональные схемы устройств, реализующих данный метод. Приводится описание системы радиосвязи с применением предложенного метода, расчетные выражения для оценки вероятности правильного приема и результаты моделирования.

7) на приёмном конце осуществляется приём сигнала одновременно на всех возможных частотах и для всех возможных кодов ПСП;

8) выбор того частотного канала, по которому производилась передача и выбор переданного ПСП;

9) на основе переданного ПСП определяется десятичное число $N_{ПСП}$ согласно кодовым книгам;

10) определяется десятичное число $N_{ш} = g^{-1}(N_{ПСП})$;

11) определяется десятичное число $Y = f^{-1}(N_{ш})$;

12) пересчитывается число Y из десятичного вида в двоичный Z ;

13) полученное значение Z представляется в виде блока информации;

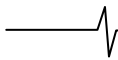
14) в депакетаторе происходит объединение полученных двоичных блоков в информационную последовательность и подача её на оконечное устройство.

Таким образом, представленный алгоритм МП исключает передачу самого информационного сообщения по каналу связи. Вместо этого передаётся ПСП, что при поэлементном накоплении на приёме значительно повышает помехоустойчивость.

Практическая реализация предложенного метода

Один из возможных вариантов функциональной схемы устройства для осуществления МП представлен на рис. 1, где введены следующие обозначения:

- 1 – источник информации (ИИ);
- 2 – пакетатор-депакетатор (ПД);
- 3 – модулятор;
- 4 – первый антенно-фидерный блок (АФБ1);
- 5 – синхрогенератор;
- 6 – приёмник информации (ПИ);
- 7 – синтезатор частот (СЧ);
- 8 – первый блок памяти (БП1);
- 9 – генератор кода (ГК);
- 10 – микропроцессор;
- 11 – пороговый блок;
- 12 – второй блок памяти (БП2);
- 13₁-13_к – корреляторы;
- 14₁-14_к – частотные фильтры (ЧФ);
- 15 – второй антенно-фидерный блок (АФБ2).



Устройство работает следующим образом. На передающем конце входной сигнал поступает в ИИ, с выхода которого двоичная информационная последовательность поступает в ПД, где происходит её деление на двоичные блоки по X бит, составляющих двоичное число Z . С первого выхода ПД информационные блоки подаются на первый вход микропроцессора, в котором производятся следующие преобразования: двоичное Z пересчитывается в десятичное число Y , которое, в свою очередь, переводится в другие десятичные числа N_1 и N_2 , которые соответственно определяют десятичные числа $N_{ПСП}$ и $F_{ППРЧ}$.

По $N_{ПСП}$ в БП1 определяется код ПСП, а по $F_{ППРЧ}$ в БП2 - несущая частота. Определённый в БП1 код ПСП (M бит) генерируется в ГК и подаётся на информационный вход модулятора, где он модулируется частотой, синтезируемой СЧ на основе определённой в БП2 несущей частоты передатчика. Модулированная ПСП излучается в пространство с помощью АФБ1.

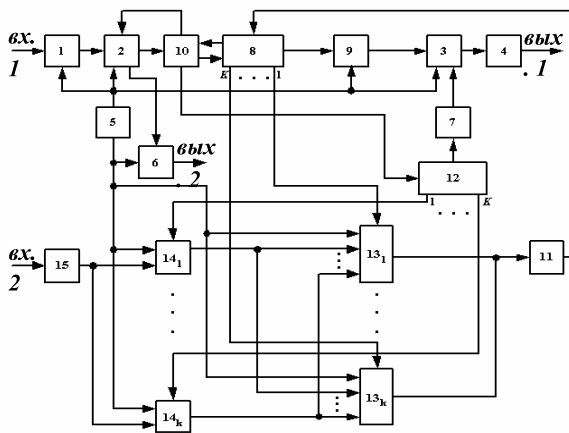


Рис. 1

На приёмном конце радиолинии входной сигнал, принятый АФБ2, поступает на информационные входы ЧФ, где происходит выбор того частотного канала, по которому производилась передача. Каждый из ЧФ настроен на частоту ($F_{ППРЧ}$), значение которой хранится в БП2. При этом, коды с k параллельных выходов БП2 подаются на управляющие входы соответствующих ЧФ, на синхронизирующие входы которых подаётся синхросигнал со второго выхода синхрогенератора.

С выходов ЧФ принятый сигнал поступает на соответствующие параллельные входы корреляторов, где определяются корреляционные пики. Каждый коррелятор настроен на определённую опорную ПСП, значение которой хранится в БП1. С k параллельных выходов БП1 управляющие сигналы поступают на последовательные входы соответствующих корреляторов.

Значение пика АКФ на выходах корреляторов сравнивается с порогом в блоке 11. Номер коррелятора, имеющего максимальное значение АКФ, определяет вид ПСП, по которому в БП1 определяется $N_{ПСП}$, который со второго последовательного выхода БП1 подаётся на второй вход блока 10. В микропроцессоре на основе десятичного числа $N_{ПСП}$ сначала определяется десятичное число $N_{ин}$, а затем определяется десятичное число Y , которое переводится из десятичного вида в двоичный Z , который подаётся на третий вход ПД, где преобразуется в X бит двоичного блока. Полученные таким образом двоичные блоки объединяются в ПД в двоичную информационную последовательность, которая

со второго выхода ПД подаётся на информационный вход ПИ, где преобразуется в форму выходного сигнала и подаётся на второй выход устройства.

При этом работа ПИ синхронизируется сигналом со второго выхода синхрогенератора, а сигнал с первого выхода синхрогенератора синхронизирует работу ИИ, ПД, ГК и модулятора.

Использование в предлагаемом устройстве корреляторов позволяет поэлементно накапливать принятый сигнал, что обеспечивает защиту от воздействия преднамеренных помех. Использование блоков памяти позволяет идентифицировать код ПСП и рабочую частоту, а использование микропроцессора - проводить многократные преобразования передаваемого и принимаемого сигналов, что обеспечивает защиту от несанкционированного доступа.

Таким образом, устройство для реализации МП позволяет обеспечить высокую помехоустойчивость при соблюдении конфиденциальности.

Частными случаями МП могут быть случаи, когда с целью упрощения аппаратуры передачи и приёма на этапе 5 алгоритма МП принимаются или $N_{ПСП} = \text{const}$ (метод МП1), или $F_{ППРЧ} = \text{const}$ (метод МП2).

Схемы устройства для осуществления МП1 приведены на рис.2 и рис.3.

На рис.2 – схема передающего устройства, где:

- 1 – источник цифрового сигнала;
- 2 – блок формирования периодической последовательности видеоимпульсов, частота следования которых равна тактовой частоте передаваемого цифрового сигнала;
- 3 – блок формирования периодической последовательности видеоимпульсов, период повторения которых равен длительности кодовой комбинации;
- 4 – блок формирования кодовых комбинаций;
- 5 – блок шифрования кодовых комбинаций;
- 6 – перестраиваемый синтезатор частот;
- 7 – опорный генератор частоты;
- 8 – усилитель мощности.

На рис.3 – схема приемного устройства, где обозначено:

- 1 – блок усиления и преобразования входных сигналов в сигналы промежуточных частот;
- 2 – широкополосный фильтр промежуточной частоты;
- 3¹, 3², ... 3^K, ... 3^N – узкополосные полосовые фильтры рабочих частот;
- 4¹, 4², ... 4^K, ... 4^N – демодуляторы;
- 5 – устройство памяти зашифрованных кодовых комбинаций;
- 6 – дешифратор;
- 7 – сумматор.

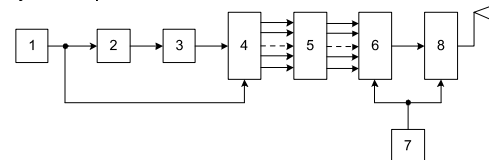


Рис.2

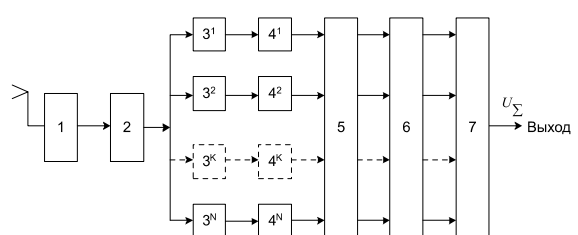


Рис.3

Работа устройства происходит следующим образом. На передающей стороне (рис.2) с выхода источника цифровой сигнал поступает на вход блока 2, в котором из приходящего сигнала формируется периодическая последовательность видеоимпульсов, частота следования которых равна тактовой частоте (частота дискретизации) передаваемого цифрового сигнала $f_T = \frac{1}{T}$, где T – период повторения тактовых импульсов. Затем с выхода блока 2 полученная периодическая последовательность видеоимпульсов поступает на вход блока 3, в котором эта последовательность импульсов преобразуется в периодическую последовательность видеоимпульсов с периодом повторения равным длительности кодовой комбинации $T_K = nT$, где n – значность двоичного кода, то есть число импульсов кодовой комбинации. Полученная периодическая последовательность видеоимпульсов с выхода блока 3 поступает на вход блока 4, на другой вход которого подается цифровой сигнал с выхода блока 1. В блоке 4 осуществляется формирование двоичных кодовых комбинаций длительностью $T_K = nT$, которые с n выходов блока 4 подаются на соответствующие входы блока 5, в котором осуществляется шифрование поступающих кодовых комбинаций цифрового сигнала, то есть каждая поступающая двоичная кодовая комбинация сигнала заменяется на другую двоичную кодовую комбинацию в соответствии с заданным законом шифрования. Таким образом, полученные зашифрованные кодовые комбинации с выходов блока 5 поступают на соответствующие входы блока 6, на другой вход которого поступает сигнал опорной частоты с выхода блока 7. В блоке 6 каждой зашифрованной кодовой комбинации присваивается соответствующий номер промежуточной рабочей частоты, для этого двоичные значения зашифрованных кодовых комбинаций в блоке 6 преобразуются в десятичные значения, которым по заданному закону присваиваются соответствующие десятичные значения промежуточных рабочих частот, сигналы которых с выхода перестраиваемого синтезатора частот поступают на вход усилителя мощности, на опорный вход которого подается сигнал опорной частоты с выхода блока 7. В усилителе мощности сигналы промежуточных частот преобразуются в сигналы несущих частот, которые излучаются в пространство каждая в течение времени, равном длительности зашифрованных кодовых комбинаций $T_K = nT$.

Таким образом, осуществляется передача по радиоканалу только несущих частот вместо исходного цифрового сигнала, что практически полностью исключает возможность перехвата сигнала информации потенциальным разведприемником и обеспечивается структурная и информационная скрытность передаваемого цифрового сигнала.

На приемной стороне (рис.3) входные сигналы несущих частот в блоке 1 усиливаются и преобразуются в сигналы промежуточных частот, а затем поступают на вход блока 2 с выхода которого они поступают на входы соответствующих блоков $3^1, 3^2, \dots, 3^K, \dots, 3^N$, ширина полосы пропускания каждого из которых равна:

$$\Delta f = \frac{2}{T_K},$$

где T_K – длительность зашифрованных кодовых комбинаций. Затем с выходов блоков $3^1, 3^2, \dots, 3^K, \dots, 3^N$ сигналы поступают на соответствующие входы блоков

$4^1, 4^2, \dots, 4^K, \dots, 4^N$, в которых осуществляется демодуляция радиочастотных сигналов рабочих частот и формирование видеоимпульсов длительностью T_K , равной длительности зашифрованных кодовых комбинаций. Сформированные таким образом видеоимпульсы с выходов блоков $4^1, 4^2, \dots, 4^K, \dots, 4^N$ поступают на соответствующие входы блока 5, в котором заранее записан весь ансамбль зашифрованных кодовых комбинаций. Затем с помощью этих видеоимпульсов с устройства памяти осуществляется считывание соответствующих зашифрованных кодовых комбинаций, которые с выходов устройства памяти поступают на соответствующие входы дешифратора, где преобразуются в соответствующие кодовые комбинации исходного передаваемого цифрового сигнала. В результате полученные кодовые комбинации передаваемого цифрового сигнала с выходов дешифратора поступают на соответствующие входы сумматора, на выходе которого образуется передаваемый цифровой сигнал.

