



28-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

Материалы конференции

**9—15 сентября 2018 г.
Севастополь, Крым, Россия**

Том 2

Секция 3/1: Системы, сети и сигналы радиосвязи,
вещания и навигации

Секция 3/2: Оборудование систем СВЧ связи, вещания и навигации

Секция 3а/1: Информационные технологии в телекоммуникациях

Секция 3а/2: Информационные сетевые технологии

**Москва • Минск • Севастополь
2018**

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431
С255

Организаторы:

Российский фонд фундаментальных исследований (РФФИ) — проект № 18-07-20051
Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи
(РНТОРЭС) им. А. С. Попова

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН (Москва)
Крымский научно-технологический центр им. проф. А. С. Попова (Севастополь)
Севастопольский государственный университет,

Институт радиоэлектроники и информационной безопасности
Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского,
Физико-технический институт (Симферополь)

Крымская астрофизическая обсерватория,

Отдел радиоастрономии и геодинамики (Кацивели)

Уральский федеральный университет им. Б. Н. Ельцина (Екатеринбург)

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

ОАО «НПП „Исток“ им. Шокина» (Фрязино)

АО «Микроволновые системы» (Москва)

АО «Научно-производственное предприятие „ФАЗА“» (Ростов-на-Дону)

НПП «Системные ресурсы» (Москва)

ООО «Радиокомп» (Москва)

Техническая и информационная поддержка:

IEEE, Moscow MTT/ED Chapter

IEEE, Moscow AP Chapter

Медиагруппа «Электроника»

С255 28-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018). Севастополь, 9—15 сентября 2018 г. : материалы конференции. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2018. — ISBN 978-966-335-443-9 (тт. 1—9).

Т. 2 : vi, 240 [272—511] с. : ил. — ISBN 978-966-335-445-3.

Во 2-й том включены материалы 39 докладов, которые были представлены на заседаниях секций 3/1: Системы, сети и сигналы радиосвязи, вещания и навигации; 3/2: Оборудование систем СВЧ связи, вещания и навигации; 3а/1: Информационные технологии в телекоммуникациях; 3а/2: Информационные сетевые технологии.

Материалы конференции изданы также на флеш-накопителе.

Сборник предназначен для широкого круга специалистов в области СВЧ-техники и телекоммуникационных технологий. Сборник также будет полезен студентам и аспирантам телекоммуникационных, радиотехнических и радиофизических факультетов вузов.

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431

© Оргкомитет КрыМиКо'2018
© КНТЦ им. Попова, 2018

Том 2

СЕКЦИЯ 3/1: СИСТЕМЫ, СЕТИ И СИГНАЛЫ РАДИОСВЯЗИ, ВЕЩАНИЯ И НАВИГАЦИИ

INV.2	УПРАВЛЕНИЕ СОВРЕМЕННЫМИ АВТОМАТИЧЕСКИМИ КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ Алыбин В. Г., Сёмочкин А. С.	272
3.1	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ МЕТОДА ЭЛЕКТРОННОЙ РЕГУЛИРОВКИ ПОЛОЖЕНИЯ ЛИНИИ КУРСА Зотов А. В., Жданов Б. В., Войтович Н. И.	285
3.2	ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПЕЛЕНГА ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА ПО ОРТОГОНАЛЬНО ЭЛЛИПТИЧЕСКИ ПОЛЯРИЗОВАННЫМ СИГНАЛАМ РАДИОМАЯКА Гулько В. Л., Мещеряков А. А.	294
3.3	АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПРИЕМНОГО ТРАКТА ЦФАР СИСТЕМЫ НАВИГАЦИИ И СВЯЗИ Бурыйкин А. И., Куприц В. Ю., Лебедев В. Ю., Мещеряков А. А.	301
3.4	МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ МНОГОБАЗОВОГО ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА С УСТРАНЕНИЕМ НЕОДНОЗНАЧНОСТИ МЕТОДОМ «СУММИРОВАНИЯ КОСИНУСОИД» Ерофеев Д. В.	305
3.5	ЭКСПЕРИМЕНТ ПО ИССЛЕДОВАНИЮ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ ХАОТИЧЕСКОЙ НЕСУЩЕЙ Кузьмин Л. В., Гриневич А. В., Ушаков М. Д.	315
3.6	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ БЕСПРОВОДНОЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ СЕТИ ДЛЯ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ Дмитриев А. С., Рыжов А. И., Попов М. Г., Ицков В. В., Петросян М. М.	322
3.7	ОБЗОР ОСНОВНЫХ НАПРАВЛЕНИЙ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ВОЗМУЩЕНИЯ ИОНОСФЕРЫ ЗЕМЛИ Ломоносов С. Е., Поляков А. Л., Гришук А. В., Афонин И. Л.	329
3.8p	РАЗРАБОТКА МЕТОДА УЧЕТА УСЛОВИЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН В СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ Поляков А. Л., Ломоносов С. Е., Полянский В. В., Кузьменко В. А., Афонин И. Л.	335
3.9p	СТАТИСТИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ ПРЕПЯТСТВИЯ НА ЭЛЕМЕНТЫ КАНАЛЬНОЙ МАТРИЦЫ СИСТЕМЫ ММО В ПОМЕЩЕНИИ Ваганова А. А., Кисель Н. Н., Панычев А. И.	343
3.10p	ОСОБЕННОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ RFID СИСТЕМ УВЧ ДИАПАЗОНА В УСЛОВИЯХ ОГРАНИЧЕННОГО ПРОСТРАНСТВА ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ВИДАХ ПОЛЯРИЗАЦИИ Кирильчук В. Б., Попов А. А., Парфенович Т. Н., Кижлай И. Н.	*
3.11p	СХЕМА ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДВОИЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ Дмитриев А. С., Мохсени Т. И., Сьерра-Теран К. М.	350

3.12p	ОБНАРУЖЕНИЕ И РАЗЛИЧЕНИЕ СИГНАЛОВ, МОДУЛИРУЕМЫХ АВТОРЕГРЕССИЯМИ С ИЗМЕНЯЮЩИМИСЯ КОРРЕЛЯЦИОННЫМИ СВОЙСТВАМИ Андрьянов Н. А., Гаврилина Ю. Н.	356
3.13p	ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДАЛЬНОМЕРНОГО И ИНФОРМАЦИОННОГО РАДИОКАНАЛОВ СИСТЕМЫ ПРМГ Ершов Г. А., Недобежкин М. И., Сеницын Е. А., Фридман Л. Б.	361
3.14p	АМПЛИТУДНО-ФАЗОВАЯ ПЕЛЕНГАЦИЯ ЦЕЛЕЙ В ПАССИВНЫХ РАДАРАХ С КОЛЬЦЕВЫМИ РЕШЕТКАМИ МАЛОГО ДИАМЕТРА Головков А. А., Терентьева П. В., Журавлев А. Г.	366
СЕКЦИЯ 3/2: ОБОРУДОВАНИЕ СИСТЕМ СВЧ СВЯЗИ, ВЕЩАНИЯ И НАВИГАЦИИ		
3.15	СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ К ПРОЕКТИРОВАНИЮ ЦИФРОВЫХ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКОВ Царьков А. В., Нечаев В. И.	372
3.16	О РАЗРАБОТКЕ БЕСПРОВОДНОГО ПРИЁМОПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА СУБТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА Бирюков В. В., Вакс В. Л., Кисиленко К. И., Панин А. Н., Приползин С. И., Раевская Ю. В., Раевский А. С., Щербаков В. В.	*
3.17	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕДАЮЩИХ ПЛАТФОРМ СИСТЕМЫ КОСМИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА «ARGOS» Ионов В. В., Пестряков А. В.	*
3.18	ОРГАНИЗАЦИЯ ЛОКАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АДАПТИВНЫХ МАЛОЭЛЕМЕНТНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК Широков И. Б., Сердюк И. В., Широкова Е. И., Мордвинова А. Ю.	377
3.19	АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ МОДУЛЬ РЕГИСТРАЦИИ ДАННЫХ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО ПРИЧАЛИВАНИЯ Широков И. Б., Мурзин Д. Г., Азаров А. А.	385
3.20	ЦИФРОВЫЕ РАДИОПРИЕМНИКИ. ШУМЫ. ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН Лучинин А. С., Малыгин И. В., Стариков С. И.	392
3.21p	ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ДАЛЬНОМЕРНОГО И ИНФОРМАЦИОННОГО РАДИОКАНАЛОВ СИСТЕМЫ ПРМГ ПРИ ДЕЙСТВИИ ВНУТРИСИСТЕМНЫХ ПОМЕХ Ершов Г. А., Недобежкин М. И., Сеницын Е. А., Фридман Л. Б.	398
3.22p	СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕКУЩИХ ПАРАМЕТРОВ ПОЛОЖЕНИЯ НА БОРТУ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ В БЛИЖНЕЙ АЭРОДРОМНОЙ ЗОНЕ Ершов Г. А., Недобежкин М. И., Сеницын Е. А., Фридман Л. Б.	403
3.23p	РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ПЕРЕДАЧИ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ «ГОНЕЦ» Безгин А. А.	408
3.24p	ЯЧЕЙКА ПРИЕМНИКА РАДИОСВЕТА С ЦИФРОВЫМ НАКОПЛЕНИЕМ Дмитриев А. С., Ицков В. В., Петросян М. М., Рыжов А. И.	413
3.25p	РЕАЛИЗАЦИЯ БЛОКА ОЦЕНКИ И КОМПЕНСАЦИИ ПОГРЕШНОСТЕЙ КВАДРАТУРНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В ПРОГРАММНОМ КОМПЛЕКСЕ «ВЕКТОР» Хасьянова Е. Р., Дингес С. И., Пестряков А. В.	*

3.26p	ВЛИЯНИЕ ДЕСТАБИЛИЗИРУЮЩИХ ФАКТОРОВ НА ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОМОДЕМА НА ОСНОВЕ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ Аверина Л. И., Шапошникова Ж. В.	*
-------	--	---

СЕКЦИЯ 3a/1: ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ

3a.1	МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЯ ПОСРЕДСТВОМ НОРМАЛИЗАЦИИ ГИСТОГРАММЫ ЯРКОСТИ Тумко В. В., Начаров Д. В., Михайлюк Ю. П.	420
3a.2	ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЛЕКСНОЗНАЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ИДЕНТИФИКАЦИИ КАНАЛОВ СВЯЗИ Бондарев В. Н., Сметанина Т. И.	427
3a.3	МЕТОДИКА АВТОМАТИЧЕСКОГО ВЫЧИСЛЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ МАССИВА ОБЪЕКТОВ, ОПИСЫВАЕМЫХ МНОЖЕСТВОМ ПРИЗНАКОВ РАЗЛИЧНОЙ ФИЗИЧЕСКОЙ ПРИРОДЫ Афонин И. Л., Крушати́н М. С.	*
3a.4	АЛГЕБРАИЧЕСКИЙ ПОДХОД К СИНТЕЗУ ХОРОШО ЛОКАЛИЗОВАННЫХ СИГНАЛЬНЫХ ФРЕЙМОВ НА КОНЕЧНОМ ДИСКРЕТНОМ ИНТЕРВАЛЕ Волчков В. П.	433
3a.5	УВЕЛИЧЕНИЕ РАЗМЕРА СЛОВАРЯ ПСЕВДОСЛУЧАЙНОГО КОДА В СИСТЕМАХ CDMA С ПОМОЩЬЮ ДВОЙНОЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ Чебачев В. О., Виноградова С. В.	438
3a.6	ПРИМЕНЕНИЕ ЭВОЛЮЦИОННО-ИМИТАЦИОННОГО АЛГОРИТМА ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА ПРОЦЕССА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ РЕСУРСОВ Антонова А. С., Аксенов К. А.	443
3a.7p	АВТОМАТИЗАЦИЯ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМ ЧЕЛОВЕК — ТЕХНИКА Игнашева Е. П.	*
3a.8p	ОБНАРУЖЕНИЕ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНТЕНСИВНОСТИ ОСАДКОВ ПО ЦИФРОВЫМ ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯМ Гармаш В. Н., Коробочкин Д. М., Матвеев С. А., Петров Ю. В., Рудыка С. А., Страхов С. Ю.	448
3a.9p	РАЗРАБОТКА ПРОТОТИПА CASE-СРЕДСТВА ДЛЯ СОЗДАНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ ВЕБ-ПРИЛОЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГЕНЕРАЦИИ КОДА Тарасьев А. А., Филиппова М. Е., Аксенов К. А., Аксенова О. П.	452
3a.10p	РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ПРОМЫШЛЕННОГО ЗРЕНИЯ НА ОСНОВЕ ПЛИС ALTERA» Кузьмин А. А., Вертегел В. В.	*
3a.11p	АНАЛИЗ ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ СКОРОСТНОЙ ПЕРЕДАЧИ ПО КАНАЛУ 3G Редькина Е. А., Полянский В. В.	*

СЕКЦИЯ 3a/2: ИНФОРМАЦИОННЫЕ СЕТЕВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

3a.12	ИМИТАЦИЯ ВНЕШНИХ АКУСТИЧЕСКИХ ШУМОВ ПРИ ИСПЫТАНИЯХ КАЧЕСТВА ГРОМКОГОВОРЯЩЕЙ СВЯЗИ Громоздин В. В., Надобенко Е. А., Панина Т. В.	459
-------	---	-----