Таким образом, МП1 обеспечивает использование в приемном устройстве для демодуляции сигнала узкополосных фильтров с шириной полосы пропускания в n – раз меньшей (n – число импульсов кодовой комбинации) по сравнению со способом-прототипом, в котором кодовые комбинации передаются непосредственно по радиоканалу. Это позволяет в n – раз увеличить отношение сигнал/шум на входе демодулятора сигналов, что приводит к повышению помехоустойчивости передачи системы в целом.

Техническим результатом применения МП1 является повышение структурной, информационной скрытности и помехоустойчивости передаваемых цифровых сигналов, а также упрощение приемного устройства. Данный технический результат достигается тем, что сигналы двоичных кодовых комбинаций с помощью шифратора преобразуют в сигналы зашифрованных кодовых комбинаций, путем замены каждой двоичной кодовой комбинации на другую двоичную кодовую комбинацию в соответствии с заданным законом шифрования. Затем каждой зашифрованной кодовой комбинации присваивают соответствующий номер несущей частоты, которую излучают в пространство в течение времени, равном ее длительности T_K . Принимают сигналы несущих частот, усиливают и преобразуют в сигналы промежуточных частот, которые выделяют с помощью полосовых узкополосных фильтров, ширина полосы пропускания которых равна

$$\Delta f = \frac{2}{T_K},$$

где T_K – длительность зашифрованной кодовой комбинации, с последующей демодуляцией. В результате – получают видеоимпульсы, с помощью которых с устройства памяти считывают соответствующие зашифрованные кодовые комбинации, преобразуемые дешифратором в кодовые комбинации передаваемого цифрового сигнала, в результате суммирования которых принимают передаваемый цифровой сигнал.

Структурная схема радиолинии для осуществления МП2 представлена на рис.4 и рис.5.

На рис.4 – схема передающей стороны радиолинии, где обозначено:

- 1 – источник цифрового сигнала (ИЦС);
- 2 – блок формирования периодической последовательности видеоимпульсов (БФППВ);
- 3 – блок формирования кодовых комбинаций (БФКК);
- 4 – блок шифрования кодовых комбинаций (БШКК);
- 5 – генератор псевдослучайной последовательности (ГНПСП);
- 6 – генератор синхронизирующей ПСП (СПСП);
- 7 – опорный генератор частоты (ОГЧ);
- 8 – генератор тактовых импульсов (ГТИ);
- 9 – формирователь сигнала несущей частоты (ФСНЧ);
- 10₁, 10₂ – первый и второй сумматоры;
- 11₁, 11₂ – первый и второй перемножители;
- 12 – фазовращатель на 90° (ФВ);
- 13 – усилитель мощности (УМ).

На рис.5 – схема приёмной стороны радиолинии, где обозначено:

- 1 – высокочастотный (ВЧ) блок;
- 2 – опорный генератор частоты (ОГЧ);
- 3 – генератор тактовых и синхронизирующих импульсов (ГТСИ);
- 4 – фазовращатель на 90° (ФВ);
- 5 – генератор псевдослучайной последовательности (ГНПСП);
- 6 – генератор синхронизирующей ПСП (СПСП);
- 7 – блок поиска СПСП;
- 8₁, 8₂, ..., 8_к, ..., 8_н – первый – N-ый корреляторы;
- 9 – блок принятия решения (решающий блок);
- 10 – устройство памяти зашифрованных кодовых комбинаций;
- 11 – дешифратор кодовых комбинаций;
- 12 – сумматор.

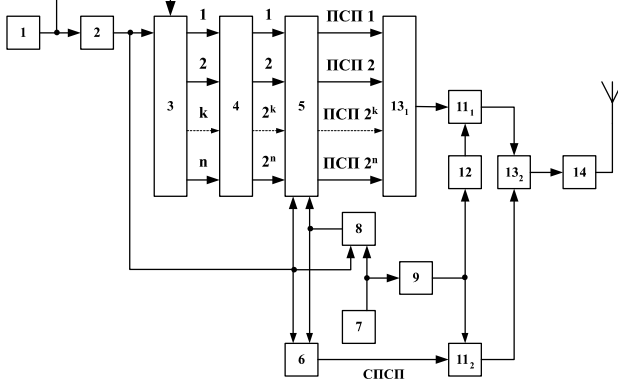


Рис. 4

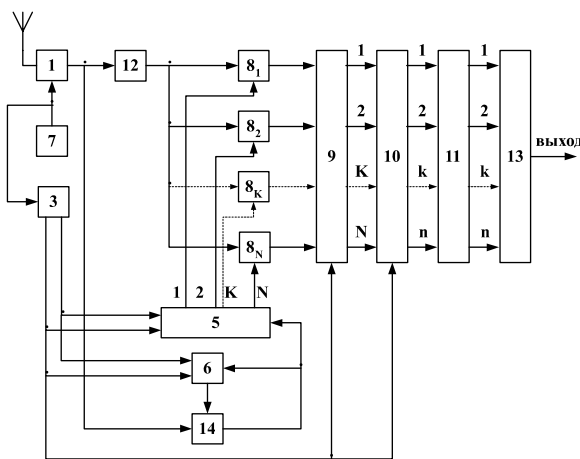


Рис. 5

Работа устройства происходит следующим образом.

На передающей стороне с выхода ИЦС информационный сигнал поступает на вход блока 2, в котором из приходящего цифрового сигнала формируется периодическая последовательность видеоимпульсов, период повторения которых равен длительности кодовой комбинации $\tau_k = n / f_T$, где n – значность двоичного кода, то есть число импульсов кодовой комбинации, f_T – частота дискретизации передаваемого цифрового сигнала.

Полученная периодическая последовательность видеоимпульсов с выхода блока 2 поступает на первые входы ГТИ и генератора СПСП, и первый синхронизирующий вход ГНПСП для обеспечения их синфазности, а также – на первый вход БФКК, на второй вход которого подаётся цифровой сигнал с выхода ИЦС.

БФКК представляет собой n -разрядный сдвиговый регистр с последовательным входом и параллельным выходом, на вход которого поступает цифровой сигнал в последовательном коде, а затем в регистре происходит накопление n разрядов информационной последовательности, и она выставляется на выходную шину в параллельном виде. Так происходит со всей последовательностью информационных символов, поступающих от ИЦС. Таким образом, в блоке 3 происходит формирование двоичных кодовых комбинаций длительностью τ_k , которые с выходов 1, 2, ..., k , ..., n блока 3 подаются на соответствующие входы БШКК, в котором осуществляется шифрование поступающих кодовых комбинаций цифрового сигнала, то есть каждая поступающая двоичная кодовая комбинация сигнала заменяется на другую двоичную кодовую комбинацию в соответствии с заданным законом шифрования.

Затем в БШКК осуществляется преобразование зашифрованных двоичных кодовых комбинаций в десятичные числа, при этом на одном из 2^n выходов блока 4 появляется логическая единица в соответствии с десятичным числом, а на остальных выходах – логический ноль, которые затем поступают на соответствующие входы ГНПСП, где данному значению десятичного числа, в соответствии с используемым методом шифрования, присваивается номер ПСП, которая с одного из 2^n выходов ГНПСП подаётся на соответствующий вход первого сумматора, с выхода которого она поступает на первый вход первого перемножителя. В перемножителе сигналом ПСП осуществляется фазовая манипуляция на 180° сигнала несущей частоты, который с выхода ФСНЧ подаётся на один из входов второго перемножителя и на вход фазовращателя на 90°, с выхода которого сдвинутый по фазе на 90° сигнал несущей частоты подаётся на второй вход первого перемножителя.

На первый вход второго перемножителя подаётся сигнал СПСП с выхода блока 6, на второй вход которого поступают тактовые импульсы с выхода ГТИ, которые также поступают на один из входов ГНПСП. Для формирования тактовых импульсов и сигнала несущей частоты на другой вход ГТИ и на вход ФСНЧ подаётся сигнал с выхода ОГЧ. Во втором перемножителе сигналом СПСП осуществляется фазовая манипуляция на 180° сигнала несущей частоты, который затем поступает на один из входов второго суммато-

ра, на первый вход которого подаётся сигнал с выхода первого перемножителя. Полученный суммарный фазоманипулированный широкополосный сигнал (ФМШПС) с выхода второго сумматора подаётся на вход усилителя мощности для его излучения в пространство. Таким образом осуществляется передача по радиолинии только псевдослучайных последовательностей (ПСП) вместо исходного цифрового сигнала, что практически полностью исключает возможность перехвата сигнала информации потенциальным разведприёмником и обеспечивается структурная и информационная скрытность передаваемого цифрового сигнала.

На приёмной стороне входной сигнал поступает на первый вход ВЧ блока 1, на второй вход которого подаётся сигнал с ОГЧ, поступающий также на вход ГТСИ. В блоке 1 осуществляется предварительная селекция входного ВЧ сигнала и его преобразование в сигнал промежуточной частоты, который затем подаётся на один из входов блока поиска СПСП и на вход фазовращателя на 90° , с выхода которого сигнал поступает на первые входы первого – N -го корреляторов ($N = 2^n$), на вторые 2^n входов которых подаются сигналы ПСП с $N = 2^n$ выходов ГНПСП, на первый и второй входы которого поступают соответственно тактовые и синхронизирующие импульсы с ГТСИ, которые также подаются на первый и второй входы генератора СПСП. При этом синхронизирующие импульсы, период повторения которых равен периоду повторения синхронизирующей ПСП, обеспечивают синфазность сигналов ПСП и СПСП и подаются также на один из входов решающего блока и блока 10.

В блоке поиска СПСП осуществляется поиск по времени задержки и обнаружение передаваемого сигнала СПСП, для этого на другой вход блока поиска СПСП подаётся видеосигнал СПСП с выхода генератора СПСП. Сигнал обнаружения СПСП с выхода блока поиска СПСП поступает на другие входы генератора ПСП и генератора СПСП для обеспечения их синхронизации. После обнаружения сигнала СПСП в каждом из $N = 2^n$ корреляторов осуществляется вычисление автокорреляционной функции входного сигнала ПСП с одной из 2^n ПСП, поступающих с ГНПСП. Затем сигналы с 2^n выходов корреляторов поступают на $N = 2^n$ входов решающей схемы, в которой в момент окончания сигнала ПСП принимается решение о его обнаружении и номере принятой ПСП и на каждый из 2^n выходов решающего блока выставляется сигнал логической единицы при приёме соответствующей ПСП. Затем сигнал с 2^n выходов решающего блока поступает на 2^n входов блока 10, в котором хранится весь набор зашифрованных кодовых комбинаций. В соответствии с кодом сигнала, поступающим на 2^n входов блока 10, происходит считывание соответствующей зашифрованной кодовой комбинации, которая с n выходов устройства памяти подаётся на n входов блока 11, в котором она преобразуется в кодовую комбинацию передаваемого цифрового сигнала.

Расшифрованные кодовые комбинации с n выходов блока 11 поступают на n входов сумматора, на выходе которого образуется передаваемый цифровой сигнал.

Таким образом, так как вычисление автокорреляционных функций входных сигналов ПСП осуществляется в течение времени, равном длительности кодовой комбинации T_k , то это приводит к повышению отношения сигнал/шум на выходе корреляторов в n раз, что позволяет значительно увеличить помехоустойчивость приёма цифрового сигнала.

Сигнал, передаваемый по радиолинии обладает большим числом степеней свободы, чем обычный двоичный информационный сигнал. В связи с этим значительно уменьшается вероятность раскрытия структуры сигнала при условии обнаружения этого сигнала, что улучшает структурную скрытность сигнала. Помимо этого, само информационное сообщение не передаётся по радиолинии, что улучшает информационную скрытность сигнала.

Расчётные соотношения

Рассмотрим двоичный симметричный канал с межбитовой ППРЧ.

Пусть E – отношение энергии сигнала к спектральной плотности мощности белого шума на приёме. Тогда вероятность ошибки на бит для МП определяются как [3]:

$$P_{МП} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 - \Phi \left(\sqrt{E \cdot \frac{X}{N}} \right) \right), \quad (1)$$

где $\Phi(u) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \int_0^u \exp\left(-\frac{q^2}{2}\right) dq$ – функция Крампа,

а вероятности правильно приёма X битов, составляющих блок информации, для МП определяются как

$$W_{МП} = \sum_{i=0}^{t(N)} \frac{N!}{i! \cdot (N-i)!} \cdot P_{МП}^i \cdot (1 - P_{МП})^{N-i}, \quad (2)$$

где N – объём ПСП, $t(N)$ – число ошибочных битов.

Формула (2) соответствует вероятности того, что в ПСП объёмом $N - t(N)$ и менее битов будут ошибочными.

Для системы с ППРЧ и без какой-либо информационной избыточности значение вероятности ошибочного приёма на одной частоте [2]

$$W_{ППРЧ} = \frac{J}{2^X}, \quad (3)$$

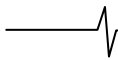
где J – число источников помехи, мощность которых не меньше мощности несущей полезного сигнала, 2^X – общее число имеющихся частот в системе.

Учитывая формулы (2), (3), вероятность правильного приёма одного блока информации в системе с ППРЧ для МП определяется как

$$V_{МП} = W_{МП} \cdot (1 - W_{ППРЧ}), \quad (4)$$

Если в (4) подставить формулы (1)-(3), то она примет вид

$$V_{МП} = \sum_{i=0}^{t(N)} \left[\frac{N!}{i! \cdot (N-i)!} \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\sqrt{\frac{E \cdot X}{N}}} \exp\left(-\frac{q^2}{2}\right) dq \right)^i \right] \times \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\sqrt{\frac{E \cdot X}{N}}} \exp\left(-\frac{q^2}{2}\right) dq \right)^{N-i} \quad (5)$$



Кроме того, если установить порог в виде минимально допустимой вероятности правильного приёма $V_{пор}$, то значение, полученное в (5), должно быть не меньше этого порога

$$V_{МП} \geq V_{пор} \quad (6)$$

На основании формул (5) и (6) функционирует предлагаемый способ передачи информации. Анализ результатов, полученных выше, позволяет определить набор входных параметров для расчётов по этим формулам, характеризующих ожидаемое качество радиосвязи. Такими входными параметрами являются:

- отношение энергии сигнала к спектральной плотности мощности белого шума на приёме E ;
- число информационных символов в пакете X ;
- объём ПСП, заменяющей информационный пакет, N ;
- число станций помех J .

Математическое моделирование

Для оценки эффективности рассмотренного способа передачи информации было проведено математическое моделирование на ЭВМ с помощью Mathcad 2000 Professional. В качестве ПСП были выбраны три M -последовательности с $N_1 = 31$, $N_2 = 63$ и $N_3 = 127$. Для данного типа ПСП $t(N) = \lfloor 0.25 \cdot N \rfloor$, где $\lfloor \cdot \rfloor$ означает наименьшее целое число [5].

Для данной модели в качестве параметров было выбрано $J = 2$. Результаты расчётов сравнительных оценок помехоустойчивости предложенного МП и метода, не использующего замену информационного блока на ПСП (обозначенного НМП), в зависимости от числа источников помехи и отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности белого шума, представлены на рис.6.

Анализ рис.6 показывает, что при фиксированных N и J необходимо иметь определённое сочетание E и X , чтобы обеспечить наибольшую помехоустойчивость при соблюдении конфиденциальности. Таким образом, идея способа состоит в том, чтобы в зависимости от конкретных условий помеховой обстановки (то есть, изменяя перечисленные выше входные параметры), обеспечить выполнение формул (5) и (6). Таким образом, выбор того или иного параметра (как, например, в нашем случае N_1 , N_2 или N_3) зависит от характера воздействующих помех и требует идентификации помеховой обстановки. Когда это выполнено, данный способ обеспечивает наиболь-

шую помехоустойчивость (за счёт поэлементного накопления) при соблюдении конфиденциальности (сама информация не передаётся по каналу связи). Кроме того, поскольку применение ПСП относится к организационно-техническим методам защиты от утечки информации [4], МП требует значительно меньших затрат, что для подавляющего большинства абонентов сетей связи является более чем приемлемым.

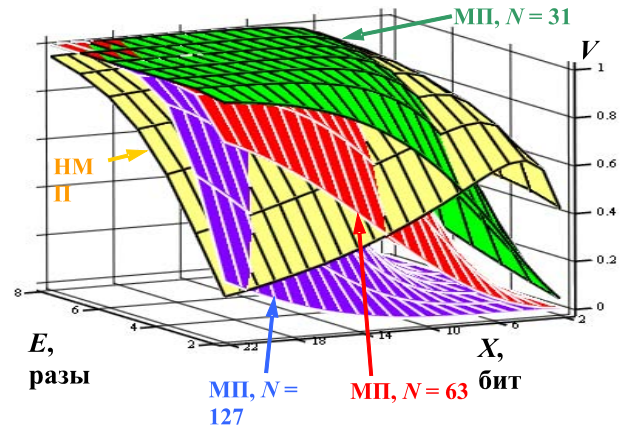


Рис.6

Заключение

Подводя общий итог вышеизложенному, можно сделать вывод: предложенный метод передачи информации и структурные схемы его реализации для рассмотренных модификаций позволяют обеспечить повышение скрытности и помехоустойчивости систем радиосвязи.

Литература

1. Борисов В.И. и др. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. М.: Радио и связь, 2000.
2. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлёва. – М.: Радио и связь, 2000.
3. Расчёт помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник/Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н.: Под ред. Л.М. Финка. – М.: Радио и связь, 1981.
4. Калинин Ю.К. Криптозащита сообщений в системах связи. Учебное пособие. – М.: МТУСИ, 2000.
5. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио

УДК 621.391.82

АЛГОРИТМ ПОСТРОЕНИЯ ФИЛЬТРА ВИНЕРА ДЛЯ СГЛАЖИВАНИЯ МАСС-СПЕКТРОВ

Трубицын А.А., Червяков Р.С., Маннанов А.Ф.

Введение

Результаты физических измерений всегда содержат случайную погрешность, которая при определенных условиях может быть уменьшена до сколь угодно малой величины с помощью многократного повторения опыта. Однако в этом случае ужесточаются требования к степени влияния внешней среды, повышаются материальные и временные затраты. Более простой и надежный способ уменьшения погрешности, которая характеризуется уровнем *случайного* стационарного «шума», накладываемого на полезный *детерминированный* сигнал, заключается в использовании методов математической обработки.

Известный подход к подавлению шумовой составляющей заключается в переходе посредством преобразования Фурье к представлению исходного сигнала $r(k)$ в частотной области w и подавлении шумовых составляющих с помощью фильтров, в основе построения которых чаще всего лежат определенные предположения о частотных свойствах шума. Математически такой способ сглаживания выражается перемножением Фурье-образов $R(w)$ исходного сигнала $r(k)$ и амплитудной характеристики $H(w)$ фильтра

$$S(w) = R(w)H(w)$$

и последующим восстановлением (посредством обратного преобразования Фурье) сглаженного сигнала $s(k)$. Здесь $S(w)$ – Фурье-образ сглаженного сигнала.

Обычно фильтрация базируется на использовании экспериментальной информации о шуме. Для этого выделяется участок сигнала, содержащий лишь шумовую составляющую $g(k)$, определяется Фурье-образ шума $G(w)$, находят оценки спектральной плотности сигнала и шума и строится амплитудная характеристика фильтра $H(w)$.

Минимальное среднее значение погрешности аппроксимации искомой функции $s(k)$ дает фильтр Винера [1,2]

$$H(w) = \frac{\hat{R}_0^2(w)}{\hat{R}_0^2(w) + \hat{G}_0^2(w)},$$

где $\hat{R}_0^2(w)$ и $\hat{G}_0^2(w)$ – несмещенные выборочные оценки спектральной плотности зарегистрированного сигнала и шума соответственно.

Для винеровского фильтра в качестве оценок используют коэффициенты преобразования Фурье $R(w)$, если они больше уровня шума, и их экстраполяцию до определенного уровня, если они меньше уровня шума [2]. Однако такой способ математически не обоснован.

Предложен численный алгоритм построения амплитудной характеристики фильтра Винера и исследовано его применение к сглаживанию масс-спектров. Показано, что построенный предложенным образом фильтр в отличие от известных базируется на более строгих математических предпосылках, легко алгоритмируется и позволяет практически в автоматическом режиме регулировать глубину сглаживания.

Алгоритм построения фильтра Винера

Одна из наиболее часто используемых на практике сглаженных выборочных оценок спектральной плотности $\hat{R}^2(w_n)$ дискретного сигнала $r(k)$, $k=0, 1, \dots, N-1$ с точностью до постоянного множителя для $w_n > 0$ определяется выражением [3]:

$$\hat{R}^2(w_n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) c_{rr}(k) \exp\left(-i \frac{2\pi nk}{N}\right), \quad n=1, \dots, N-1, \quad (1)$$

где $h(k)$ – обеспечивающее требуемую глубину сглаживания корреляционное окно (например, Тьюки), $c_{rr}(k)$ – выборочная оценка автоковариационной функции сигнала $r(k)$.

Корреляционное окно $h(k)$ Тьюки имеет вид:

$$h(k) = \begin{cases} 0.5 \left(1 + \cos \frac{\pi k}{M}\right), & 0 \leq k \leq M; \\ 0, & k > M, \end{cases} \quad (2)$$

где $0 < M \leq N-1$ – ширина окна.

Часто используемая на практике оценка автоковариационной функции определяется с помощью последовательности формул:

$$c_{rr}(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-k-1} (r_i - \bar{r}_i)(r_{i+k} - \bar{r}_{i+k}),$$

$$\bar{r}_i = \frac{1}{N-k} \sum_{i=0}^{N-k-1} r_i, \quad \bar{r}_{i+k} = \frac{1}{N-k} \sum_{i=0}^{N-k-1} r_{i+k},$$

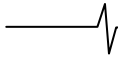
$k=0, 1, \dots, N-1$.

Оценка (1) является асимптотически несмещенной оценкой спектральной плотности стационарного случайного процесса большой длительности, однако для записей конечной длины она становится смещенной [3], т.е.

$$\hat{R}^2(w_n) = \hat{R}_0^2(w_n) + b(w_n),$$

где $\hat{R}_0^2(w_n)$ – несмещенная оценка, $b(w_n)$ – смещение.

В соответствии с выражениями, полученными в работе [3] для окна Тьюки, величина смещения $b(w_n)$ ока-



зывается пропорциональной второй производной от неизвестного истинного значения спектральной плотности сигнала на данной частоте и обратно пропорциональной M^2 , что позволяет предположить, что

$$b(w_n) = f(w_n)/M^2 + C,$$

где $f(w_n)$ – некоторая неизвестная функция частоты, C – малая константа.

Далее представляется способ определения функции $f(w_n)$, константы C и нахождения с их помощью несмещенной оценки спектральной плотности сигнала.