3a.13	ОЦЕНКА УСТОЙЧИВОСТИ РАБОТЫ МОБИЛЬНОЙ ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В СРЕДЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ С ПЛОСКИМИ ГРАНИЦАМИ	
	Кудрявченко И. В., Карлусов В. Ю.	466
3a.14	АППАРАТНО-ПРОГРАМ-МНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ РАЗРАБОТКИ И ТЕСТИРОВАНИЯ КРИПТОГРАФИЧЕСКИХ СОПРОЦЕССОРОВ	
	Тарасенко В. М., Ялалов Н. Р.	472
3a.15	ПОВЫШЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ МНОГОЧАСТОТНОГО МОДЕМА С ОПТИМАЛЬНЫМИ ФИНИТНЫМИ СИГНАЛАМИ	
	Санников В. Г.	476
3a.16	ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ В ЗАДАЧАХ РАДИОСВЯЗИ	
	Веденькин Д. А., Епов А. Э., Юлушева А. И.	482
3a.17p	СИСТЕМА ДЛЯ МОНИТОРИНГА ПРОТОКОЛА GEN2	
	Лукьянчиков А. В.	487
3a.18p	ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ ТРАНСЛЯЦИОННЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ РЕКУРРЕНТНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ	
	Сныткин И. И., Балюк А. А., Сныткин Т. И.	492
3a.19p	ПОСТРОЕНИЕ СКРЫТЫХ АДРЕСНЫХ ПРОЦЕДУР МОДЕЛИ IPv6 НА ОСНОВЕ МЕТОДОВ ФИКСИРОВАННЫХ И ДИНАМИЧЕСКИХ ХЕКСТЕТОВ	
	Енин Н. Н., Сизов А. А., Ермолаев Г. А., Сныткин Т. И.	497
3a.20p	ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ТРАНСЛЯЦИОННОГО ДВОИЧНОГО КОДИРОВАНИЯ АДРЕСНЫХ ПОЛЕЙ МОДЕЛИ IPv6 ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ СКРЫТНОСТИ И ИМИТОСТОЙКОСТИ ПРОЦЕССОВ АДРЕСАЦИИ ОТКРЫТЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ	
	Сныткин И. И., Енин Н. Н., Сизов А. А.	501
3a.21p	АРХИТЕКТУРА МАСШТАБИРУЕМЫХ СИСТЕМ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ	
	Папуловская Н. В.	505

* Материалы доклада не поступили в Оргкомитет к моменту формирования сборника и будут опубликованы в дополнительном 9-м томе при условии их получения Оргкомитетом не позднее 30 сентября 2018 г.

The Control of the modern automatic Spacecrafts

Alybin V.G., Seomochkin A.S.

Joint Stock Company «Russian Space Systems»

Moscow, 111250, Russian Federation

otdelenie17@spacecorp.ru

Abstract: The review of the ways of control automatic spacecrafts (SC) by command radio line contained onboard equipment (OE) of command measuring system (CMS) and earthstation (ES) CMS is presented. The basic functions and conditions of the work of CMS, peculiarities of construction OE CMS, ES CMS for the control of SC on the different orbits – LEO, MO, GEO, HEO, moons orbits and orbits of the long space are noted. The design of the systems of control small and supersmall SC are discussed. The basic technical characteristics of OE CMS for SC of the different missions are presented.

Keywords: command-measuring systems, onboard equipment, earthstation, spaceship.

Управление современными автоматическими космическими аппаратами

Алыбин В.Г., Сёмочкин А.С.

АО «Российские космические системы»

г. Москва, 111250, Российская федерация

otdelenie17@spacecorp.ru

Аннотация: Приводится обзор способов управления автоматическими космическими аппаратами (КА) с помощью командных радиолиний, содержащих бортовую аппаратуру (БА) командно-измерительных систем (КИС) и наземных станций (НС) КИС. Отмечены основные функции и режимы работы КИС, особенно-сти построения БА КИС, НС КИС для управления КА на разных орбитах – низких, средних, геостационарных, высокоэллиптических, лунных, орбитах дальнего космоса. Обсуждаются вопросы построения систем управления малыми и сверхмалыми КА. Приводятся основные технические характеристики БА КИС для КА различных назначений.

Ключевые слова: бортовая аппаратура командно-измерительной системы, наземная станция, орбита, космический аппарат.

1. Введение

Управление космическими аппаратами (КА) – одна из ключевых задач космического приборостроения, которая реализуется со времен первых запусков КА, включая настоящее и будущее время. В задачи управления КА и, в частности, автоматическими КА, входят: вопросы по управлению запуском КА, удержания КА на требуемой орбите в течение срока активного существования (САС), управление конфигурацией комплексов и систем КА для парирования нештатных ситуаций на САС, перевод КА на резервную орбиту или на его вывод из космического пространства из-за невозможности восстановления его аппаратуры.

Бурное развитие космонавтики обусловило наличие в настоящее время большого разнообразия КА по назначению, высотам орбит, объемам и скоростям передачи информации, включая информацию, передаваемую по каналам управления, по габаритам и массам бортовой аппаратуры обеспечивающей управление КА, а также по требуемому САС. Не менее разнообразны и НС, КИС, образующие вместе с БА КИС для управления КА, включающие запросную (Земля-Борт) и ответную (Борт-Земля) командно-измерительные линии (КРЛ).

В данной работе представлен обзор современного состояния КИС, их особенности, некоторые проблемные вопросы и предлагаемые пути их решения.

2. Устройство и работа КИС

КИС осуществляют управление автоматическими и пилотируемыми КА. Учитывая ограниченный объем статьи, остановимся на рассмотрении систем управления автоматическими КА. Последние целесообразно разделить на ряд групп:

- низкоорбитальные КА – связные («Иридиум», «Гонец») дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) «Yuogan», КА для научных исследований (в том числе малые и сверхмалые КА [1, 2, 3] с высотой орбит от 300 до 2000 км;
- среднеорбитальные – навигационные («Глонасс», «Galileo», «GPS») с высотой орбит от 8000 до 26000 км[4, 5];
- КА на геостационарной (ГСО) или геосинхронной орбитах – связные («Экспресс-АМ»), ретрансляторы («Луч») [1, 6, 8] с высотами орбит от 38000 до 39000 км;

- КА на высокоэллиптических орбитах (ВЭО) – связные, в том числе для вещания («Молния», «Тундра») [7, 9] с высотами орбит от 17000 до 65000 км;
- КА для лунных орбит («Луна-Глоб», «Луна-Ресурс») [10,11] от 380000 до 400000 км;
- КА дальнего космоса – научные исследования, зондирование небосвода для предотвращения техногенных катастроф [1, 12] от 2 млн. км и более.

С помощью КИС осуществляется управление КА, для чего с одной или с нескольких НС КИС на БА КИС передаются разовые команды (РК), командно-программная информация (КПИ) и ряд специальных информационных сообщений для координации взаимодействия НС и БА КИС.

С БА КИС на НС КИС передаётся телеметрическая информация (ТМИ) о состоянии систем КА, включая БА КИС и квитанции об исполнении РК и КПИ.

Важной функцией КИС является измерение текущих навигационных параметров (ИТНП) КА, зная которые можно своевременно давать команды на КА по включению корректирующих двигательных установок для осуществления маневров КА с целью удержания его на требуемой орбите.

На рис. 1 представлена обобщенная структурная схема КИС, включающая космический (БА КИС) (OE CMS) и наземный (НС КИС) (ES CMS) сегменты [5, 13]. КИС работает следующим образом. Для передачи с НС КИС на БА КИС формируются в НС КИС сигналы РК (RC) и КПИ (CPI) и через модулятор (MOD), конвертер (conv) и усилитель мощности (УМ) (AP) поступают на АФУ (AFD). Излученные сигналы по запросной радиолнии, передаются на приемное АФУ БА КИС, далее – в ППУ (RTD); где преобразуются по частоте и в цифровом приемнике демодулируются с выделением информации РК или КПИ; в дешифраторе командной и телеметрической информации (ДКТИ) (DCTI) осуществляется декодирование (дешифрация) принятых команд и передача их в бортовой радиотехнической комплекс (БКУ). Тем самым обеспечивается управление КА и восстановление его работоспособности в нештатных ситуациях путем изменения конфигурации его систем, включая БА КИС.

Сигналы телеметрии и квитанции о выполнении команд поступают из бортовой аппаратуры телеметрической системы (БАТС) в ДКТИ, где происходит их кодирование (шифрация); после этого они передаются в ППУ, в котором модулируются и по тракту формирователя ответного сигнала передаются на УМ и АФУ_{прд}. Далее происходит передача по ответной радиолнии, и прием на НС КИС через её АФУ_{прм}, МШУ, конвертер

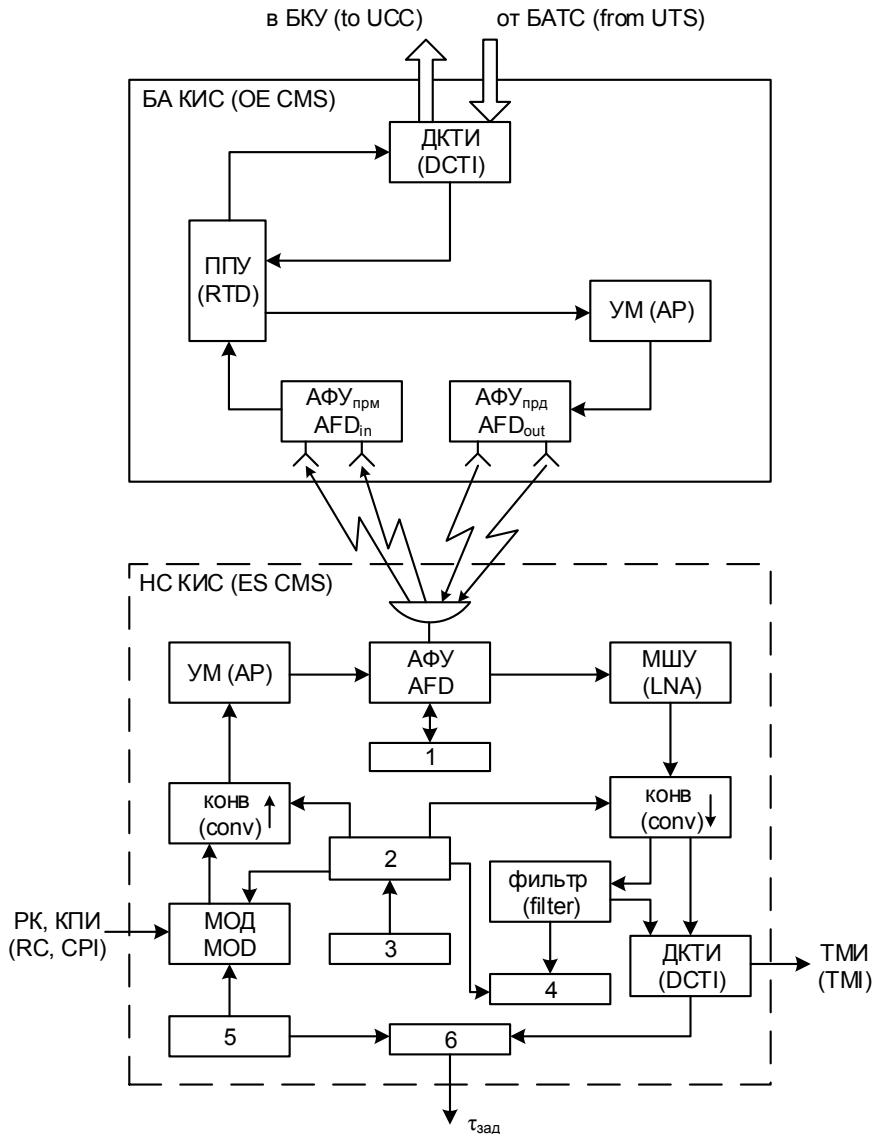


Рис. 1. Обобщенная функциональная схема КИС.

Fig. 1. Summarized functional diagram of CMS

«вниз», после чего происходит демодуляция и передача сигнала для обработки в наземном комплексе управления (НКУ).

Для обеспечения передачи информации в обоих направлениях без искажений (требуется вероятность побитовых ошибок не более 10^{-5}) применяются сложные структуры сигналов с фазовой, частотной и кодовоимпульсной модуляцией [13, 14, 15]. Основная проблема при выборе структур сигналов для радиолиний КИС заключается в обеспечении помехоустойчивости при увеличении скорости передачи информации. Для этого применяются модуляция сигнала псевдослучайной последовательностью [13] и использование систем кодирования сигналов (включая корректирующие коды, способные исправлять несколько ошибок, возникающих при передаче информации (коды Рида-Соломона, БЧХ, LDPC и др.) [15].

Современное состояние развития КИС характеризуется, с одной стороны, возможностью обеспечения управления широким набором типов КА, отмеченных выше, с другой стороны, целой серией проблем совершенствования КИС, касающихся необходимости технического совершенствования и снижения стоимости БА КИС при массовом производстве, учитывая лавинообразно растущее число КА в орбитальных группировках, уже находящихся сейчас на орбитах и планируемых в будущем.