Найдем оценки (1) спектральной плотности с двумя значениями $M_1 = N/m_1$ и $M_2 = N/m_2$ ширины корреляционного окна M в следующей форме:

$$\hat{R}_1^2(w_n) = \hat{R}_0^2(w_n) + m_1^2 f(w_n)/N^2 + C_1,$$

$$\hat{R}_2^2(w_n) = \hat{R}_0^2(w_n) + m_2^2 f(w_n)/N^2 + C_2.$$

Отметим, что если M_1 не сильно отличается от M_2 , то $C_2 - C_1$ есть ноль следующего порядка малости в разложении по $(M_2 - M_1)/N$. Выразим функцию частоты $f(w_n)$ из разности оценок спектральной плотности $\hat{R}_2^2(w_n)$ и $\hat{R}_1^2(w_n)$:

$$f(w_n) = N^2 (\hat{R}_2^2(w_n) - \hat{R}_1^2(w_n)) / (m_2^2 - m_1^2).$$

Подставляя полученное выражение в формулу для $\hat{R}_2^2(w_n)$, приходим к выражению:

$$\hat{R}_0^2(w_n) = \hat{R}_2^2(w_n) - (\hat{R}_2^2(w_n) - \hat{R}_1^2(w_n)) m_2^2 / (m_2^2 - m_1^2) - C_2.$$

Из физического смысла спектральной плотности как спектра мощности следует, что должно выполняться условие $\hat{R}_0^2(w \rightarrow \infty) \rightarrow 0$. Для сигналов с ограниченным спектром с учетом того факта, что оценка $\hat{R}_0^2(w)$ детерминированных сигналов на высоких частотах носит характер монотонно убывающей функции, можно положить $C_2 = \min\{V(w_n)\}$,

$$\text{где } V(w_n) = \hat{R}_2^2(w_n) - (\hat{R}_2^2(w_n) - \hat{R}_1^2(w_n)) m_2^2 / (m_2^2 - m_1^2).$$

Таким образом, несмещенная оценка, с точностью до первого порядка малости по отношению к $(M_2 - M_1)/N$, окажется равной:

$$\hat{R}_0^2(w_n) = V(w_n) - \min\{V(w_n)\}.$$

Для белого шума оценка вида (1), соответствующая выборочному спектру, является несмещенной для записей любой длины [3], т.е. можно положить

$$\hat{G}_0^2(w_n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) c_{gg}(k) \exp\left(-i \frac{2\pi nk}{N}\right), n=1, \dots, N-1.$$

Выбор ширины M корреляционного окна в (2) является результатом компромисса между взаимно противоречивыми требованиями малой дисперсии и малого смещения спектральной оценки. На практике ширину окна уменьшают с $M=N-1$ до тех пор, пока не исчезнут случайные выбросы в функции оценки спектральной плотности.

Разработанный алгоритм построения амплитудной характеристики фильтра Винера использован для обработки реальных масс-спектров.

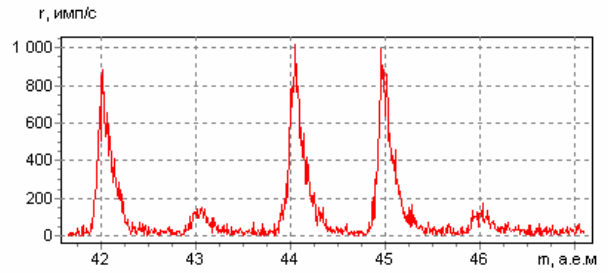


Рис.1. Масс-спектр

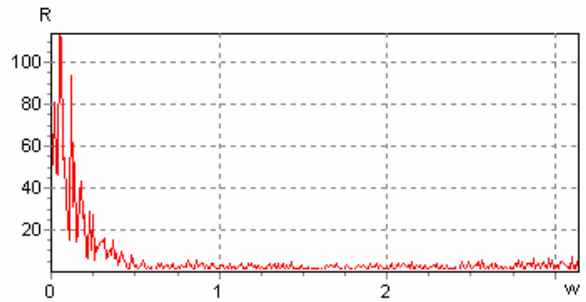


Рис.2. Модуль Фурье-образа масс-спектра.

На рис.1 показан участок масс-спектра остаточных газов в вакуумной камере масс-спектрометра [4] - исходный для обработки сигнал с отношением сигнал/шум ОСШ=65, на рис. 2 – модуль Фурье-образа сигнала, а на рис. 3 - зависимость между ОСШ и шириной корреляционного окна M_1 , выраженной в процентах от общей выборки N сигнала. При этом ширина окна при оценке спектральной плотности шума задавалась равной 5% от N , а величина M_2 принималась с минимально возможным отличием от M_1 , т.е. $M_2 = M_1 + 1$.

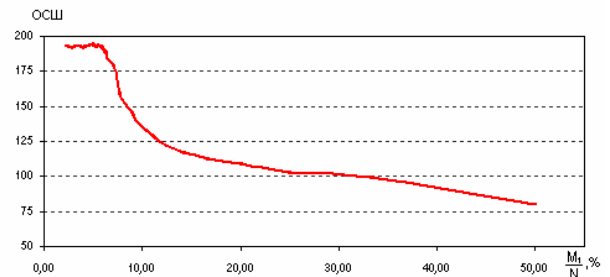


Рис.3. Зависимость ОСШ от ширины корреляционного окна.

Анализ последней зависимости позволил выбрать оптимальную (из соображений максимального подавления шумовой составляющей) ширину сглаживающего корреляционного окна $M_1 \approx 0.033N$.

На рис. 4 представлена оценка спектральной плотности исходного масс-спектра с $M_1 \approx 0.033N$, на рис. 5 показана построенная на указанных оценках амплитудная характеристика фильтра Винера, а на рис. 6 – результат обработки исходного масс-спектра таким фильтром (ОСШ=195), из которого следует заключение о трехкратном увеличении ОСШ по сравнению с исходным масс-спектром.

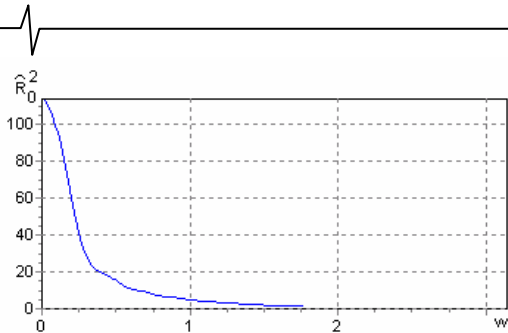


Рис.4. Оценка спектральной плотности масс-спектра с $M_1/N=3.3\%$, $M_2=M_1+1$.

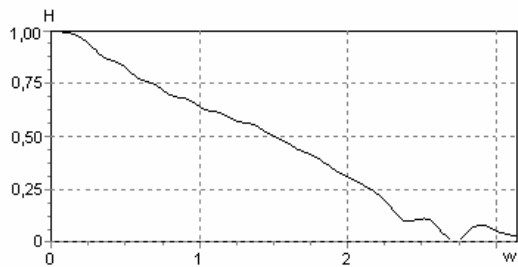


Рис.5. Амплитудная характеристика фильтра Винера.

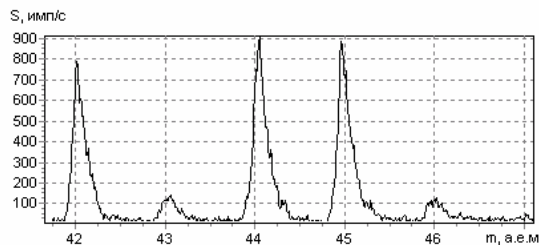


Рис.6. Сглаженный масс-спектр.

Заключение

Анализ результатов позволяет сделать вывод о том, что применение фильтра Винера, построенного на описанных оценках, к данным физических экспериментов (в том числе, к масс-спектрам) позволяет решить одну из основных задач обработки – увеличение отношения сигнал/шум без серьезного ухудшения разрешения и заметных нелинейных искажений.

Предложенный алгоритм расчета фильтра Винера ориентирован на обработку данных спектрального исследования вещества и, в отличие от известных [2], базируется на более строгих математических предпосылках и позволяет практически в автоматическом режиме регулировать глубину сглаживания шумов заданием ширины корреляционного окна.

Авторы благодарят О.В. Рожкова за предоставление данных, приведенных на рис. 1.

Литература

1. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. - М.: Радио и связь, 1989. - 656 с.
2. Косарев Е.Л., Пантос Е. // ПТЭ. - 1985. - №3. - С.92-95.
3. Дженкинс Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения. - М.: Мир, 1971. - Т. 1, 2. - 314 с.
4. Шеретов Э.П., Рожков О.В., Малютин А.Е. // Физика и радиоэлектроника в медицине и биотехнологии. Материалы III межд. науч.- техн. конф. / Под ред. Л.Т.Сушковой. - Гаврилов-Посад: Институт оценки земли, 1998. - С.288-289.

Уважаемые коллеги!

Со второго полугодия 2008 года вы можете подписаться на наш журнал в любом отделении связи. Подписной индекс издания по каталогу ОАО «Роспечать» - 82185.

Для тех, кто не успел оформить подписку на первое полугодие 2008 года через ОАО «Роспечать», сохраняется возможность приобретения журналов непосредственно в редакции по адресу: 107031, г. Москва, Рождественка, 6/9\20, стр. 1, Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, или оформить Заказ в соответствии с требованиями, выставленными на сайте журнала: www.dsra.ru.

Справки по телефонам: (495) 621-71-08, 621-06-10.

Факс: (495) 621-16-39.

E-mail: nto.popov@mtu-net.ru

tor@rgta.ryazan.ru

ЛИНГВИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Сенкевич Ю.И.

Введение

Функциональная диагностика без преувеличения может быть названа главным направлением медицинской практики и научного поиска неинвазивных методов анализа и выявления сердечнососудистых и психоневрологических заболеваний. По данным аналитических обзоров Всемирной организации здравоохранения на долю этих нозологических форм приходится от 40 до 45% смертности [1,2]. Методы функциональной диагностики основаны на определении функционального состояния (ФС) человека по данным измерений параметров физиологических сигналов. Цифровая обработка и выделение информационных признаков из физиологических сигналов определяют успех диагностики, терапии и профилактики заболеваний. Поэтому поиск эффективных и корректных способов обработки физиологических сигналов в интересах формирования пространства признаков ФС есть ключевой процесс разработки автоматизированной системы диагностики заболеваний. Известные алгоритмы цифровой обработки сигналов (ЦОС) функционально не ориентированы на сигналы естественных систем, представляющих некоторые закодированные сообщения в символах разнообразных языковых форм.

Задачей исследований является разработка инструмента (метода) распознавания ФС биологической системы через параметры физиологических сигналов, представляемых в форме текстовых сообщений.

Среди наиболее применяемых инструментов ЦОС в медицинской диагностике выделяются корреляционный, регрессионный и спектральный (в том числе вейвлет) анализы. Перечисленные решения оптимизированы для обработки стационарных или квазистационарных сигналов, порождаемых искусственными системами. Сигналы, получаемые от биологических объектов, являются сугубо нестационарными. Поэтому используемые алгоритмы и методы ЦОС дают лишь оценки статистических показателей на коротких интервалах наблюдения, которые сложно интерпретируются в диагностике. В некоторых случаях указанные методы принципиально неприменимы, поскольку в силу накладываемых ограничений математического аппарата обработки, порождают фантомные значения [3], что, в конечном счете, приводит к ложным диагностическим заключениям.

Биологические системы, объединяющие множество нелинейных взаимодействующих процессов, наилучшим образом описываются моделями нелинейной динамики [1,2]. В контексте синергетического подхода к живой природе наиболее общая модель функционального состояния биологического объекта может быть представлена в виде нелинейной динамической системы с N возможными состояниями потенциальной поверхности

Разработаны теоретические положения лингвистического анализа физиологических сигналов биологических систем. Предложен метод решения задачи распознавания функционального состояния биосистемы с использованием алгоритмов лингвистического анализа физиологических сигналов.

(поля аттракторов) D -мерного пространства, где N и D - счетные множества. Устойчивое состояние биосистемы не означает стационарность генерируемых ею физиологических сигналов в статистическом смысле. Динамика биосистемы в устойчивом состоянии активно проявляется разнообразием траекторий, порождаемых внутренними процессами, но в рамках границ аттрактора соответствующего ФС, в который биосистема была затянута. С позиции синергетики ограничения, накладываемые процессом затягивания системы в аттрактор, обеспечивают ее способность к генерации совокупности колебаний сигнала с конечным разнообразием форм. Следовательно, операция распознавания ФС в этом случае может быть сведена:

1. К выделению параметров траекторий фазового пространства устойчивых состояний, в которые затягивается биосистема.

2. К контролю приращений выделенных параметров для фиксации выхода биосистемы из устойчивого состояния.

Модель описания физиологических сигналов

Будем рассматривать физиологический сигнал с позиции теории информации как кодовую последовательность, которую можно интерпретировать как символическое сообщение, записанное на некотором условном языке, что дает возможность проводить манипуляции с кодом и анализировать сообщение подобно грамматическому разбору обычного текста. Выбор позиции требует преобразовать физиологический сигнал в кодовую последовательность без потери переносимой сигналом информации, и выделить значимую информацию из полученного кода.

Выберем из сигнала некоторую ограниченную совокупность его экстремумов, которые позволяют схематично описать форму сигнала. Если в ходе анализа сообщения рассматривать только значения амплитуд в экстремумах и значения интервалов между ними, то можно утверждать, что сохраняется наиболее весомая информация об амплитудно-фазовых характеристиках исходного сигнала. Подтверждением этому утверждению является существование эффективных

алгоритмов восстановления сигналов на основании выбранных измерений, которые известны как адаптивные методы аппроксимации [6,7,8]. В результате для дальнейшей обработки будет выделена совокупность параметров, состоящая из пар чисел (4):

$$x_1, \tau_1 \quad x_2, \tau_2 \quad \dots \quad x_N, \tau_N \quad (1)$$

При составлении правил кодирования последовательности (1) ставится задача сохранить информацию о форме сигнала. Для этого получим данные о положении каждого экстремума относительно ряда соседних ему экстремумов, рассчитав их отдельно для амплитудных значений и временных интервалов между M соседними точками:

$$r_{i,i+m} = \begin{cases} 1, & x_i > x_{i+m} \\ 0, & x_i \leq x_{i+m} \end{cases} \quad \omega_{i,i+m} = \begin{cases} 1, & \tau_i > \tau_{i+m} \\ 0, & \tau_i \leq \tau_{i+m} \end{cases} \\ m = 1 \dots M (M \leq N - i) \quad (2)$$

Упорядочим результаты в виде бинарных матриц вида (3) – для сравнения амплитудных значений экстремумов

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} r_{i,i} & r_{i,i+1} & \dots & r_{i,i+(M-2)} & r_{i,i+(M-1)} \\ r_{i+1,i} & r_{i+1,i+1} & & & r_{i+1,i+(M-1)} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ r_{i+(M-2),i} & & r_{i+(M-2),i+(M-2)} & r_{i+(M-2),i+(M-1)} \\ r_{i+(M-1),i} & r_{i+(M-1),i+1} & \dots & r_{i+(M-1),i+(M-2)} & r_{i+(M-1),i+(M-1)} \end{pmatrix} \quad (3)$$

и вида (4) – для сравнения значений интервалов между экстремумами

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} \omega_{i,i} & \omega_{i,i+1} & \dots & \omega_{i,i+(M-2)} & \omega_{i,i+(M-1)} \\ \omega_{i+1,i} & \omega_{i+1,i+1} & & & \omega_{i+1,i+(M-1)} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ \omega_{i+(M-2),i} & & \omega_{i+(M-2),i+(M-2)} & \omega_{i+(M-2),i+(M-1)} \\ \omega_{i+(M-1),i} & \omega_{i+(M-1),i+1} & \dots & \omega_{i+(M-1),i+(M-2)} & \omega_{i+(M-1),i+(M-1)} \end{pmatrix} \quad (4)$$

Матрицы (3) и (4) симметричные. Поэтому без потери информации о характеристиках сигнала можно выполнить преобразование (3) в нижнетреугольную матрицу \mathbf{R}'_i , а (4) – в верхнетреугольную матрицу \mathbf{W}'_i . Исключая избыточность полученных матриц, составим единую матрицу, объединяющую в себе отношения амплитуд и интервалов. Для этого выполним операцию алгебраического сложения матриц \mathbf{R}'_i и \mathbf{W}'_i . Учитывая, что, в соответствии с правилом (2), показатели на главной диагонали матриц (3) и (4) равны нулю, получим

$$\mathbf{D} = \mathbf{R}' + \mathbf{W}' = \begin{pmatrix} 0 & \omega_{i,i+1} & \dots & \omega_{i,i+(M-2)} & \omega_{i,i+(M-1)} \\ r_{i+1,i} & 0 & & & \omega_{i+1,i+(M-1)} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ r_{i+(M-2),i} & & & 0 & \omega_{i+(M-2),i+(M-1)} \\ r_{i+(M-1),i} & r_{i+(M-1),i+1} & \dots & r_{i+(M-1),i+(M-2)} & 0 \end{pmatrix} \quad (5)$$

Матрица (5) представляет определенный образ выбранного (i -го) экстремума в сигнале, характеризующий его амплитудное и временное положение по отношению к соседним экстремумам на глубину M вправо. Как следствие применения правил отношения (2), преобразование фрагмента сигнала из M экстремумов в матри-

цу (5) обладает свойством инвариантности к операциям амплитудного и временного транспонирования исходного сигнала. Полученное свойство вытекает из основного свойства неравенств: если $a > b$, то $a + c > b + c$ – при любом c , – для операции смещения сигнала во времени, и если $a > b$ и $c > 0$, то $ac > bc$ – для операции усиления сигнала. Поэтому каждой полученной матрице (4) можно сопоставить графический инвариант формы сигнала. Можно утверждать, что матрица (5), как образ, несет в себе некоторую конструктивную нагрузку, соответствующую амплитудному и фазовому значениям для каждой особой точки, которую она описывает. На самом деле описывается не только точка экстремума, но и ее сопровождение в виде отношений амплитуд и интервалов M ближайших экстремумов.

Сформулируем правило для поиска подобных матриц образов экстремумов (5) в сигнале. Если матрицы образы (5), составленные для различных экстремумов, встречаются в сигнальном сообщении более чем $N \geq 2$ раз, то такая матрица образ описывает устойчивую форму сообщения, где N – порог устойчивости. Правило описывает известный в теории динамических систем факт, что в стационарных состояниях система описывает подобные по форме траектории в фазовом пространстве (свойство самоподобия), порождаемые подобными фрагментами сигнала. В соответствии с показанным свойством инвариантности матриц-образов, таким временным фрагментам будет соответствовать одна и та же устойчивая форма сигнала.

Применяя созданное правило к физиологическому сигналу, вырабатывается некоторый код. В принятой языковой парадигме такой код будет представлять определенный набор *символов*. Преобразуя сигнал с использованием созданного правила, в конечном счете, получим текстовое сообщение.

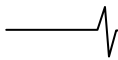
Лингвистическая модель физиологических сигналов

Построим лингвистическую модель ФС биосистемы. Для этого разработаем ряд критериев, которые позволили бы при анализе текстовых сообщений выявлять структуру языка на разных уровнях объединения символов. В лингвистическом анализе формализм языка известен как грамматика. Придерживаясь единой терминологии, обнаруживаемые признаки состояния биосистемы будем называть соответствующими лингвистическими понятиями.

Назовем *алфавитом* A сообщения множество выделенных из сигнала символов. *Размером алфавита* $D = |A|$ назовем общее число обнаруженных символов алфавита в сообщении. Частота появления того или иного символа в сообщении различна и указывает на события, которые наиболее часто повторяются в генерирующей сигнал биосистеме. Для оценки частоты появления символа в сообщении удобно использовать *вероятность появления символа* a_i алфавита A , равную отношению числа появлений символа m_i в сообщении к общему числу символов в этом сообщении D :

$$P(a_i) = \frac{m_i}{D} \quad (6)$$

Параметр (6) с точки зрения теории информации является еще и оценкой информационной нагрузки, приходящейся на каждый символ алфавита.



Если принять, что в некотором устойчивом состоянии набор событий характеризующих состояние системы не изменяется на протяжении длительного времени, то логично предположить, что состав алфавита A воспринимаемого сообщения, отражающий этот набор событий, и его размерность N также не должны изменяться. Меняться может только порядок появления каждого из символов сообщения или порядок последовательности появления символов, косвенно отражающих некоторые события в устойчивом состоянии биосистемы.

Выдвигается гипотеза о том, что в рамках каждого устойчивого состояния система способна генерировать только фиксированный набор символов алфавита определенной размерности. Если произойдет изменение состояния системы, это должно повлечь за собой изменение набора событий, что, в свою очередь, должно вызвать качественные и количественные изменения в составе алфавита, которые можно обнаружить, применяя аппарат теории распознавания образов.

Для оценки связи двух алфавитов сообщения используем коэффициент перекрытия алфавитов - k , представляющий собой отношение числа символов, которые совпадают для сравниваемых алфавитов, к суммарному числу символов в этих алфавитах. Пусть A и B – алфавиты двух сообщений с длинами N и M соответственно. Тогда из теории множеств мощность пересечения A и B будет представлять количество совместных элементов множества, полученного от их пересечения, а коэффициент перекрытия алфавитов A и B выразится как

$$k = 2 \cdot |A \cap B| / (N + M). \quad (7)$$

Использование (7) позволяет построить алгоритм идентификации ФС. Так, в соответствии с выдвинутой гипотезой, одинаковые состояния биосистемы будут иметь одинаковые алфавиты ($k=1$). Чем больше состояния отличаются друг от друга, тем меньшее количество символов в них будет совпадать ($k=0$).

Следующий этап анализа текстового сообщения направлен на поиск связей совокупностей символов алфавита, то есть слов. Слово – это устойчивая последовательность символов алфавита. Для поиска слов w применим следующий алгоритм, включающий перебор возможных сочетаний символов выделенного алфавита по правилу:

Если a_i и a_{i+1} – пара рядом стоящих символов сообщения встречается в этом же сообщении более чем $L \geq 2$ раз, то эта пара представляет устойчивую последовательность символов w . Назовем значение L статистическим порогом существования связи символов. В свою очередь, возможно, что сочетание w и a_{i+2} , также окажется устойчивым. Проверка будет продолжаться до тех пор, пока статистика связи не станет ниже порога L . В последнем случае принимается решение, что последняя из обнаруженных связанная цепочка символов w есть более высокая грамматическая форма - слово.

Применяя правило поиска слов ко всему сообщению, выделяется весь набор слов $W = \{w\}$, составляющий словарь сообщения объемом $V = |W|$.

Таким образом, удалось разработать набор параметров, описывающих устойчивое состояние био-

системы, - это состав алфавита, его размерность, словарь и его размерность, выделенные из физиологического сигнала.