В совершенствовании БА КИС основными направлениями развития являются:

- снижение габаритов и массы БА КИС;
- увеличение скорости передачи;
- возможность автономного парирования нештатных ситуаций;
- унификация БА КИС и НС КИС и их составных частей;
- увеличение точности ИТП.

3. Уменьшение массы и габаритов БА КИС

Вопрос о габаритах и массе БА КИС стоит особенно остро в настоящее время в связи с нарастающей сложностью любого КА. Наиболее эффективным способом уменьшения габаритов и массы является уменьшение кратности резервирования аппаратуры – в малых (до 1000кг), средних (до 4000 кг) и больших (свыше 4000 кг) – до дублирования СЧ БА КИС в сверхмалых КА (до 10 кг) – с отсутствием резервирования. При использовании высшего уровня качества электронной компонентной базы (ЭКБ) возможно доведение САС БА КИС до 15 лет, при дублировании её СЧ, что достаточно практически для любых типов автоматических КА.

Несколько большие сложности исполнения БА КИС возникают при использовании ЭКБ более низкого уровня качества. В этом случае приходится учитывать то обстоятельство, что с определенного требуемого САС, например, с 8 – 10 лет, необходимо использовать троирование отдельных приборов БА КИС.

Повышение интеграции, т.е. объединение нескольких функций в одном приборе или функциональном узле на базе ПЛИС или СБИС тоже позволяет в разы снизить габариты и массу приборов БА КИС. Например объединение функции дешифрации и обработки телеметрии в одном ДКТИ позволило в 2 раза уменьшить габариты и массу этого прибора [16].

Определенные резервы имеются в настоящее время при создании УМ. В резервированных УМ целесообразно объединение двух или трех УМ в одном корпусе (РУМ), т.к. при этом требуется лишь одна площадь основания, необходимая для теплоотвода, т.к. включаться будет лишь один УМ. Элементы и узлы УМ при этом целесообразно размещать на втором этаже устройства [20, 21]. При этом сокращается площадь основания УМ, которое обычно выполняют более массивным, чем боковые стенки, т.е. имеет место уменьшение массы РУМ.

Развивая это направление, можно создавать эффективные «системы на кристалле» не только в низкочастотной цифровой аппаратуре, но и в устройствах СВЧ для БА КИС, и этим будет обеспечен резкий скачок в уменьшении габаритов и массы.

Габариты и масса приборов существенно зависят от радиационной обстановки на рабочих орбитах КА. Наиболее неблагоприятны для КА низкие, средние и высокоэллиптические орбиты. Правильный выбор ЭКБ (прошедших испытания на радиационную стойкость), рациональная установка приборов БА КИС на платформе КА (с максимальным использованием взаимного экранирования соседними приборами) позволит уменьшить требуемую массовую защиту приборов от радиации в космическом пространстве и использовать толщину стенок корпусов достаточную только для обеспечения механической прочности.

В последнее время появляются полупроводниковые приборы с высоким уровнем технических характеристик за счет наноразмерных структур (ширина затворов транзисторов порядка 10нм). Следует отметить, однако, что для применения в условиях космоса это – не самый лучший вариант. Размеры дефектов, получающихся в результате столкновений твердых заряженных частиц с поверхностью полупроводников в разы больше размеров электродов полупроводниковых транзисторов. Поэтому целесообразно применять в БА КИС только приборы с ЭКБ, имеющей размер электродов транзисторов не менее $0,25 \div 0,35$ нм.

4. Ретрансляционный режим работы КИС

Во многих применениях космической техники предполагается использование так называемого ретрансляционного режима. Сигналы управления с НС КИС и сигналы телеметрии с БА КИС поступают не непосредственно, а через третий КА – спутник-ретранслятор. Это необходимо в тех случаях, когда зона радиовидимости КА из точки размещения НС КИС недостаточна для проведения сеансов управления. Впервые этот метод был предложен в конце 80-х годов прошлого столетия [6] и стал широко применяться для управления низкоорбитальными КА, для которых актуальна большая частота необходимых сеансов связи для их управления. В этом случае спутник-ретранслятор должен располагаться на более высокой орбите, чем КА, в частности на ГСО. Для обеспечения возможности круглосуточного наблюдения любого КА на низкой орбите достаточно трех спутников-ретрансляторов на ГСО. Использование спутников-ретрансляторов на ГСО возможно и для реализации других проектов, например, для доведения другого КА на ГСО в нужную рабочую точку по долготе [17].

Возможно использование ретрансляционного режима в определенных случаях, когда ретранслятором является низколетящий летательный аппарат, находящийся в зоне радиовидимости КА. Такой проект представлен в [18] и должен обеспечивать возвращение на Землю первые ступени ракет для их повторного использования.

Характерной особенностью БА КИС для обеспечения ретрансляционного режима является необходимость использования двух частот для обеспечения двух контуров управления, а в НС КИС необходимо передавать и принимать сигналы с КА и со спутника-ретранслятора на двух разных частотах. Необходимо также организовать межспутниковую линию радиосвязи между КА и спутником-ретранслятором. В этих случаях целесообразно использовать соседние диапазоны радиочастот (например, S и Ku, C и Ku) [17].

5. Измерение текущих навигационных параметров с помощью КИС

Одной из основных функций КИС является измерение навигационных параметров – ИТНП КА. В общем случае для определения положения КА по отношению к НС КИС нужно знать с большой точностью дальность до КА, именуемую «наклонной» дальностью, угловую скорость КА, угол

места и азимут. С помощью КИС измеряются первые две величины. Источниками погрешностей наклонной дальности могут быть [13]:

- методические;
- аппаратурные;
- погрешности ЭМС;
- атмосферные;
- временной привязки;
- геодезической привязки измерительных средств.

В настоящее время способы уменьшения указанных погрешностей известны, используются на практике и обеспечивает точность ИТНП порядка единиц м. Среди всего набора погрешностей на сегодняшний день, кроме атмосферных погрешностей, основной вклад вносит аппаратурная погрешность в БА КИС – погрешность в определении времени задержки ($\tau_{\text{зад}}$) при прохождении дальномерного сигнала через АФУ_{прм}, ППУ, УМ и АФУ_{прд}. Источником аппаратурной погрешности являются медленные флуктуации $\tau_{\text{зад}}$, АФУ, ППУ и УМ в зависимости от температуры и величины дальномерного сигнала, определяющего степень влияния шумов аппаратуры на $\tau_{\text{зад}}$ при слабом сигнале и изменение $\tau_{\text{зад}}$ из-за нарушения линейности в запросном канале при большом дальномерном сигнале.

Неидентичность резервируемых приборов СВЧ аппаратуры БА КИС может приводить к изменению $\tau_{\text{зад}}$ при изменении конфигурации БА КИС. С целью минимизации неконтролируемого изменения $\tau_{\text{зад}}$ в аппаратуре КИС применяются следующие методы:

- измерение $\tau_{\text{зад}}$ в БА КИС для каждой из возможных её конфигураций (от 6 до 9) [13];
- измерение $\tau_{\text{зад}}$ в БА КИС при разных мощностях входного дальномерного сигнала и температуры платформы, на которой установлена БА КИС [19].

Аналогичные мероприятия следует применить и в НС КИС для уменьшения флуктуаций $\tau_{\text{зад}}$ в наземных трактах. Кроме того, в НС КИС, как и в КПА, измеряющей $\tau_{\text{зад}}$ в БА КИС на этапе подготовки КА к полету, целесообразно использовать юстировку наземного тракта, в частности, по времени задержки в нем дальномерного сигнала. Юстировка в НС КИС обеспечивается введением в его состав ретранслятора, переводящего несущую частоту входного дальномерного сигнала на несущую частоту сигнала, принимаемого с БА КИС (см. рис. 1).

6. Особенности управления малыми и сверхмалыми КА

При уменьшении массы КА происходят изменения в идеологии его построения, в том числе в построении системы управления КА. Под ма-

лыми КА понимаются КА, масса которых составляет меньше 1000кг. Однако принципы управления КА начинают претерпевать существенные изменения при переходе к КА, масса которых составляет менее 100кг. Характерные особенности таких КА[2]:

- возрастает количество малых (МКА) и сверхмалых (СМКА), одновременно выводимых на орбиту; при этом уменьшается цена запуска каждого из КА, падают требования к надежности КА, но возрастают требования к его компактности; уменьшается число целевых функций КА. Эти целевые функции многократно повторяются на разных КА, находящихся в ОГ;
- уменьшается высота орбиты КА и требуемый (а также реальный) САС;
- средства выполнения маневров КА для его удержания в расчетной точке орбиты изменяются, а в СМКА исчезают вовсе; начиная с определенной массы КА выпускаются без возможности управления ими. Указанные изменения приводят к изменению КИС. По мере уменьшения массы КА [2]:
- прежде всего становятся нерациональным использование ДКТИ, показанном на рис. 1, т.к. сложность бортовой ПЭВМ становится небольшой и отдельный бортовой компьютер, осуществляющий только функции управления КА, становится лишним, т.к. ведет к увеличению массы МКА, а уменьшенные требования к надежности выполняются без ДКТИ;
- для МКА и СМКА типичным становится запуск сразу большого количества КА; при этом реализуется ретрансляционный режим управления с НС КИС через центральный КА, находящийся среди остальных МКА, расположенных на орбите в относительно небольшом удалении один от другого;
- в МКА и СМКА происходит интеграция бортовой аппаратуры, приводящая к объединению функций управления КА и целевых функций; этому способствует два обстоятельства: прогресс, достигнутый в последние годы в возможностях миниатюризации устройств, особенно СВЧ устройств («система на кристалле») и снижение уровней мощности УМ до сотни мВт и менее.

В настоящее время принято конструкцию МКА и СМКА выполнять в виде куба (при этом минимизируется площадь поверхности) и оценивать его размер и массу по размеру его грани. Например, один CubSat означает, что размер грани куба такого наноспутника составляет 10 см а масса не превышает 1кг [2].

7. Заключение

В приведенном обзоре нашли отражение некоторые основополагающие вопросы построения систем управления современными автоматическими КА, дающие представление о бортовой и наземной аппаратуре КИС для КА разных целевых назначений. Рассмотрены проблемные вопросы их развития и отдельные пути их решения. Можно рассчитывать на то, что приведенная в данной работе известная в литературе информация будет способствовать вовлечению в решение актуальных проблем управления КА новых специалистов и коллективов, работающих в сфере СВЧ-техники и телекоммуникационных технологий.

Список литературы

- [1] Меньшиков В.А., Перминов А.Н., Рембеза А.И., Урличич Ю.М. Основы анализа и проектирования космических систем мониторинга и прогнозирования природных и техногенных катастроф. М.: Машиностроение, 2014. 736 с.
- [2] Малые космические аппараты информационного обеспечения / под ред. докт. техн. наук РФ, проф. В.Ф. Фатеева. М.: Радиотехника, 2010. 320 с.
- [3] Степанов А., Акимов А., Гриценко А., Чазов В. Особенности построения и эксплуатации орбитальных группировок систем спутниковой связи // Спутниковая связь и вещание специальный выпуск 2016. с. 72 – 87.
- [4] ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования/под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.
- [5] Булгаков Н.Н., Алыбин В.Г., Кривошеин А.А., Сёмочкин А.С. Бортовая аппаратура командно-измерительной системы для космических аппаратов ГЛОНАСС: результаты эксплуатации и перспективы развития // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2014. Том 1. Выпуск 2. С. 65-73.
- [6] Topp A.R. Use of the tracking and data Relay Satellite Systems (TDRSS) with low Earth orbiting (LEO) Satellites: a decision guide. Thesis. Naval postgraduate school, Monterey, California, June. 1988, 110 p.
- [7] Ariane 5 User's Manual. Issue 4. Revision O. Arian Space. November 2004.
- [8] Система спутниковой связи и вещания «Экспресс-РВ» и КА на высокоэллиптической орбите «Тундра». Спутниковая связь и вещание // Технологии и средства связи. Специальный выпуск. 2016. С. 7.
- [9] Камнев Е.Ф., Аболищ А.Н., Акимов А.А., Белов А.С., Бобков В.Ю., Пелехатый М.И. Системы спутниковой связи с эллиптическими орбитами, разнесением вервей и адаптивной обработкой. М.: Глобсатком. 2009. 724 с.
- [10] Ежов С.А., Круглов А.В., Ватутин В.М., Молотов Е.П., Овсяников Е.П. Новые способы траекторных измерений дальних космических аппаратов // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2015. Том 2. Выпуск 2. С. 32-40.
- [11] Оле П.К. Зарубежное досье «Лунная гонка» // Советская Россия №40. 18.04.2017. С. 4.
- [12] Алыбин В.Г., Булгаков Н.Н., Ершов А.Н., Березкин В.В., Кулешов Ю.П. Особенности построения бортовой аппаратуры командно-измерительной системы и радиоли-

ний сброса информации для космических аппаратов системы обнаружения опасных для Земли небесных тел // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2015. Том 2. Выпуск 2. С. 11-17.

[13] Урличич Ю.М., Ежов С.А., Жодзишский А.И., Круглов А.В., Махненко Ю.Ю. Современные технологии навигации геостационарных спутников. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. 280 с.