Основным свойством сложной динамической системы является постоянная смена ее состояний. Как известно из теории нелинейных динамических систем, под действием внешних сил и потоков энергии и массы система может выходить из устойчивых состояний, менять их, переходя от одного состояния к другому с определенной вероятностью, а в некоторых случаях переходить в состояние хаоса. Контроль динамики системы, выход системы из устойчивого состояния в синергетике осуществляется расчетом производства информационной энтропии [1]. В контексте лингвистического подхода свяжем динамику поведения биосистемы с вероятностью (6) генерации ею символов алфавита. Тогда энтропия производства символа алфавита будет выглядеть следующим образом

$$S^{(j)} = - \sum_{j=0}^N (P_j) \cdot \ln(P_j) \quad (8)$$

где

$$P_j = \frac{z_j}{\sum_{i=0}^N z_i} \quad (9)$$

есть вероятность появления j -го символа в сообщении. Критерий (8) является каноническим, но на практике при анализе текстовых сообщений биосистем удобнее пользоваться более простым в вычислении и легко интерпретируемым критерием скорости производства новых символов (v), которую определим как количество новых символов (ΔN) обнаруживаемых (генерируемых системой) в единицу времени (Δt):

$$v = \frac{\Delta N}{\Delta t} \quad (10)$$

Вычисление (10) дает возможность построить относительно простой алгоритм слежения за скоростью производства символов. Как отмечалось ранее, постоянство размерности алфавита указывает на устойчивое состояние системы. В таком состоянии системы критерий (10) будет поддерживаться в рамках узких фиксированных границ. Выход за рамки границ с любым знаком указывает на процесс потери устойчивости системы. Контроль изменения легко осуществлять по второй производной по времени от показателя (10), который явно указывает на смену состояния системы, поскольку меняется количественный (10) и качественный (11) показатель, который назовем тенденцией производства символов:

$$\varphi = \begin{cases} 1, & \frac{\Delta v}{\Delta t} > 0 \\ 0, & \frac{\Delta v}{\Delta t} = 0 \\ -1, & \frac{\Delta v}{\Delta t} < 0 \end{cases} \quad (11)$$

Критерий (10) подсчитывает изменение интенсивности генерации символов, изменяя знак (11) и указывая на смену состояния системы.

Заключение

Собранные в совокупности показатели и критерии (2+11) составляет лингвистическую модель ФС биологической системы, позволяющую с позиций синергетики описывать ее поведение, что, в конечном счете, для специалистов может служить количественной и качественной диагностической информацией при медицинских обследованиях с использованием неинвазивных методов наблюдения за пациентами с использованием информации, скрытой в физиологических сигналах.

Представленные положения лингвистического анализа физиологических сигналов, были получены и обобщены в Санкт-Петербургском институте информатики и автоматизации РАН [1]. В этой работе изложены результаты моделирования в среде Matlab и практического использования лингвистического анализа для различных медицинских и биологических приложений.

К настоящему времени для практической апробации разработанного аппарата лингвистического анализа физиологических сигналов создано несколько компьютерных программ. Одна из них [1] с 2001 года практически используется для мониторинга процесса адаптации полярников Российских антарктических экспедиций.

Лингвистический подход к анализу сигналов открывает перспективу широкого использования известных методов обработки и анализа текстовой информации для обработки и анализа физиологических сигналов.

Литература

1. <http://www.euro.who.int/document/ehr/e76907rh.pdf>
2. <http://www.euro.who.int/Document/RC51/rdoc7.pdf>
3. Финк Л.М. Сигналы, помехи, ошибки... Заметки о некоторых неожиданностях, парадоксах и заблуждениях в теории связи. – 2-е изд., перераб., и доп. –М: Радио и связь, 1984. – 256 с.
4. А.Баблюнц. Молекулы, динамика и жизнь. Введение в самоорганизацию материи. М: Мир, 1990.
5. Л.Гласс, М.Мэки. От часов к хаосу. Ритмы жизни. М: Мир, 1991. 145с.
6. Макс Ж.. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. Пер.с франц./ том 1 и 2. М: Мир, 1983.
7. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. Пер.с англ.- М.: Мир, 1990.
8. Эйкхофф П. Основы идентификации систем управления. Оценивание параметров и состояния. Пер.с англ. -М.:Мир 1975
9. Г.Николс, И.Пригожин Познание сложного. Серия: Синергетика от прошлого к будущему. –М: УРСС, 2003. с.186-191
10. Сенкевич Ю.И. Разработка математической модели и алгоритмов определения функционального состояния биологических объектов. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук на тему –СПб: Библиотечный фонд СПИИРАН 1998. -147с.
11. Сенкевич Ю.И.Программа энтропийно - синтаксического анализа электрофизиологических сигналов (ESAES ver. 3.0). - М.: ВНИЦ, 2007. - №50200700165

Краткое сообщение

К статье М.Парфенюка и А.А.Петровского «Параунитарные банки фильтров на основе алгебры кватернионов: теория и применение», опубликованной в №1, 2008г., с.22-36:

По технической ошибке список литературы был урезан. Ниже приводятся недостающие ссылки в порядке их упоминания в статье:

21. M. Parfieniuk, A. Petrovsky, “Implementation perspectives of quaternionic component for paraunitary filter banks”, in *Proc. of the International Workshop on Spectral methods and multirate signal processing (SMMSP’04)*, pp. 151-158, Vienna, Austria, Sep. 2004.

22. M. Parfieniuk, A. Petrovsky, “Quaternionic lattice structures for four-channel paraunitary filter banks”, *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol 2007, Article ID 37481, 12pages, 2007.

23. Y. –J. Chen, S. Oraintara, K.S.Amaratunga, “Dyadic-based factorizations for regular paraunitary filterbanks and M-band orthogonal wavelets with structural vanishing moments”, *IEEE Trans. on Signal processing*, vol. 53, no. 1, pp. 193-207, 2005.

24. K.K. Parhi, *VLSI digital processing systems: design and implementation*, Jonh Wiley & Sons, Inc., NY, USA, 1999,-784p.

25. А.Л. Вереник, М. Парфенюк, А.А. Петровский, «FPGA-ориентированный поточный процессор параунитарного банка фильтров на распределенной арифметике», *Материалы 6-ой Междунар. конф. «Автоматизация проектирования дискретных систем (Computer-Aided Design of Discrete Devices – CAD DD’07)»*, 14-15 ноября 2007, г. Минск, т.1. – Минск: ОИПИ НАН Беларуси, с. 100-107, 2007.

ЭВОЛЮЦИЯ ПРИМЕНЕНИЯ ПЛИС В СИСТЕМАХ ЦОС: ОТ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННОГО СОПРОЦЕССОРА К АППАРАТНОЙ ПЛАТФОРМЕ (Часть 2)

Балдин М.В., Воронков Д.И., Руткевич А.В., Сенченко М.Н., Стешенко В.Б., Шишкин Г.В.

Введение

В первой части статьи мы рассмотрели вопросы, связанные с подходами к аппаратной верификации. Как известно, одной из наиболее трудно решаемых при проектировании систем ЦОС задач является задача отработки функционирования алгоритма в составе системы [1,2]. При верификации прототипов СБИС ЦОС необходимо обеспечить выполнение следующих условий:

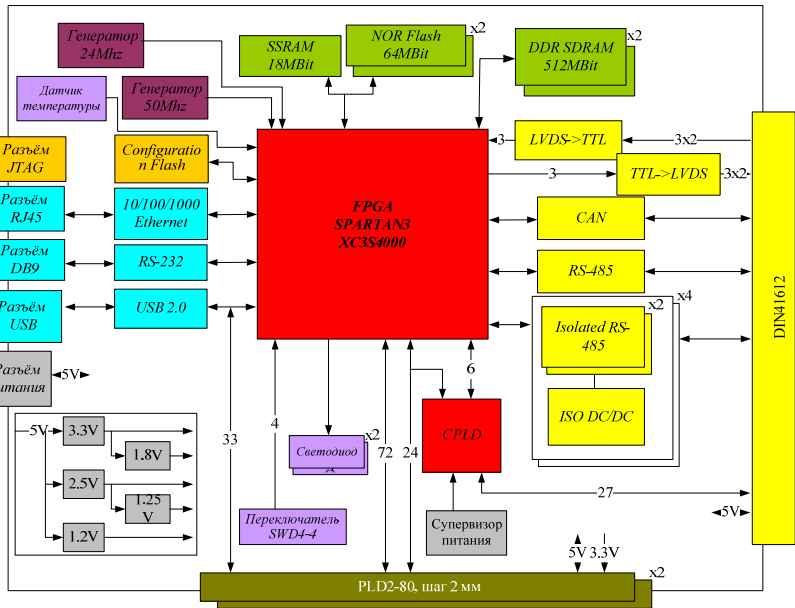
- формирование входных сигналов, желательно натурные реализации;
- запись и анализ результатов обработки;
- интеграция в существующие комплексы с использованием стандартных интерфейсов.

Приведены примеры построения современных отечественных аппаратных платформ для верификации СБИС и обработки сигналов, показаны особенности их проектирования.

Для решения поставленных задач была выполнена разработка ряда платформ [3], краткое описание технических характеристик которых представлено ниже.

Платформа «DS-E-4000»

Дальнейшим развитием аппаратных платформ для прототипирования СБИС и аппаратной верификации СнК стала аппаратная платформа «DS-E-4000», структурная схема которой приведена на рис.8, а конструкция - на рис.9.



Количество связей между разъемами PLD2-80 и FPGA равно 129

Рис. 8. Структурная схема аппаратной платформы «DS-E-4000».

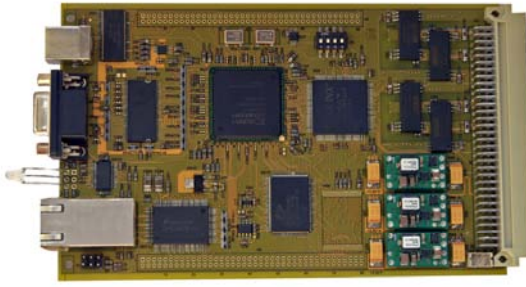


Рис.9. Общий вид модуля платформы «DS-E-4000».

Основой платформы является ПЛИС фирмы Xilinx семейства Spartan3 объемом 4 млн. лог. вентилей. ПЛИС CPLD CoolRunner предназначена для мониторинга и тестирования работы основной ПЛИС. Стабильность работы платы также обеспечивается супервизором питания и датчиком температуры, подключенным к Spartan3. Для хранения и работы с данными на плате предусмотрено 3 типа памяти: DDR SDRAM, SSRAM и NOR Flash.

В платформе "DS-E-4000" реализуется поддержка большинства наиболее распространенных интерфейсов, таких как Ethernet 1000/100/10, USB 2.0, RS232, RS485, CAN, LVDS, а также использование вводов-выводов на разъеме, подключенном непосредственно к ПЛИС.

Основные технические характеристики аппаратной платформы «DS-E-4000»:

- ПЛИС Xilinx Spartan3 XC3S400
 - ПЛИС Xilinx XC9500
 - Память
 - NOR до 32 Мбайт
 - SSRAM 2 Мбайт
 - DDR SDRAM до 128 Мбайт
 - Интерфейсы:
 - Ethernet 10/100/1000 (Gigabit Ethernet)
 - USB 2.0
 - Полный (с контролем потока) RS-232 на разъеме DB-9
 - CAN
 - RS485
 - восемь гальванически развязанных RS485
 - три LVDS входа, три LVDS выхода на DIN4 1612
 - до 129 программируемых ввода/вывода ПЛИС Spartan3
 - до 57 программируемых ввода/вывода ПЛИС XC9500
 - тактовые генераторы 24МГц и 50МГц
 - 4х битный переключатель
 - два двухцветных светодиода
 - мониторинг питания
 - цифровой датчик температуры
 - конструктив Евромеханика
 - Напряжение питания платы: 5 В
 - Промышленный и коммерческий диапазон температур
- Наличие широкого набора интерфейсов ввода-вывода обуславливает ориентированность платформы на решение широкого круга задач.

Платформа выполнена в форм-факторе конструктива Евромеханика. с разъемом DIN4 1612. Это позволяет строить комплексы верификации практически неограниченной логической емкости (рис.10). Дополнительные разъемы, расположенные по краям платы, могут использоваться для подключения мезонинных модулей.



Рис.10. Комплекс верификации с наращиваемой логической емкостью.

Уделив значительное внимание платформам для верификации сложных и скоростных систем, нельзя не упомянуть о платформах для массового применения, к которым относится Платформа DS-ARM9

Платформа DS-ARM9 (рис.11) предназначена для построения различных приборов и устройств и представляет собой полноценный микро-компьютер на основе микропроцессора ARM9 (частота ядра 200 МГц) с собственной видео и звуковой системой. Отличительной чертой модуля от большого количества подобных изделий является микросхема ПЛИС, установленная на модуле. Основу модуля составляют микропроцессор фирмы Cirrus EP9307 и микросхема ПЛИС объемом 400 логических вентилей. Такая комбинация направлена на решение задач, которые нельзя решить или не оптимально решаются только процессорным способом и требуют решения с помощью цифровой комбинационной логики.

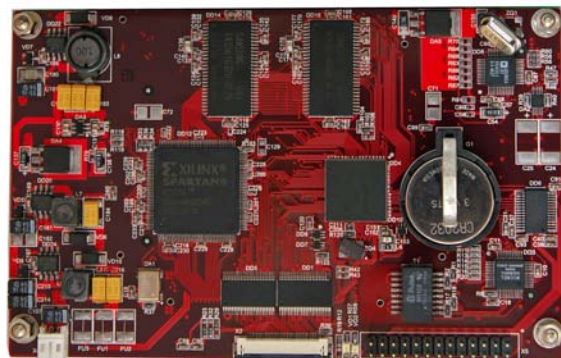


Рис.11. Платформа DS-ARM9.

Работа микропроцессора может осуществляться под управлением наиболее распространенных операционных систем, таких как Linux, Windows CE, eCos, позволяющих ускорить разработку программного обеспечения и графических интерфейсов. Возможна работа и без операционной системы.

Микропроцессор Cirrus EP9307 имеет встроенный видеоконтроллер, позволяющий подключать к DS-ARM9 TFT экраны разрешением до 800x600, со встроенной сенсорной панелью, или без нее.

Благодаря наличию ПЛИС, в которой можно реализовать дополнительные интерфейсы и высокоскоростные вычислительные блоки, DS-ARM9 имеет широкие возможности по расширению выполняемых функций. Типовым применением является использование в системах реального времени, требующих быстрой реакции на события.

Основные технические характеристики платформы DS-ARM9:

- Процессор Cirrus EP9307, ядро ARM9, разрядность 32 бита, тактовая частота 200 МГц, частота ядра 100 МГц.
- ОЗУ SDRAM до 256 Мбайт (опционально до 1Гб)
- Загрузочная Флеш память программ: NOR до 16 Мбайт, Serial до 4Мбит.
- Встроенный флеш диск (NAND флеш память) до 4 Гбайт.
- ПЛИС Xilinx Spartan3 от 50 до 400 тысяч логических элементов.

- Видеосистема – встроенная в микропроцессор Cirrus EP9307, разрешение до 800x600.
- Аудиосистема - AC97, усилитель мощности: 1,5 Вт в режиме моно, 0,25 Вт - стерео
- Функции защиты и контроля: Сторожевой таймер (встроен в Cirrus EP930), монитор напряжения питания, цифровой датчик температуры, часы реального времени с автономным питанием от батареи.
- - Интерфейсы:
 - Три интерфейса RS-232
 - 34 программируемые линии ввода/вывода ПЛИС на внешнем разъёме.
 - 16 программируемых линий ввода/вывода микропроцессора Cirrus EP9307 порт GPIO
 - USB Host - 3 порта встроенных в микропроцессор Cirrus EP9307.
 - USB Device - 1 порт.
 - Интерфейс Ethernet 10/100 МБит/с.
 - Звуковые аналоговые входы/выходы (кодек AC97)
 - Интерфейс сенсорной панели на 4, 5, 7 или контактов либо возможно использование этого интерфейса как 8 каналов АЦП.
 - 2 Выход ШИМ (PWM) (можно использовать для управления яркостью подсветки TFT экрана)
 - Отладочные интерфейсы JTAG FPGA и JTAG ARM
 - Питание 7 - 16 В, возможно подача напрямую стабилизированного напряжения питания +5В, или если не используются интерфейсы USB и Звук +3.3В.
 - Коммерческий или промышленный диапазон температур (0 -- +60 Грд. ;, -40 -- +85Грд. С.).
 - Габаритные размеры 128 x 80 x 14 мм.

О специфике разработки платформ цифровой обработки сигналов

И в завершении изложения опыта проектирования цифровых платформ хотелось бы рассказать о специфике разработки платформы цифровой обработки сигналов с учетом соответствующих требований по скоростям и синхронизации.

НПП “Цифровые решения” был разработан блок цифровой обработки антенного компенсатора помех, состоящий из плат аналого-цифрового преобразования, платы цифрового вычислителя и платы распределения синхронизирующих сигналов (рис. 12)

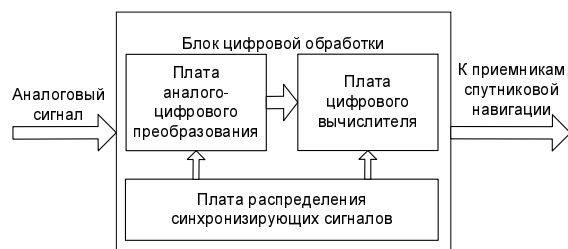


Рис. 12. Блок цифровой обработки антенного компенсатора помех.

Антенный компенсатор помех предназначен для защиты навигационной аппаратуры потребителей

спутниковых навигационных систем ГЛОНАСС и GPS при воздействии помех. Такого рода системы актуальны в условиях города при наличии массы промышленных помех, помех от паразитных составляющих в спектре разнообразной аппаратуры мобильной связи и вещания.

Для связи платы аналого-цифрового преобразования с платой цифрового вычислителя используется набор сериалайзеров с выходом LVDS, каждый из которых обеспечивает передачу цифровых данных со скоростью до 792 Мбит/с.

Алгоритм компенсации реализован посредством ПЛИС Altera семейства Stratix II и сигнального процессора TMS320C6713, выполняющих:

- предварительную фильтрацию принятого сигнала;
- коррекцию частотных характеристик каналов;
- компенсацию помех (формирование весовых коэффициентов и взвешенное суммирование принятых сигналов);
- формирование выходных данных для передачи в приемник спутниковой навигации.

Плата цифрового вычислителя предназначена для работы в составе антенного компенсатора помех и выполняет основные функции цифровой обработки сигналов.

Основные технические характеристики платы цифрового вычислителя:

- ПЛИС Altera Stratix II EP2S90FBGA1020 или EP2S60FBGA1020
- Память
- DDR SDRAM до 256 Мбайт
- NOR Flash 512KB
- SDRAM 8 Мбайт

Интерфейсы

- Приемопередатчик Ethernet 10/100
- 12 десериалайзеров
- 2 сериалайзера
- 1 сериалайзер-десериалайзер
- 8 приемопередатчиков RS-485
- 1 преобразователь TTL -> LVDS на 4 канала
- 1 преобразователь LVDS -> TTL на 4 канала
- 2 ЦАП 14 бит

Прочее

- 2 тактовых генератора (50МГц и 66МГц)
- Возможность подключение внешнего тактового сигнала
- Цифровой датчик температуры
- Напряжение питания платы 12 В
- Все микросхемы имеют промышленный диапазон температур

Структурная схема платы приведена на рис. 13.

Плата аналого-цифрового преобразования предназначена для работы в составе антенного компенсатора помех и выполняет функцию преобразования в цифровую форму аналоговых сигналов промежуточной частоты.

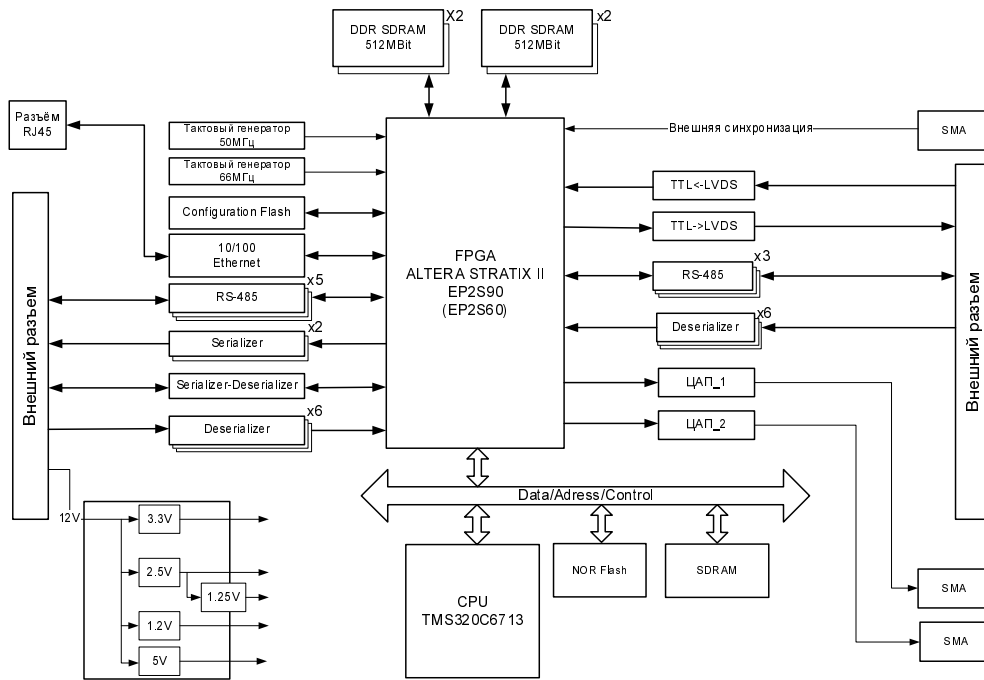


Рис. 13. Структурная схема платы цифрового вычислителя.

Основные технические характеристики платы аналого-цифрового преобразования:

- ПЛИС Spartan-3
- CPLD xc9572xl
- 6 АЦП 12-бит
- 9 сериалайзеров
- 3 приемопередатчика RS-485
- Внешняя синхронизация
- Микросхема программируемой задержки тактового сигнала

- Микросхема распределения тактовых сигналов
- 30 внешних цифровых входов/выходов
- Напряжение питания платы 12 В
- Нестандартный конструктив

Структурная схема платы АЦП приведена на рис.14.

Плата распределения синхронизирующих сигналов выполняет функцию формирования и распределения синхронизирующих сигналов между платам аналого-цифрового преобразования и цифрового вычислителя.

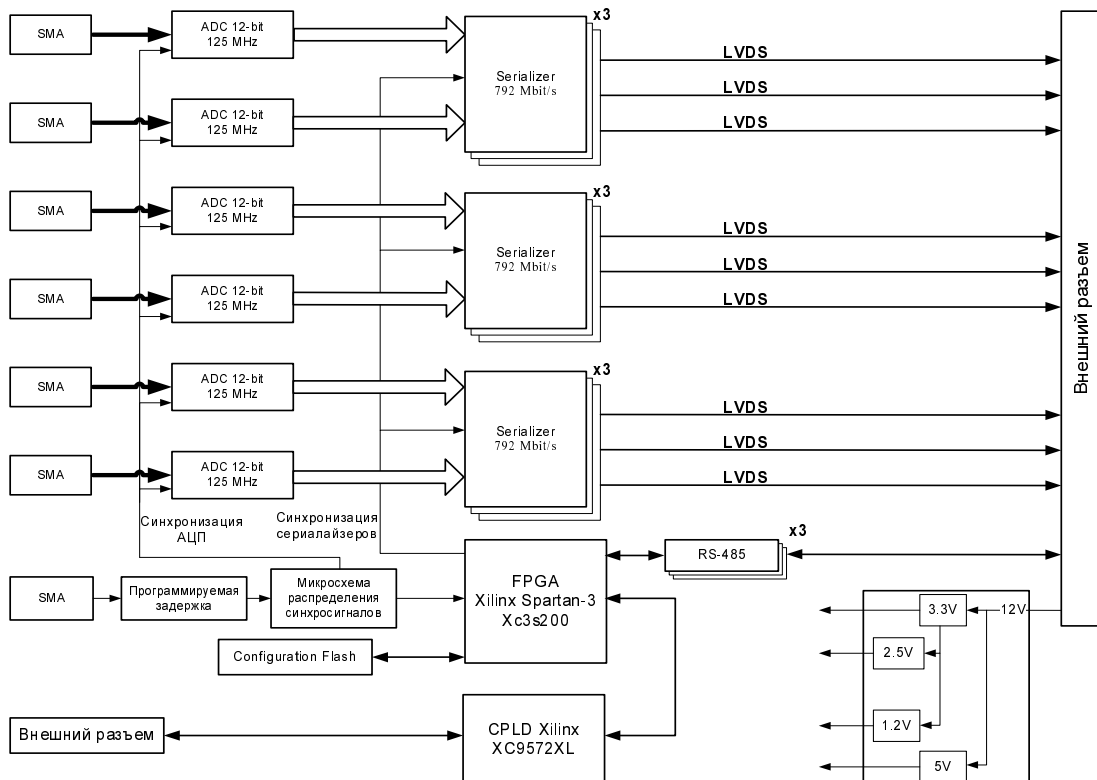


Рис. 14. Структурная схема платы аналого-цифрового преобразования.