[14] Космическая инженерия. Локация и сопровождение по доплеровской частоте ESA Publications Division ESA ESTEC, P.O. BOX 299 2200 AG Noordwijk The Netherlands. 2005.

[15] Спутниковая связь и вещание: Справочник / 3-е изд., перераб. и доп. Бартенев В.А., Болотов Г.В., Быков В.Л. и др. под ред. Кантора Л.Я. М.: Радио и связь. 1997. 528 с.

[16] Воронков Е.А., Алыбин В.Г., Дёмкин К.В. Программная интеграция функций дешифратора командно-программной информации и блока обработки телеметрии бортовой аппаратуры командно-измерительной системы в одной ПЛИС // Информационно-измерительная техника: Сборник трудов научно-технической конференции / под ред. Д.В. Панова. М.: РУДН. 2014. С. 134-144.

[17] Булгаков Н.Н., Алыбин В.Г., Кривошеин А.А. Особенности построения двух-контурной бортовой аппаратуры командно-измерительной системы для управления космическим аппаратом на этапе его вывода на ГСО // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2014. Том 1. Выпуск 2. С. 74-80.

[18] Булгаков Н.Н., Алыбин В.Г., Зарапин С.А., Павлов Г.Б. Вопросы построения бортового командно-измерительного комплекса (БКИК) возвращаемого ракетного блока / Итоги диссертационных исследований. Том 1. // Материалы VI Всероссийского конкурса молодых ученых, посвященного 90-летию со дня рождения академика В.П. Макеева. М.: РАН. 2014. С. 106-117.

[19] Булгаков Н.Н., Кривошеин А.А., Нагорный Д.Н., Алыбин В.Г., Сёмочкин А.С., Павлов Г.Б. Уменьшение погрешности, вносимой бортовой аппаратурой командно-измерительной системы в определение наклонной дальности космического аппарата // 27-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017). Севастополь, 10-16 сентября 2017г.: материалы конф. в 9т. Севастополь. 2017. Том 2, С. 283-291.

[20] Сечи Ф. Буджатти М. Мощные твердотельные СВЧ-усилители. М. Техносфера. 2015. 416 с.

[21] Алыбин В.Г., Сёмочкин А.С. Бортовые твердотельные СВЧ-усилители мощности будущего для командно-измерительных систем. Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. Т.3, вып.3. 2016. С. 89-97.

References

[1] Menshikov V.A., Perminov A.N., Rembeza A.J., Urlichich U.M. The fundations of analysis and design of space systems of the monitoring and forecasting natural and technogenic catastrophes // - М.: *Mashinostroenie*, 2014, 736 p. (in Russian).

[2] Small spacecrafts of the information ensuring / by red. prof. Fateyev V.F.. - Moscow: *Radiotekhnika*, 2010, 320 p. (in Russian).

[3] Stepanov A., Akimov A., Gritsenko A., Chazov V. Features of construction and operation of the orbital construction of satellite communication systems // *Satellite Communication and Broad casting Special Issue*, 2016. pp 72 – 87.

[4] GLONASS. Principles of construction and function. by red. Petrov A.J. Harisov V.N. – М. *Radiotekhnika*, 2010, 800 p. (in Russian).

- [5] Bulgakov N.N., Alybin V.G., Krivoshein A.A., Seomochkin A.S. On-Board Equipment of a Command-Measuring System for GLONASS Spacecrafts: Operation Results and Prospects for Development. *Rocket-space device engineering and information systems*. 2014. T1, pp. 65-73. (in Russian).
- [6] Topp A.R. Use of the tracking and data Relay Satellite Systems (TDRSS) with low Earth orbiting (LEO) Satellites: a decision guide. Thesis. *Naval postgraduate school*, Monterey, California, June, 1988, 110 p.
- [7] Ariane 5 User's Manual. Issue 4. *Revision O.Arian Space*. November 2004.
- [8] The satellite communication and broadcasting system "Express-RV" and spacecraft on VEO "Tundra". System of satellite communication and broadcasting // *Technology and methods of broadcasting*. Special Issue. 2016. p. 7. (in Russian).
- [9] Kamnev E.F., Abolits A.N., Akimov A.A., Belov A.S., Bobkov V.U., Pelekhatyi M.I. Satellite communication systems with elliptical orbits, branches separate and adaptive processing. – M.: *Globsatcom*. 2009. 724 p. (in Russian).
- [10] Ezhov S.A., Kruglov A.V., Vatutin V.M., Molotov E.P., Ovsyanikov E.P. New Techniques of Deep-Space Spacecraft Measurements. *Rocket-space device engineering and information systems*. T2, I2, 2015, pp. 32-40. (in Russian).
- [11] Ole P.K. Foreign case life "The Lunar Race" // *Sovietskaya Rossiya* №40. 04.18.2017. (in Russian).
- [12] Alybin V.G., Bulgakov N.N., Ershov A.N., Berezkin V.V., Kuleshov U.P. Peculiarity of On-Board Equipment of a Command-Measuring System and Radio Link for Information Transmission for Spacecrafts Intended for Detection of Heavenly Bodies Hazardous to Earth. *Rocket-space device engineering and information systems*. 2015, T2, I2, pp. 11-17. (in Russian).
- [13] Urlichich U.M., Ezhov S.A., Zhodzysky A.I., Kruglov A.V., Machnenko U.U. Modern technologies of the navigation of GEO spacecrafts. - Moscow: *FIZMATLIT*, 2006. 280p. (in Russian).
- [14] Space Engineering. Location and tracking by Doppler frequency // *ESA Publications Division* ESA ESTEC, P.O. BOX 299 2200 AG Noordwijk, The Netherlands. 2005. (in Russian).
- [15] Satellite communication and broadcasting. Handbook / Bartenev V.A., Bolotov G.V., Bykov V.L. and others / by red. Kantor L.Ya. .. Moscow: *Radio and Communication*, 1997. 528 p. (in Russian).
- [16] Voronkov E.A., Alibin V.G., Deomkin K.V. Software integration of the functions of the command information program decoder and the telemetry processing unit of the onboard equipment of the command and measurement system in a single PLIS. // *Information-measuring equipment: a collection of proceedings of the scientific and technical conference* / by red. Panov D.V. - Moscow: RUDN. 2014. P. 134-144. (in Russian).
- [17] Bulgakov N.N., Alybin V.G., Krivoshein A.A. Building Peculiarities of Two-Channel On-Board Equipment of a Command-Measuring System for a Spacecraft Control During Its Placing into GEO. *Rocket-space device engineering and information systems*. T2, I2, 2014, pp. 74-80. (in Russian).
- [18] Bulgakov N.N., Alibin V.G., Zarapin S.A., Pavlov G.B. The questions of design of an on-board command-measurement complex (UCMC) of a returned missile unit // *Results of dissertation research*. // T1. *Materials of the VI All-Russian competition of young scientists dedicated to the 90th anniversary of the birth of Academician V.P. Makeyev*. - Moscow: RAS. 2014. P. 106-117. (in Russian).
- [19] Bulgakov N.N., Krivoshein A.A., Nagorny D.N., Alibin V.G., Seomochkin A.S., Pavlov G.B. Decrease of the error, introduced on-board equipment of command-measuring system in determination inclined distant of the spacecraft // 27th International Crimean Conference

"Microwave and Telecommunication Technologies" (CriMiCo'2017). Sevastopol, September 10-16, 2017, T2, p. 283-291. (in Russian).

[20] Sechi F., Bujatti. Solid-State Microwave High-Power Amplifiers. Aztech House. 2009. (in Russian).

[21] Alybin V.G., Seomochkin A.S. On-Board Microwave Solid-State Power Amplifiers for Future Command and Measurement Systems. Rocket-space device engineering and information systems T3, issue 3. 2016. P. 89-97. (in Russian).

Experimental study of the electronic adjustment of the course line position

¹ Zotov A. V., ¹ Zhdanov B. V., ¹ Voytovich N. I.

¹ Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education
“South Ural State University (national research university)”
76, Lenin prospect, Chelyabinsk, Russia, 454080
zotov.kipr@mail.ru

Abstract: The article presents the formulas that describe the behavior of the sum of the modulation depths (SDM) of the localizer (LLZ) on the azimuth angle with change in the modulation depths of 90 and 150 Hz signals in order to shift the course line (electronic adjustment of the position of the ILS localizer course). Experimental dependences are presented on the background of the calculation results, explaining the reasons for the behavior of the dependencies. Recommendations for developing the construction of the localizer transmitter are given in the paper.

Keywords: instrument landing system, localizer, ICAO.

Экспериментальные исследования электронной регулировки положения линии курса

¹ Зотов А. В., ¹ Жданов Б. В., ¹ Войтович Н. И.

¹ Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования «Южно-Уральский государственный университет
(национальный исследовательский университет)»
Россия, 454080, г. Челябинск, проспект Ленина, 76
zotov.kipr@mail.ru

Аннотация: В статье получены формулы описывающие поведение зависимости суммы глубин модуляции (СГМ) курсового радиомаяка (КРМ) от азимутального угла при изменении глубин модуляции 90 и 150 Гц с целью смещения линии курса (при электронной регулировке положения линии курса ILS). Приводятся экспериментальные зависимости на фоне результатов расчета с пояснением причин поведения зависимостей. Даны рекомендации о построении передатчика курсового радиомаяка.

Ключевые слова: система инструментальной посадки, курсовой радиомаяк, ИКАО.

1. Введение

В составе радиотехнических систем обеспечения инструментальной посадки самолётов гражданской авиации в настоящее время наиболее широко распространён двухчастотный курсовой радиомаяк (КРМ). Схема КРМ представлена рис. 1. Двухчастотный КРМ включает в себя два передатчика с двумя выходами каждый, диаграммообразующий тракт и антенную решётку излучающих элементов.

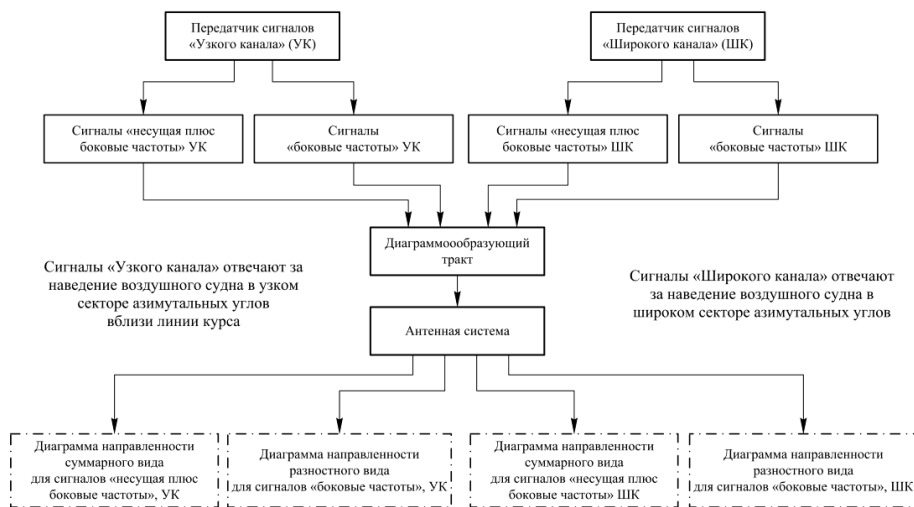


Рис. 1 – Структурная схема двухчастотного курсового радиомаяка инструментальной системы посадки самолетов

Fig. 1. Block diagram of the dual-frequency ILS localizer

Антенная решетка излучающих элементов и диаграммообразующий тракт радиомаяка формируют четыре диаграммы направленности, которые используются для излучения четырёх сигналов: два сигнала «узкого канала» (УК) преобладают вблизи линии курса и отвечают за линейное наведение воздушного судна, два сигнала «широкого канала» (ШК) – используются в остальной зоне наведения для определения стороны воздушного судна относительно оси ВПП.

В формировании каждого канала участвуют две диаграммы направленности: диаграмма направленности суммарного вида (синфазная) и диаграмма направленности разностного вида (противофазная).

С суммарной диаграммой направленности излучаются сигналы, со-

державшие несущую и боковые частоты (далее НБЧ), а с разностной – сигналы, содержащие только боковые частоты (далее БЧ).

Навигационным параметром радиомаяка является разность глубин модуляции (далее РГМ)

$$РГМ(\varphi) = a \frac{U_{\text{бч}}(\varphi)}{U_{\text{нбч}}(\varphi)} \cos(\beta_{\text{бч}} - \beta_{\text{нбч}}); \quad (1)$$

где φ – азимутальный угол;

a – коэффициент, равный отношению амплитуд напряжений сигналов БЧ и НБЧ на входе антенны;

$U_{\text{бч}}$, $U_{\text{нбч}}$ – амплитуды напряжений сигналов БЧ и НБЧ, соответственно, на входе бортового приёмного устройства;

$\beta_{\text{бч}}$, $\beta_{\text{нбч}}$ – начальные фазы сигналов БЧ и НБЧ, соответственно.

Помимо требований к величине РГМ, ИКАО регламентирует [4,5] величину суммы глубин модуляции (СГМ) сигнала высокой частоты сигналами тональных частот 90 и 150 Гц, номинальное значение которой вдоль линии курса должно составлять 20 % [1]. В целом же величина СГМ должна находиться в пределах от 18 до 22 % (за исключением азимутальных углов на которых уровни несущих сигналов НБЧ УК и НБЧ ШК соизмеримы друг с другом [1], где допустима величина суммы глубин модуляции (СГМ) от 30 до 60 %). Т.е. допустимый диапазон установки величины СГМ должен находиться в пределах от 36 до 44 %.