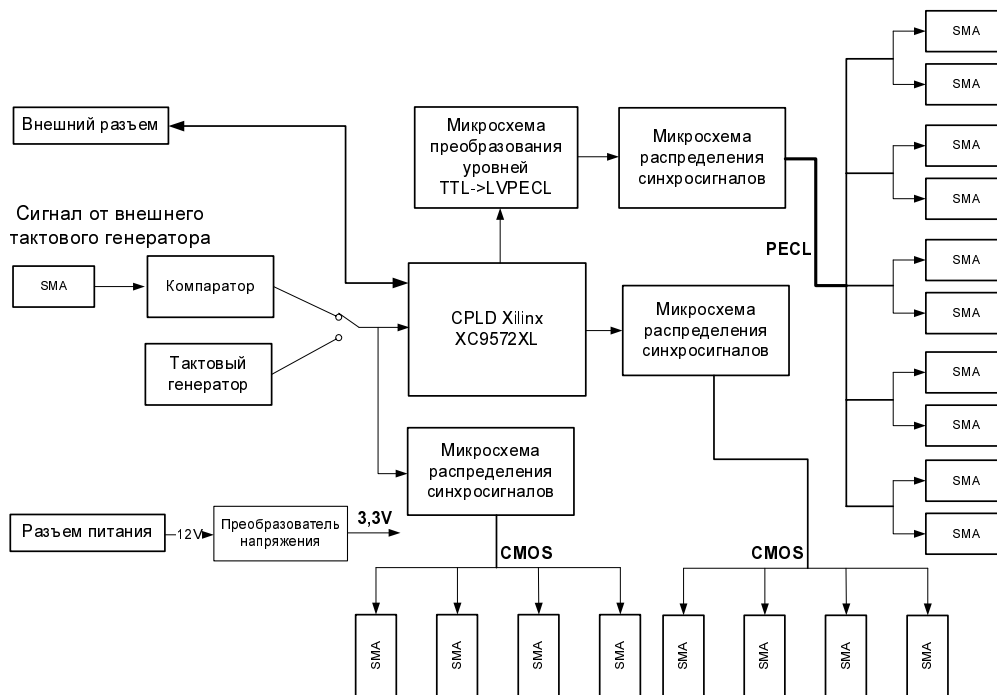


Рис. 15. Структурная схема платы распределения синхронизирующих сигналов Внешний вид всей системы представлен на рис.16. Данная система является прототипом специализированной СнК

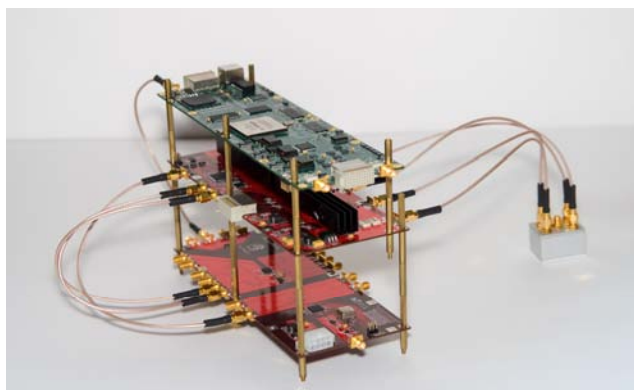


Рис. 16. Внешний вид системы обработки сигналов.

Основные технические характеристики платы распределения синхронизирующих сигналов:

- CPLD xc9572xl
- 5 выходов PECL
- 8 выходов CMOS
- 20 внешних цифровых входов/выходов

- Возможность подключение внешнего тактового сигнала
 - Напряжение питания платы 12 В
 - Нестандартный конструктив
- Структурная схема приведена на рис.15..

Заключение

Таким образом, мы попытались показать различные аспекты внедрения перспективных технологий проектирования и примеры их воплощения в конкретные изделия. Авторы будут признательны за отзывы, которые следует направлять по адресу info@dsol.ru

Литература

1. R. E. Bryant, K.-T. Cheng, A. B. Kahng, et al., "Limitations and challenges of computer-aided design technology for CMOS VLSI", *Proceedings of the IEEE*, v. 89, №3, p. 341-362, 2001.
2. H. Chang, L. Cooke, M. Hunt, et al., "Surviving the SOC revolution: A guide to platform-based design", Norwell, MA: Kluwer, 1999.
3. www.dsol.ru

ИНФОРМАЦИЯ
10-Я МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ
КОНФЕРЕНЦИЯ И ВЫСТАВКА
«ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ЕЁ ПРИМЕНЕНИЕ – DSPA *2008»

Развитие современных информационных технологий характеризуется широким практическим использованием методов и техники цифровой обработки сигналов (ЦОС) – одной из самых динамичных и быстро развивающихся технологий в мире телекоммуникаций и информатизации мирового сообщества.



Отвечая целям и задачам консолидации и поддержки отечественных ученых и специалистов, работающих в области передовых информационных технологий реального времени, расширения международных научных связей и содействия внедрению высоких наукоемких технологий XXI века, Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи имени А.С. Попова совместно с компанией «AUTEX.Ltd» при поддержке РФФИ и при участии Федерального агентства по промышленности РФ, Министерства образования и науки РФ, Российской секции IEEE Signal Processing Society, Института радиотехники и электроники РАН, Института проблем управления РАН, ЗАО «МНИТИ», МГТУ им. Н.Э. Баумана, МТУСИ, МАИ, МЭИ и других ведущих российских вузов и организаций, провели 26-28 марта 2008 г. в ИПУ РАН 10-ю, юбилейную, Международную научно-техническую Конференцию и Выставку: «Цифровая обработка сигналов и её применение- DSPA'2008». В работе конференции и выставки приняли участие свыше 1000 человек из 40 городов России, стран СНГ и Балтии, а также представители ряда стран дальнего зарубежья.

Работа конференции проходила традиционно по десяти секциям: «Теория сигналов и систем» (31 доклад, руководитель – д.т.н., профессор Ю.С. Шинаков); «Теория и методы

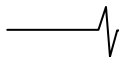
цифровой обработки сигналов» (31 доклад, руководитель – д.т.н., профессор Ю.А. Брюханов); «Обработка сигналов в системах телекоммуникаций» (34 доклада, руководитель, д.т.н., профессор – Ю.Н. Прохоров); «Обработка сигналов в радиотехнических системах» (29 докладов, руководители –



д.т.н., профессор Ю.Г. Сосулин, к.т.н., профессор В.С. Сперанский); «Обработка и передача изображений» (33 доклада, руководители – д.т.н., профессор В.П. Дворкович, д.т.н. А.В. Дворкович); «Обработка измерительной информации» (18 докладов, руководитель – к.т.н., профессор Ю.В. Скачко); «Проектирование и техническая реализация систем ЦОС» (22 доклада, руководитель – д.т.н., профессор В.В. Витязев); «Цифровое радиовещание» (5 докладов, руководитель – к.т.н., профессор Е.П. Зелевич); «Цифровая обработка многомерных сигналов» (6 докладов, руководитель – д.т.н., доцент М.К. Чобану); «Нейрокомпьютерная обработка сигналов и изображений» (9 докладов, руководитель – д.т.н., профессор А.И. Галушкин). На конференции было заслушано более 200 докладов, по материалам которых изданы «Труды Конференции» в 2-томах, общим объемом 712 страниц.

В своем приветствии участников конференции Председатель Национального комитета, член-корреспондент РАН Ю.Б. Зубарев, в частности, отметил: «Сегодня трудно переоценить масштабность и значимость цифровых информационных технологий обработки сигналов во всех сферах человеческой деятельности, начиная с бытовой техники, средств телекоммуникаций и заканчивая новейшими разработками в области военных технологий. Интернет, мобильная связь,





цифровое телерадиовещание – это лишь небольшой пример широкого практического использования методов и техники ЦОС. Мир во многом стал «Цифровым»!...».

На пленарном заседании, в день открытия конференции, были заслушаны 7 докладов, в которых нашли отражение вопросы теории и практики построения и внедрения систем цифрового телевизионного вещания, обработки и передачи оптических изображений, развития компьютерных архитектур и применения гетерогенных кластерных систем обработки информации, синтеза и технической реализации цифро-



вых систем узкополосной фильтрации на основе многоскоростной обработки сигналов. Основной акцент выступающих был сделан в направлении анализа проблем и оценки перспектив внедрения в России цифрового телевизионного вещания и его международной сертификации (член-корр. Ю.Б. Зубарев, ЗАО «МНИТИ», профессор М.И. Кривошеев, ФГУП «НИИР», г.Москва). С интересом встречены доклады член-корр. Б.А. Бабаяна (г. Москва) о развитии высокопроизводительных компьютерных архитектур обработки информации и В.Г. Мистюкова (ЗАО «СКАН Инжиниринг-Телеком», г. Воронеж) о технических возможностях и эф-



фективности использования гетерогенных кластерных систем обработки информации в реальном времени. Методы и технологии цифровой обработки оптических видеоизображений, в том числе трехмерных голографических, стали предметом обсуждения в докладе профессора Л. Ярославского (г.Тель-Авив, Израиль). О методах синтеза и эффективной реализации цифровых КИХ-фильтров с линейной фазочастотной характеристикой рассказал в своем выступлении профессор Т. Сарамьяки (г.Тампера, Финляндия). С новыми техническими решениями построения декодеров на основе многопороговых алгоритмов познакомил участников

профессор В.В. Золотарев (ИКИ РАН, г.Москва).

Одновременно с работой конференции компанией «AUTEX.Ltd» была организована выставка новых информационных технологий реального времени и инструментальных средств ЦОС, в работе приняли участие ведущие в этой области отечественные предприятия и фирмы: ЗАО «AUTEX.Ltd», ЗАО «Инструментальные системы», ЗАО «Скан Инжиниринг Телеком», ГУП НПЦ «ЭЛВИС», НТЦ «Модуль», ЗАО «L-CARD», ООО «Растр Технолоджи», НПЦ «Цифровые решения» и др.



В дни работы конференции и выставки состоялись семинары-презентации по новым разработкам в области DSP-технологий, которые провели хорошо известные на российском рынке фирмы: «Analog Devices, Inc», ГУП НПЦ «ЭЛВИС», ООО «ПСБ технолоджи», ОАО «НПК «НИИДАР» и др.

С целью предоставления возможности всестороннего открытого обсуждения проблем и перспектив дальнейшего развития DSP-технологий и широкого их использования в разработках отечественных ученых и специалистов в первый день работы конференции и выставки был проведен



Круглый стол: «Современные приложения ЦОС в области радиолокации, автоматического управления и приборостроения».

В заключительный день работы конференции и выставки по каждой секции были подведены общие итоги, а также итоги конкурса на лучшие научные доклады среди молодых ученых и специалистов и состоялось их награждение.

По материалам прошедшей конференции редакции научно-технических журналов: «Цифровая обработка сигналов», «Электросвязь» и «Радиотехника» планируют в 2008 году ряд тематических выпусков.