В отличие от известных работ [9-11], в настоящей работе предположено, что глубина модуляции сигнала “боковые частоты” узкого канала тоном 90 Гц не равна глубине модуляции тоном 150 Гц. Глубина модуляции сигнала “несущая плюс боковые частоты” узкого канала тоном 90 Гц не равна глубине модуляции сигнала тоном 150 Гц. Аналогичные предположения высказаны относительно глубин модуляции сигналов широкого канала.

Выведем и проанализируем соотношения для вычисления величин РГМ и СГМ с целью смещения линии курса за счет изменения глубин модуляции тонов 90 и 150 Гц [1].

2. Вывод формул

Проведем вывод формул поясняющих полученные экспериментальные зависимости [2,6].

При рассмотрении формул для нахождения РГМ и СГМ введем различные обозначения для параметров глубин модуляции для сигналов НБЧ и для сигналов БЧ. Предположим, что глубина модуляции тоном 90 Гц

сигнала «суммарного сигнала» (НБЧ) $m_{90}^{нбч}$ и сигнала «разностного сигнала» (БЧ) $m_{90}^{бч}$ на выходе передатчика различны, различны и глубины модуляции тоном 150 Гц $m_{150}^{нбч}$ и $m_{150}^{бч}$:

$$\begin{aligned} m_{90}^{нбч} &= m_0 + \Delta_{90}^{нбч} - \text{глубина модуляции тоном 90 Гц сигнала НБЧ УК;} \\ m_{150}^{нбч} &= m_0 + \Delta_{150}^{нбч} - \text{глубина модуляции тоном 150 Гц сигнала НБЧ УК;} \\ m_{90}^{бч} &= m_0 + \Delta_{90}^{бч} - \text{глубина модуляции тоном 90 Гц сигнала БЧ УК;} \\ m_{150}^{бч} &= m_0 + \Delta_{150}^{бч} - \text{глубина модуляции тоном 150 Гц сигнала БЧ УК;} \end{aligned}$$

где m_0 – номинальная глубина модуляции, равная 20%.

$\Delta_{90}^{нбч}, \Delta_{150}^{нбч}, \Delta_{90}^{бч}, \Delta_{150}^{бч}$ – введённые отклонения глубины модуляции от номинальной величины.

Сигнал «несущая частота плюс боковые частоты» (НБЧ) узкого канала (НБЧ УК) и сигнал «боковые частоты» (БЧ) узкого канала (БЧ УК)

$$U_{нбч}^{ук}(\varphi, t) = F_{нбч}^{ук}(\varphi) \cdot [1 + m_{90}^{нбч} \cos(\Omega_1 t) + m_{150}^{нбч} \cos(\Omega_2 t)] \cos(\omega^{ук} t); \quad (2)$$

$$U_{бч}^{ук}(\varphi, t) = a^{ук} F_{бч}^{ук}(\varphi) \cdot [m_{90}^{бч} \cos(\Omega_1 t) - m_{150}^{бч} \cos(\Omega_2 t)] \cos(\omega^{ук} t); \quad (3)$$

где t – время;

$F_{нбч}^{ук}(\varphi, t), F_{бч}^{ук}(\varphi, t)$ – диаграмма направленности антенны КРМ в азимутальной плоскости по сигналу НБЧ, БЧ узкого канала (широкого канала);

$\omega^{ук}$ – угловая частота несущей сигнала узкого канала (широкого канала);

$\Omega_1(\Omega_2)$ – угловые частоты 90 (150) Гц.

Далее рассмотрим только сигналы УК (поведение сигналов в ШК аналогично).

$$U_{\Sigma}^{ук}(\varphi, t) = U_{нбч}^{ук}(\varphi, t) + U_{бч}^{ук}(\varphi, t); \quad (4)$$

Подставим (2) и (3) в (4), и проведя соответствующие преобразования [10,11,12,2] для РГМ и СГМ получим выражения

$$РГМ(\varphi) = \Delta_{90}^{нбч} - \Delta_{150}^{нбч} + a^{ук} \left(2m_0 + \Delta_{90}^{бч} + \Delta_{150}^{бч} \right) \frac{F_{бч}^{ук}(\varphi)}{F_{нбч}^{ук}(\varphi)}; \quad (5)$$

$$СГМ(\varphi) = 2m_0 + \Delta_{90}^{нбч} + \Delta_{150}^{нбч} + \left(\Delta_{90}^{бч} - \Delta_{150}^{бч} \right) \frac{F_{бч}^{ук}(\varphi)}{F_{нбч}^{ук}(\varphi)} \quad (6)$$

Как следует из (5) разность глубин модуляции при $\varphi = 0$ равна, $РГМ(0) = \Delta_{90}^{нбч} - \Delta_{150}^{нбч}$ т.е. величина смещения линии курса определяется величиной изменения глубины модуляции сигнала НБЧ тоном 90 и тоном 150 Гц, и не зависит от величины изменения глубины модуляции сигнала БЧ тоном 90 и тоном 150 Гц.

Величина суммы глубин модуляции при $\varphi = 0$ равна $СГМ(0) = 2m_0 + \Delta_{90}^{нбч} + \Delta_{150}^{нбч}$ и не зависит от величины изменения глубины модуляции сигнала БЧ тоном 90 и тоном 150 Гц, и равна удвоенному значению номинальной глубины модуляции плюс сумма величин введённых отклонений от номинальной величины.

3. Экспериментальные данные

Лётные измерения линии курса выполнены на образце КРМ с 17-ти элементной антенной решёткой (рис.3), установленном на аэродроме в соответствии со стандартами и рекомендованной практикой ИКАО [4].



Рис. 3 – Антенна опытного образца курсового радиомаяка

Fig. 3. The localizer antenna array prototype

Измерения выполнены в соответствии с принятой методикой [5,8,9]. Летные измерения линии курса КРМ непосредственно по завершении монтажных работ на КРМ, показали что смещение линии курса $\Delta L(\varphi_0)$ на торце ВПП относительно её оси оказалось равным 2,3 м. Этот результат не противоречит расчётным оценкам ошибки по измеренному амплитудно-фазовому распределению поля в раскрыве антенны [7]. Для совмещения

линии курса с осью ВПП авторами [1] был предложен электронный способ регулировки положения линии курса путём изменения глубины модуляции сигнала несущей высокой частоты тональными сигналами 90 и 150 Гц непосредственно в передатчике, реализованном в опытном образце КРМ. Изменив разность глубин модуляции сигнала несущей сигналами тоновых частот непосредственно в передатчике резервного комплекта КРМ линия курса была совмещена с осью ВПП. По данным летных измерений погрешность совмещения составила $\pm 0,2$ м.

На рис. 4 приведена зависимость СГМ от азимутального угла, полученная лётным путём при работе КРМ одновременно с узким и широким каналами после совмещения электронным способом линии курса с осью ВПП. Поведение СГМ в широкой зоне (от минус 40 до минус 7,5° и от плюс 7,5 до плюс 40°) определяется сигналами широкого канала. Как видно из рассмотрения графика на рис. 4, в секторе углов от минус 40 до минус 7,5° СГМ равен 38 %, в секторе углов от плюс 7,5 до плюс 40° СГМ равен 42 %.

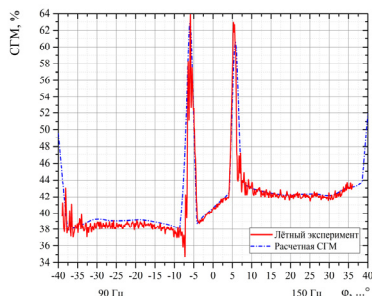


Рис. 4 – Зависимость суммы глубин модуляции от азимутального угла по данным летных измерений параметров курсового радиомаяка и по расчетным данным

Fig. 4. The dependence of the sum of the depths of modulation on the azimuthal angle on flight measurements of the Localizer parameters and calculated data

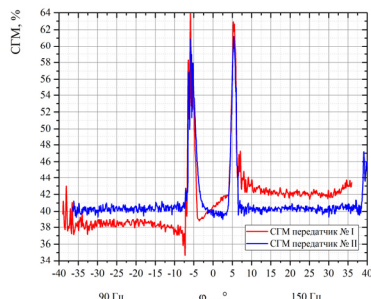


Рис. 5 – Зависимость суммы глубин модуляции от азимутального угла по данным летных измерений параметров курсового радиомаяка

Fig. 5. The dependence of the sum of the depths of modulation from the azimuth angle by flight measurements of Localizer parameters

В узкой зоне (от минус 7,5 до плюс 7,5°) поведение СГМ определяется сигналами узкого канала. В узкой зоне наблюдается рост СГМ по линейному закону. На границах узкой зоны наблюдаются резкий всплеск СГМ до величины около 60 %, обусловленный низким уровнем суммарной ДН узкого канала на границах узкой зоны.

Поведение зависимостей СГМ в УК (рис. 5) объясняется следующим образом.

На рис.5 представлены зависимости суммы глубин модуляции от азимутального угла для двух случаев.

В первом случае (передатчик № II) глубины модуляций сигналов широкого канала тонами 90 и 150 Гц равны друг другу ($\Delta^{нбч}$ и $\Delta^{бч}$ широкого канала равны 0), при этом глубина модуляции равна 20 %. График зависимости представляет собой практически прямую линию, параллельную оси абсцисс, за исключением узких секторов перехода от зоны узкого канала к зоне широкого канала.

Во втором случае (передатчик № I, соответствует рис. 4), величина изменения разности глубин модуляции сигналов, как в узком канале, так и в широком канале $\Delta^{бч}$ и $\Delta^{нбч}$ составляла 2 % (соответствует варианту 3 таблицы). Поведение указанной зависимости рассмотрено выше. Данные изменения проводились после совмещения линии курса и оси ВПП.

4. Обсуждение результатов

Воспользовавшись формулами (5) и (6), рассмотрим поведение РГМ(φ) и СГМ(φ) при различных возможных вариантах изменения глубин модуляций сигналов НБЧ и БЧ узкого канала, результаты анализа сведем в таблицу.

Таблица 1 – Варианты регулирования глубин модуляции
Table 1. Set of variants of modulation depth adjustment

Вариант 1

Сигналы НБЧ	$m_{90} = m_{150}$	$\Delta^{нбч} = 0$	Нет смещения «0» РГМ
Сигналы БЧ	$m_{90} \neq m_{150}$	$\Delta^{бч} \neq 0$	Зависимость СГМ(φ) - наклонная линия
Т.е. изменение величин глубин модуляции тонами 90 и 150 Гц только у сигналов БЧ (у сигналов НБЧ равные уровни модуляции) не приводит к смещению величины РГМ.			

Вариант 2

Сигналы НБЧ	$m_{90} \neq m_{150}$	$\Delta^{нбч} \neq 0$	Смещение «0» РГМ
Сигналы БЧ	$m_{90} = m_{150}$	$\Delta^{бч} = 0$	Зависимость СГМ(φ) - ровная полочка

Вариант 3

Сигналы НБЧ	$m_{90} \neq m_{150}$	$\Delta^{нбч} \neq 0$	Смещение «0» РГМ
Сигналы БЧ	$m_{90} \neq m_{150}$	$\Delta^{бч} \neq 0$	Зависимость СГМ(φ) - наклонная линия

Отличие в глубинах модуляции тонами 90 и 150 Гц (вариант 1) сигнала “боковые частоты”, излучаемого антенной с диаграммой разностного вида, не влияет на положение линии курса. Изменением разности глубин модуляции тонами 90 и 150 Гц сигнала “несущая плюс боковые частоты”, излучаемого антенной с диаграммой суммарного вида можно изменять положение линии курса (варианты 2 и 3).

Смещения линии курса, представленные на рис. 5 (в зоне действия

УК для передатчика II и во всей зоне действия, как в УК, так и в ШК для передатчика II) соответствуют варианту 3.

Таким образом, наиболее подходящим вариантом для смещения нуля РГМ целесообразно использовать вариант 2, при котором следует изменять глубины модуляции в канале НБЧ УК, а глубины модуляции тонов 90 и 150 Гц в канале БЧ УК сохранять равными друг другу.

5. Заключение

При построении передатчика курсового радиомаяка с возможностью электронной регулировки положения линии курса следует обеспечить независимость установки глубин модуляции для сигналов НБЧ УК и сигналов БЧ УК. В широком канале регулировка глубин модуляции для сигналов БЧ ШК и НБЧ ШК по отдельности не требуется (т.е. достаточно регулировки глубин модуляции тонов 90 и 150 Гц для всего канала в целом).

Список литературы

- [1] Войтович, Н.И. Электронная регулировка курса. / Н.И. Войтович, А.В. Ершов, Б.В. Жданов // Труды 27-ой международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» КрыМиКо 2017. Севастополь, 2017. С. 387-393.
- [2] Зотов, А.В. Исследование влияния рельефа местности на выходные характеристики курсового радиомаяка системы инструментальной посадки самолётов: диссертация канд. техн. наук: 05.12.14 / А.В. Зотов. – Екатеринбург, 2017. – 172 с.
- [3] Ершов, А.В. Метод измерения параметров курсового радиомаяка ILS. / А.В. Ершов, А.В. Зотов, Н.И. Войтович // Труды 27-ой международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» КрыМиКо 2017. Севастополь, 2017. С. 413-419.
- [4] Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. Авиационная электросвязь. Том 1. Радионавигационные средства. ИКАО, Монреаль (Канада), 2006. – 616 с.
- [5] Руководство по испытаниям радионавигационных средств. Том I. Испытания наземных радионавигационных систем. Doc 8071. ИКАО, Монреаль (Канада), 2000. – 224 с.
- [6] Моделирование работы двухчастотной инструментальной системы посадки самолётов. Войтович Н.И., Жданов Б.В., Зотов А.В. Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника», том 13, №4, 2013. с. 55-69.
- [7] Voytovich, N.I. Influence on the course line position of errors in the amplitude-phase distribution of the difference channel signals in ILS localizer antenna. / N.I. Voytovich, B.V. Zhdanov, O.Y. Korablev // 2018 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT), Yekaterinburg, 2018, pp. 329-333.
- [8] Рекомендация МСЭ-R BS.1195-1. Характеристики передающих антенн в диапазонах ОБЧ и УВЧ. Серия BS. Радиовещательная служба (звуковая). 2013. – 76 с.
- [9] Recommendation ITU-R SM.1009-1. Compatibility between the soundbroadcasting service in the band of about 87-108 MHz and the aeronautical services in the band 108-137 MHz. SM Series. Spectrum management. 1995. – 41 p.

[10] Manney C. Study of Two Frequency Capture Effects on ILS Receivers. Final Report RD-69-12 for Federal Aviation Administration, Contract FA66WA-1556, Wilcox Company, Kansas City, Missouri, March 1969.

[11] Odunaiya S., Quinet D. Calculations and analysis of signal processing by various navigation receivers architectures. Digital Avionics Systems Conference, 2004. DASC 04. The 23rd, 2004, pp. 1.D.1-11-13 Vol.1.

[12] Quinet D., Odunaiya S. Localizer receiver proximity and capture. 2007 IEEE/AIAA 26th Digital Avionics Systems Conference, Dallas, TX, 2007, pp. 4.C.2-1-4.C.2-8.

References

[1] Voytovich N.I. Electronics-based method to superpose course line of ILS with a direction of a runway center line / N.I. Voytovich, A.V. Ershov, B.V. Zhdanov // Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo 2017), Sevastopol, Russia, 2017. – p. 387-393.

[2] Zotov, A.V. Issledovanie vliyaniya relefa mestnosti na vyhodnye kharakteristiki kursovogo radiomaiaka sistemy instrumentalnoi posadki samolyotov [Investigation of the impact of the terrain on the output characteristics of the localizer from instrumental landing system]: dissertatsiia kand. tekhn. nauk: 05.12.14 / A.V. Zotov. – Yekaterinburg, 2017. – 172 p.

[3] Ershov A.V. ILS localizer parameters measuring method / A.V. Ershov, A.V. Zotov, N.I. Voytovich // Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo 2017), Sevastopol, Russia, 2017. – p. 413-419.

[4] Annex 10 to the Convention on International Civil Aviation. Vol. 1. Radio Navigation Aids. Monreal (Canada), ICAO, 2006. 616 p.

[5] Manual on Testing of Radio Navigation Aids. Vol. I. Testing of Ground-based Radio Navigation Systems. Ed. 4. Doc 8071. Montreal (Canada), ICAO, 2000. 224 p.

[6] Simulation of the two-frequency instrument landing system. Voytovich N.I., Zhdanov B.V., Zotov A.V. Bulletin of the South Ural State University. Computer Technologies, Automatic Control & Radioelectronics. Vol. 13, №4, 2013. 55-69 pp.

[7] Voytovich, N.I. Influence on the course line position of errors in the amplitude-phase distribution of the difference channel signals in ILS localizer antenna. / N.I. Voytovich, B.V. Zhdanov, O.Y. Korablev // 2018 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT), Yekaterinburg, 2018, pp. 329-333.

[8] Recommendation ITU-R BS.1195-1. Transmitting antenna characteristics at VHF and UHF. BS Series. Broadcasting service (sound). 2013. – 76 p.

[9] Recommendation ITU-R SM.1009-1. Compatibility between the soundbroadcasting service in the band of about 87-108 MHz and the aeronautical services in the band 108-137 MHz. SM Series. Spectrum management. 1995. – 41 p.

[10] Manney C. Study of Two Frequency Capture Effects on ILS Receivers. Final Report RD-69-12 for Federal Aviation Administration, Contract FA66WA-1556, Wilcox Company, Kansas City, Missouri, March 1969.

[11] Odunaiya S., Quinet D. Calculations and analysis of signal processing by various navigation receivers architectures. Digital Avionics Systems Conference, 2004. DASC 04. The 23rd, 2004, pp. 1.D.1-11-13 Vol.1.

[12] Quinet D., Odunaiya S. Localizer receiver proximity and capture. 2007 IEEE/AIAA 26th Digital Avionics Systems Conference, Dallas, TX, 2007, pp. 4.C.2-1-4.C.2-8.

Determination of the bearing of the moving object by orthogonally elliptically polarized signals of the beacon

Gulko V.L., Mescheryakov A.A.

*Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
Tomsk, 634050, Russian Federation
rwplab@tusur.ru*

Abstract: *The possibility of using orthogonally elliptically polarized beacon signals radiated simultaneously from two points spaced horizontally in a horizontal plane is investigated to determine the bearing of a mobile object. Bearing is determined onboard the mobile object by the results of amplitude-phase processing of the resulting vector signals, taken in the linear polarization basis.*

Keywords: *radio beacon, elliptically polarized signals, linear polarization basis, bearing, movable object, the Jones vector.*

Определение пеленга подвижного объекта по ортогонально эллиптически поляризованным сигналам радиомаяка

Гулько В.Л., Мещеряков А.А.

*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, Российская Федерация
rwplab@tusur.ru*

Аннотация: *Исследуется возможность использования ортогонально эллиптически поляризованных сигналов радиомаяка, излучаемых одновременно из двух пространственно разнесенных в горизонтальной плоскости точек, для определения пеленга подвижного объекта. Пеленг определяется на борту подвижного объекта по результатам амплитудно-фазовой обработки результирующих векторных сигналов, принятых в линейном поляризационном базисе.*

Ключевые слова: *радиомаяк, эллиптически поляризованные сигналы, линейный поляризационный базис, пеленг, подвижный объект, вектор Джонса.*

1. Введение

В работах [1, 4] исследовались поляризационные методы определения пеленга подвижного объекта (ПО) для частных случаев использования

ортогонально линейно поляризованных [1, 3] или ортогонально поляризованных по кругу [4] сигналов радиомаяка, излучаемых одновременно из двух пространственно разнесенных в горизонтальной плоскости точек с известными координатами. Пеленг ПО определялся бортовой СВЧ двухканальной приемной системой на основе использования амплитудно – фазовой обработки результирующих векторных сигналов принятых в линейном [4] или круговом [2, 4] поляризационных базисах. Выбор поляризационных базисов, в которых представляются излучаемые и принимаемые результирующие векторные сигналы, поляризованные определенным образом, могут быть произвольными и определяются как особенностями решаемой технической задачи, так и удобством анализа.

В настоящей работе исследуется возможность определения пеленга подвижного объекта для наиболее общего случая излучения радиомаяком ортогонально эллиптически поляризованных сигналов.

2. Исследуемый поляризационный метод определения пеленга

Предположим, что радиомаяк одновременно излучает из двух пространственно разнесенных в горизонтальной плоскости точек ортогонально эллиптически поляризованные сигналы с равными углами эллиптичности, амплитудами, начальными фазами и длинами волн, а прием результирующих векторных сигналов на борту ПО осуществляется в линейном поляризационном базисе (ЛПБ).

Используем представление плоской однородной эллиптически поляризованной электромагнитной волны вектором Джонса [5]. Тогда результирующая волна на направлении α , определяемом как угол между перпендикуляром к середине базы d и направлением на ПО, может быть представлена в ЛПБ в векторной форме (опуская временную зависимость) в виде:

$$\vec{E}_p = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \begin{bmatrix} j \sin \varepsilon \\ \cos \varepsilon \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos \varepsilon \\ j \sin \varepsilon \end{bmatrix} e^{j\Delta\varphi} \right\}, \quad (1)$$

где $\Delta\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \alpha$ - разность фаз между ортогонально эллиптически поляризованными волнами в точке приема на ПО.

λ - длина волны,

ε - угол эллиптичности излучаемых ортогонально поляризованных электромагнитных волн.

Откуда следует, что пеленг α определяется как

$$\alpha = \arcsin \frac{\lambda}{2\pi d} \cdot (\Delta\varphi) \pm n\pi, \quad (2)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$

Наличие множителя $1/\sqrt{2}$ в выражении (1) объясняется принятой для удобства единичной интенсивностью результирующей волны $\vec{E}_p$.

Из (1) и (2) следует, что в общем случае результирующая волна поляризована эллиптически и её поляризационные характеристики зависят от пеленга α . В тоже время её интенсивность от направления излучения не зависит, так как излучаемые электромагнитные волны ортогонально поляризованы.

Предположим, что прием результирующей волны (1) на борту ПО осуществляется приемной антенной в ЛПБ и в её СВЧ тракт установлен линейный поляризационный разделитель (ЛПР), орты собственной системы координат которого ориентированы под углом 0° к горизонтальной плоскости измерений.

Для описания взаимодействия результирующей волны (1) с элементами СВЧ тракта приемной антенны воспользуемся известным формализмом векторов и матриц Джонса [5]. Тогда вектора Джонса $\vec{E}_x$ и $\vec{E}_y$ на выходах ЛПР (опуская временную зависимость) в ЛПБ в векторной форме можно найти с помощью преобразований вида

$$\vec{E}_x = [\Pi_1] \vec{E}_p; \quad (3)$$

$$\vec{E}_y = [\Pi_2] \vec{E}_p, \quad (4)$$

где $[\Pi_1] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ - оператор Джонса первого плеча ЛПР (переход с круглого волновода на прямоугольный) с горизонтальной собственной поляризацией;

$[\Pi_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ - оператор Джонса второго плеча ЛПР (переход с круглого волновода на прямоугольный) с вертикальной собственной поляризацией.

Проделав в (3) и (4) необходимые преобразования получим вектора Джонса $\vec{E}_x$ и $\vec{E}_y$ на выходах ЛПР в виде

$$\vec{\dot{E}}_x = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos \varepsilon \cdot \cos \Delta\varphi + j(\sin \varepsilon + \cos \varepsilon \sin \Delta\varphi) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\vec{\dot{E}}_y = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 \\ \cos \varepsilon - \sin \varepsilon \cdot \sin \Delta\varphi + j \sin \varepsilon \cdot \cos \Delta\varphi \end{bmatrix} \quad (6)$$

С учетом (5) и (6) сигналы на входах двухканального приемника можно записать в виде

$$\dot{E}_x = \frac{1}{\sqrt{2}} \{ \cos \varepsilon \cdot \cos \Delta\varphi + j(\sin \varepsilon + \cos \varepsilon \sin \Delta\varphi) \} \quad (7)$$

$$\dot{E}_y = \frac{1}{\sqrt{2}} \{ \cos \varepsilon - \sin \varepsilon \cdot \sin \Delta\varphi + j \sin \varepsilon \cdot \cos \Delta\varphi \} \quad (8)$$

Комплексные элементы (7) и (8) представляют собой проекции, в общем случае, эллиптически поляризованной результирующей волны (1) на орты ЛПБ.

Найдем амплитуды A_x и A_y , а также фазы φ_x и φ_y составляющих $\dot{E}_x$ и $\dot{E}_y$ и установим их связь с пеленгом α ПО.

Амплитуды A_x и A_y , а также фазы φ_x и φ_y составляющих $\dot{E}_x$ и $\dot{E}_y$ на выходах двухканального приемника имеют вид:

$$A_x = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \sin 2\varepsilon \sin \Delta\varphi} \quad \text{и} \quad \varphi_x = \arctg \frac{\sin \varepsilon + \cos \varepsilon \sin \Delta\varphi}{\cos \varepsilon \cos \Delta\varphi} \quad (9)$$

$$A_y = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \sin 2\varepsilon \sin \Delta\varphi} \quad \text{и} \quad \varphi_y = \arctg \frac{\sin \varepsilon \cos \Delta\varphi}{\cos \varepsilon - \sin \varepsilon \sin \Delta\varphi} \quad (10)$$

Отношение амплитуд A_y/A_x и разность фаз $\varphi_{xy} = \varphi_x - \varphi_y$ составляющих $\dot{E}_x$ и $\dot{E}_y$ на выходе двухканального приемника, имеющего, например, линейную амплитудную характеристику и линейный детектор будут иметь вид

$$\frac{A_y}{A_x} = \frac{\sqrt{1 - \sin 2\varepsilon \sin \Delta\varphi}}{\sqrt{1 + \sin 2\varepsilon \sin \Delta\varphi}}, \quad (11)$$

$$\varphi_{xy} = \pm \arctg \{ \cos 2\varepsilon \tg \Delta\varphi \} \pm n\pi \quad (12)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$

Из анализа (11) и (12) следует, что в общем случае, отношение амплитуд A_y/A_x и разность фаз φ_{xy} составляющих $\dot{E}_x$ и $\dot{E}_y$ зависят как от угла эллиптичности ε излучаемых ортогонально поляризованных элек-

тромагнитных волн, так и от разности фаз $\Delta\varphi$ между ними в точке приема на ПО.

В частных случаях, если, например, радиомаяк излучает ортогонально линейно поляризованные волны, тогда подставляя $\varepsilon = 0^\circ$ в (11) и (12) получим

$$\frac{A_y}{A_x} = 1 \text{ и } \varphi_{xy} = \pm\Delta\varphi. \quad (13)$$

Подставляя (13) в (2), получим выражение для расчета пеленга α ПО в виде:

$$\alpha = \pm \arcsin \left[\frac{\lambda}{2\pi d} (\varphi_{xy}) \right] \pm n\pi, \quad (14)$$

что полностью согласуется с результатами частных исследований, полученных в [3].

В другом частном случае, если радиомаяк излучает ортогонально поляризованные по кругу волны, тогда подставляя в (11) и (12) $\varepsilon = 45^\circ$ получим

$$\frac{A_y}{A_x} = \frac{\sqrt{1 - \sin \Delta\varphi}}{\sqrt{1 + \sin \Delta\varphi}} = \left| \operatorname{tg} \left(45^\circ - \frac{\Delta\varphi}{2} \right) \right|, \quad \varphi_{xy} = 0^\circ \quad (15)$$

Откуда следует, что

$$\Delta\varphi = \pm 2 \left(\frac{\pi}{4} - \operatorname{arctg} \frac{A_y}{A_x} \right) \quad (16)$$

Подставляя (16) в (2) получим выражение для расчета пеленга α ПО в виде:

$$\alpha = \pm \arcsin \left[\frac{\lambda}{\pi d} \left(\frac{\pi}{4} - \operatorname{arctg} \frac{A_y}{A_x} \right) \right] \pm n\pi. \quad (17)$$

В случае, если двухканальный приемник имеет логарифмическую амплитудную характеристику и линейный детектор, то пеленг будет определяться выражением

$$\alpha = \pm \arcsin \left[\frac{\lambda}{\pi d} \left(\frac{\pi}{4} - \operatorname{arctg} (10^{\lg A_y / A_x}) \right) \right] \pm n\pi. \quad (18)$$

Из анализа (17) и (18) следует, что когда отношение $A_y / A_x = 1$, то $\alpha = 0$, если $A_y / A_x > 1$, то $\alpha < 0$ и если $A_y / A_x < 1$, то $\alpha > 0$.

3. Заключение

По результатам исследований можно сформулировать следующие выводы:

1. В общем случае, когда радиомаяк излучает ортогонально эллиптические поляризованные волны, а прием результирующих векторных сигналов на борту ПО осуществляется в ЛПБ то отношение амплитуд A_y/A_x и разность фаз φ_{xy} на выходе приемника зависят как от угла эллиптичности ε излучаемых волн, так и от пеленга α ПО.

2. В случае, если радиомаяк излучает ортогонально линейно поляризованные волны, то информация о пеленге α содержится в фазовых соотношениях сигналов на выходе двухканального приемника.

3. В случае, если радиомаяк излучает ортогонально поляризованные по кругу волны, то информация о пеленге α содержится в амплитудных соотношениях сигналов на выходе двухканального приемника.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта по государственному заданию Минобрнауки России № 8.7348.2017/8.9.

Список литературы

- [1] Гулько В. Л., Мещеряков А. А. Использование ортогонально линейно поляризованных сигналов в бортовых СВЧ двухканальных радиомаячных системах навигации // Доклады ТУСУР. 2017. Т. 20. № 1. С 14-17.
- [2] Гулько В.Л., Мещеряков А.А. Поляризационный метод определения пеленга и угла крена подвижного объекта в двухканальных радиомаячных системах навигации // Изв. Вузов «Физика». 2017. Т. 60. № 6. С. 44-49.
- [3] Гулько В.Л. Радионавигационная система для измерения пеленга подвижного объекта / Патент №2507530. Дата приоритета 17.07.2012.
- [4] Гулько В.Л., Мещеряков А.А. Использование ортогонально поляризационных по кругу сигналов радиомаяка для определения пеленга подвижного объекта бортовой СВЧ двухканальной приемной системой // Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». г. Воронеж. 2017. Т3. С. 822-826.
- [5] Аззам Р., Башара Н. Эллипсометрия и поляризованный свет / М.: МИР. 1981.- 583 с.

References

- [1] Gulko V.L., Mescheryakov A.A. [Use of orthogonal linearly polarized signals in a dual channel board UHF radio beacon landing navigation systems]. *Doklady TUSUR*, 2017, vol. 20, no. 2, pp. 14-17. (In Russian).

[2] Gulko V.L., Mescheryakov A.A. [Polarization method of determining the bearing and the roll angle of a mobile object with two-channel radio beacon navigation systems]. *Izv. Vuzov «Fizika»*. 2017. Vol. 60, no. 10, pp. 73-78. (In Russian).

[3] Gulko V.L. [Radionavigation system for measuring the bearing of a moving object]. *Patent no. 2507530. Data prioriteta 17.07.2012*. (In Russian).

[4] Gulko V.L., Mescheryakov A.A. [The use of orthogonal circularly polarized beacon signals to determine the bearing of the mobile unit board UHF dual-channel receiver system]. Collection of Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference "Radio-location, Navigation, Communications". *Voronezh 2017*. vol. 7. pp. 822-826. (In Russian).

[5] Azzam R., Bashara N. *Ellipsometry and polarized light*. Moscow, *Mir*. 1981. 583 p. (In Russian)

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of project № 8.7348.2017/8.9. of the Ministry of education of the Russian Federation.

Анализ нелинейных искажений приемного тракта ЦФАР системы навигации и связи

Бурыкин А.И., Куприц В. Ю., Лебедев В.Ю., Мещеряков А. А.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

*г. Томск, 634050, Российская Федерация
rwplab@tusur.ru*

Аннотация: Представлены результаты анализа нелинейных искажений приемного тракта ЦФАР, полученные с помощью моделирования в САПР. Модель приемного тракта ЦФАР для радионавигации и связи рассмотрена в программной среде SystemVue. Приведены зависимости мощности полезного сигнала и продуктов интермодуляции третьего порядка на выходе приемного тракта от мощности входного сигнала. Сформированы технические требования к приемным трактам ЦФАР систем радионавигации и связи.

Ключевые слова: цифровая фазированная антенная решетка, системы радионавигации и связи, нелинейные искажения, продукты интермодуляции, SystemVue.

1. Введение

В настоящее время достигнуты значительные успехи в разработке специализированных систем автоматического проектирования (САПР) для анализа и построения радиотехнических систем. Это позволяет разработчикам более эффективно проводить анализ технических характеристик различных блоков и систем в целом на этапе проектирования. Например, программное обеспечение для проектирования на системном уровне SystemVue позволяет осуществить интеграцию с измерительным оборудованием и оптимизировать основанный на моделировании процесс проектирования радиотехнических систем [1]. Следовательно, большой практический интерес имеют методы проектирования радиотехнических систем с помощью САПР.

В данной работе приведены результаты моделирования и расчета нелинейных искажений приемно-усилительных трактов ЦФАР систем радионавигации и связи. На основании проведенного анализа сформированы рекомендации для разработчиков приемных трактов ЦФАР системы навигации и связи.

2. Исследуемая модель

Объектом исследования являлся приемно-усилительный тракт ЦФАР систем радионавигации и связи. Исследование проводилось путем моделирования в САПР SystemVue. Для анализа технических характеристик приемного тракта ЦФАР была разработана модель, структурная схема которой показана на рис. 1.

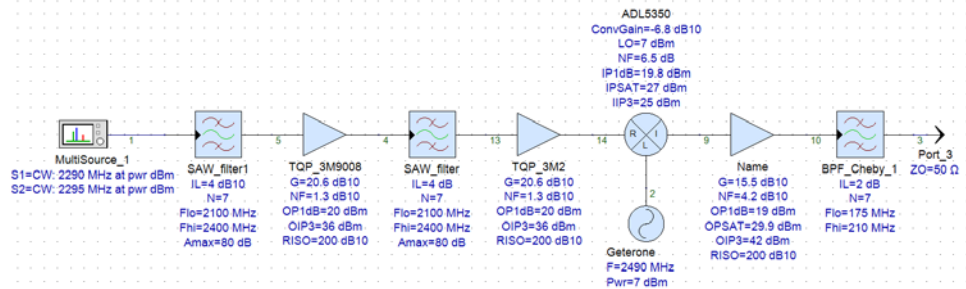


Рис. 1. Структурная схема модели приемного тракта ЦФАР

Методика анализа заключалась в том, что с помощью модели строятся зависимости:

- Мощности полезного сигнала на выходе от мощности гармонического сигнала на входе приемного тракта.
- Мощности полезного сигнала и продуктов нелинейных искажений на выходе приемного тракта от мощности двухтонного сигнала на входе приемного тракта.

По первой зависимости определяется точка децибельной компрессии по входу. Точка децибельной компрессии по выходу определяется по следующей формуле:

$$OP1dB = IP1dB + (G - 1) \quad (2)$$

где $OP1dB$ - точка децибельной компрессии по выходу (дБм);

$IP1dB$ - точка децибельной компрессии по входу (дБм);

G - коэффициент усиления приемного тракта (дБ).

По второй зависимости определяется точка пресечения интермодуляции третьего порядка по входу. Точка пресечения интермодуляции третьего порядка по выходу определяется по следующей формуле [2]:

$$OIP_3 = IIP_3 + G, \quad (3)$$

где, OIP_3 - точка пресечения интермодуляции третьего порядка по выходу (дБм);

IIP_3 - точка пресечения интермодуляции третьего порядка по входу (дБм).

3. Практические результаты

Проводился анализ технических характеристик приемного тракта ЦФАР для канала космической связи в дециметровом диапазоне частот, модель которого представлена на рис. 1. Исходными данными для анализа являются: тип приемника (супергетеродинный приемник), коэффициент усиления/ослабления составных частей приемника, точка пресечения интермодуляции третьего порядка по входу и выходу для составных частей приемника, частота гетеродина и т.д.

Для оценки интермодуляционных искажений необходимо построить график зависимости мощность полезного сигнала и мощности продуктов интермодуляции от мощность полезного двух тонового сигнала на входе. Методика расчета IP_3 и OIP_3 заключается в том, что, увеличивая мощность двухтонного входного сигнала на двух разных частотах, измеряем мощность выходного полезного сигнала и мощность гармоник, возникших в результате взаимодействия гармонических составляющих полезного сигнала в нелинейных каскадах ПУТ.

В результате анализа получены расчетные зависимости мощности полезного сигнала и мощности продуктов интермодуляции третьего порядка от мощности двухтонного сигнала на входе, которые представлены на рис. 2.

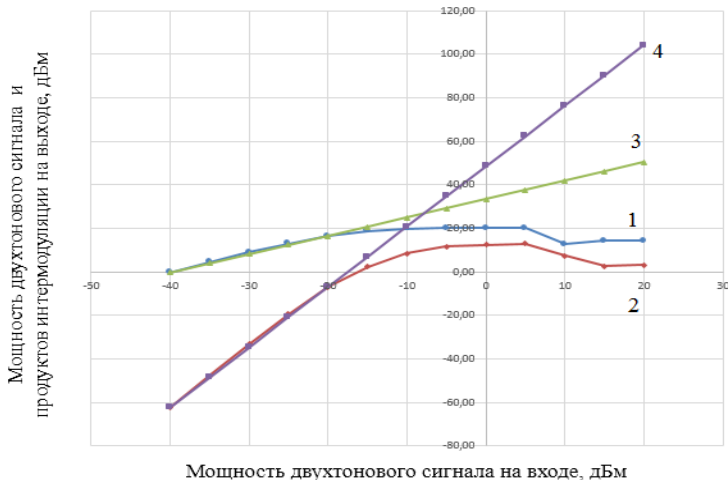


Рис. 2. Зависимости мощности полезного сигнала и мощности продуктов интермодуляции третьего порядка от мощности двухтонного сигнала на входе.
(кривая 1 соответствует полезному сигналу, 2 — продуктам интермодуляции, 3 — аппроксимации полезного сигнала, 4 — аппроксимации продуктов интермодуляции)

В результате моделирования и расчета получается, что точка пересечения интермодуляции третьего порядка по входу $IP_3 = -7,8$ дБм. Точка пересечения интермодуляции третьего порядка по выходу рассчитывается по формуле [2] и составляет величину равную $OIP_3 = 31,6$ дБм. Коэффициент нелинейных искажений равен: $K_{\text{н}} = 2\%$.

4. Заключение

Анализ IP_3 для приемных трактов ЦФАР систем радионавигации и связи необходим, поскольку продукты интермодуляции второго порядка подавляются полосовыми фильтрами, а продукты интермодуляции третьего порядка попадают в полосу пропускания полосовых фильтров. Это особенно актуально при больших уровнях сигнала.

Проведенный анализ позволяет сформировать рекомендации для разработчиков приемного тракта ЦФАР. В частности, для дециметрового диапазона необходимо учитывать следующее:

- $IP_3 = -7,8$ дБм;
- $OIP_3 = 31,6$ дБм;
- Полоса пропускания фильтров до преобразования частоты: не более 200 МГц;
- Полоса пропускания фильтра после преобразования частоты: не более 80 МГц;

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проектов Российского фонда фундаментальных исследований №№ 02-02-16351 и 01-02-17392. Авторы выражают признательность академику А. В. Гапонову-Грехову (Институт прикладной физики РАН) за внимание к работе и ряд полезных советов.

Список литературы

- [1] Программное обеспечение для проектирования на системном уровне SystemVue [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.keysight.com/> – (Дата обращения 11.07.2018).
- [2] Богданович Б. М., Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах, М., 1980.
- [3] Чумаков А.И. Действие космической радиации на интегральные схемы. М.: Радио и связь, 2004. 320 с.

Modeling the operation of a multi-base phase direction finder with elimination of ambiguity by the method of «Cosine summation»

Erofeev D.V.

*Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
Tomsk, 634050, Russian Federation
erofeev_dv@mail.ru*

Abstract: *The article presents the results of modeling the operation of a multi-phase phase finder with the elimination of ambiguity by the method of «cosine summation». The response of the direction finder to the effects of two plane waves under different conditions is shown, the quantitative characteristics of the weak signal suppression strong and the resolution of the signals are estimated.*

Keywords: *phase direction finder, elimination of ambiguity, method of «cosine summation», resolution.*

Моделирование работы многобазового фазового пеленгатора с устранением неоднозначности методом «суммирования косинусоид»

Ерофеев Д.В.

*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
(ТУСУР) г. Томск, 634050, Российская Федерация
erofeev_dv@mail.ru*

Аннотация: *В статье приводятся результаты моделирования работы многобазового фазового пеленгатора с устранением неоднозначности методом «суммирования косинусоид». Показан отклик пеленгатора на воздействия двух плоских волн при различных условиях, оценены количественные характеристики подавления слабого сигнала сильным и разрешения сигналов.*

Ключевые слова: *фазовый пеленгатор, устранение неоднозначности, метод «суммирования косинусоид», разрешающая способность.*

1. Введение

В настоящее время в научно-технической литературе проявляется интерес к угловой разрешающей способности радиопеленгаторов с антенными системами в виде линейных решеток. Одной из причин этого интереса являются достижения в области цифровой обработки сигналов, в частности, применение к антенным решеткам методов цифрового спектрального анализа [1], [2].

Несмотря на перспективы «сверхразрешения», методы цифрового спектрального анализа не всегда применимы из-за относительно большого времени вычисления пеленга в широком угловом секторе обзора. В этом отношении, фазовые методы пеленгования вне конкуренции, так как позволяют определить пеленг в широком угловом секторе по каждому принятому импульсу. Поэтому фазовые пеленгаторы широко применяются в системах радиомониторинга и радиоэлектронной борьбы [3].

В докладе рассматривается метод разрешения неоднозначности фазовых измерений и оценки пеленга, получивший в технической литературе название «суммирование косинусоид» [4]. Несмотря на то, что этот метод аналоговый, интерес к нему в литературе имеется [5].

Вопросы разрешающей способности фазовых пеленгаторов реализующих метод «суммирования косинусоид», рассмотрены в статье [6]. Численные результаты статьи получены путем цифрового моделирования работы пеленгатора, анализировалось относительно небольшое количество антенных структур. Цель данного доклада расширить и уточнить результаты статьи [6].

1. Отклик пеленгатора на воздействие одной плоской волны

Рассмотрим фазовый пеленгатор с антенной, в виде линейной решетки, состоящей из ненаправленных элементов, где фазометрические базы образованы, как показано на рис. 1. На N - элементной решетке образовано $(N-1)$ фазометрических баз. Такая система баз является полной, в том смысле, что совокупность измеренных разностей фаз, содержит всю информацию о разностях фаз между элементами решетки [7].

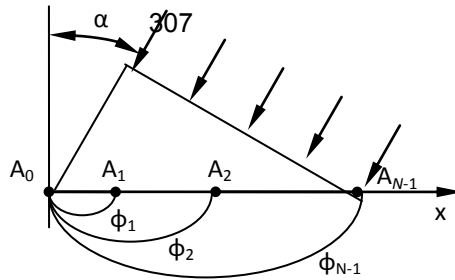


Рис. 1. Антенная система фазового пеленгатора

Fig. 1. Antenna system of phase direction finder

Суть метода «суммирования косинусов» заключается в том, что формируются n (по числу измерительных баз) гармонических колебаний, начальные фазы которых равны разностям фаз сигналов на соответствующих базах, а частоты пропорциональны базам. Пеленг определяется по положению максимума суммы полученных колебаний.

$$S_{\varphi}(v) = \sum_{i=1}^n A_0 \cos(2\pi \cdot f_i \cdot t - \varphi_i) \quad (1)$$

где φ_i – разность фаз сигналов на i базе, f_i – частота i -ого колебания, пропорциональная соответствующей измерительной базе l_i , так что

$$f_i t = n_{xi} \cdot v, \quad n_{xi} = \frac{l_i}{\lambda}, \quad n - \text{количество фазометрических баз.}$$

Если на антенны пеленгатора падает одна плоская волна под углом α_1 (рис. 1), то $\varphi_i + 2\pi k_i = n_{xi} \cdot v_1$, $v_1 = \sin \alpha_1$.

Сделав замену, получаем:

$$S_{\varphi}(v) = \sum_{i=1}^n A_0 \cos[2\pi \cdot x_i (v - v_1)]. \quad (2)$$

Относительные базы $n_{xi} = \frac{l_i}{\lambda}$ будем считать взаимно простыми целыми числами. Тогда интервал однозначного пеленгования по $v_1 = \sin \alpha_1$ составляет $\pm 0,5$, то есть $\pm 30^\circ$ [8].

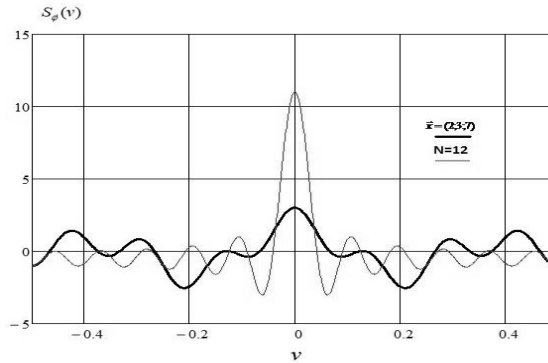


Рис. 2. Отклик пеленгатора с эквидистантной антенной решеткой $N = 12$ и $\vec{n}_X = (2;3;7)$ на одну плоскую волну, $v_1 = 0$

Fig. 2. The response of the direction finder with an equidistant antenna array $N = 12$ and $\vec{n}_X = (2;3;7)$ per one plane wave, $v_1 = 0$

В этих и других подобных графиках, функции $S_{\vec{\varphi}}(v)$ имеют максимум, точно соответствующий истинному пеленгу и побочные максимумы, связанные с неоднозначностью фазовых измерений. Характеристиками кривых является ширина главного лепестка и уровень боковых.

2. Отклик фазового пеленгатора на воздействие двух плоских волн

Допустим, на антенную систему падают две плоские волны под углами α_1 и α_2 . Используя формулу для фазы суммарного сигнала в точке $x_i = \lambda n_{xi}$ антенной решетки из монографии [6], запишем

$$S_{\vec{\varphi}}(v) = \sum_{i=1}^n \frac{\cos 2\pi n_{xi}(v - v_1) + R^2 2\pi n_{xi}(v - v_2) + 2R \cos[\pi n_{xi}(v_2 - v_1) + \gamma]}{\sqrt{1 + R^4 + 4R^2 \cos^2[\pi n_{xi}(v_2 - v_1) + \gamma] + 2R^2 \cos 2\pi n_{xi}(v_2 - v_1) + 4}} \cdot \cos \left[2\pi n_{xi} \left(v - \frac{v_1 + v_2}{2} \right) \right] \cdot \sqrt{(R^3 + R) \cos n_{xi}(v_2 - v_1) \cos(\pi n_{xi}(v_2 - v_1) + \gamma)}, \quad (3)$$

где $v_1 = \sin \alpha_1$, $v_2 = \sin \alpha_2$, $\gamma = \gamma_2 - \gamma_1$ - разность начальных фаз сигналов интерферирующих волн в точке $x = 0$, γ_2, γ_1 - начальные фазы ин-

терферирующих волн, $R = \frac{u_2}{u_1}$ - отношение амплитуд интерферирующих волн, u_2, u_1 - амплитуды интерферирующих волн.

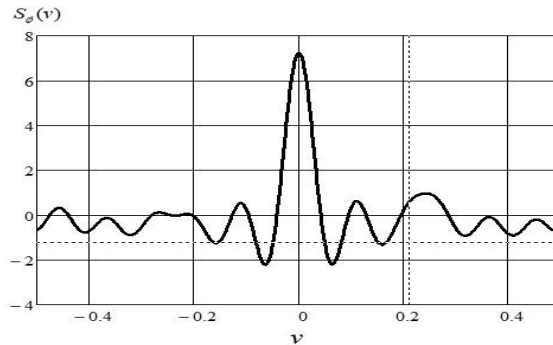


Рис. 3. Отклик пеленгатора с эквидистантной антенной решеткой на воздействие двух некогерентных волн $N = 12$, $v_1 = 0$, $v_2 = 0.24$, $R = 0.8$

Fig. 3. The response of the direction finder with an equidistant antenna array to the action of two incoherent waves $N = 12$, $v_1 = 0$, $v_2 = 0.24$, $R = 0.8$

На рисунке 3, отчетливо видны два максимума, соответствующих заданным углам v_1 и v_2 , сигналы разрешаются. Заметен также эффект подавления слабого сигнала сильным, свойственный решеткам с нелинейной обработкой сигналов [9].

Подавление слабого сигнала более сильным, зависит от соотношения амплитуд сигналов R . Уменьшение амплитуды более слабого сигнала приводит к его еще более сильному подавлению в процессе обработки.

3. Угловая разрешающая способность

Как любая измерительная система, фазовый пеленгатор характеризуется точностью и разрешающей способностью [7]. Для оценки разрешающей способности необходимо выбрать критерий.

Классические критерии разрешения (Рэля, Вудворда) не применим к рассматриваемой ситуации, поскольку имеет место подавление слабого сигнала более сильным. Аналогично статье [8] примем за критерий разрешения угловой разнос сигналов, при котором провал между максимумами в $\bar{S}_{\bar{\phi}}(v)$, соответствующими угловым положениям целей, равен 0.7 от меньшего из них.

Поскольку уровень боковых лепестков функции $\bar{S}_{\bar{\varphi}}(v)$ существенно зависит от структуры решетки, причем он минимален, когда решетка эквидистантная, рассмотрим случай эквидистантных и разреженных решеток отдельно.

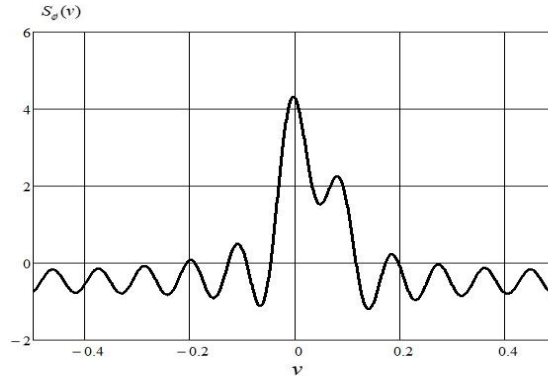


Рис. 4. Отклик пеленгатора с эквидистантной антенной решеткой на воздействие двух некогерентных волн $N = 12$, $v_1 = 0$, $v_2 = 0.069$, $R = 0.95$

Fig. 4. The response of the direction finder with an equidistant antenna array to the action of two incoherent waves $N = 12$, $v_1 = 0$, $v_2 = 0.069$, $R = 0.95$

На рис. 4 показан критический случай для эквидистантной решетки с $N = 12$. Для эквидистантных решеток с иным количеством элементов N функция $\bar{S}_{\bar{\varphi}}(v)$ имеет такой же характер, то есть уровень интерференционных максимумов существенно ниже уровня максимумов соответствующих положению целей.

Таблица 1. Данные для эквидистантных антенных решеток
Table 1. Data for equidistant antenna arrays.

Структура антенной решетки Antenna array structure	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$	$N = 12$
Угловой разнос источников соответствующий выбранному критерию The angular spacing of sources corresponding to the chosen criterion	0.22	0.172	0.142	0.069
$\lambda/l_{\max}$	0.25	0.2	0.16	0.083

В таблице также помещены значения $\lambda/l_{\max}$, где $l_{\max}$ - длина решетки в длинах волн. Видно, что угловое разрешение в эквидистантных решетках несколько выше этой величины.

Угловое сближение двух источников приводит к появлению систематических ошибок пеленгования каждого из них.

Как было замечено ранее, неэквидистантные решетки могут иметь высокий уровень боковых лепестков функции $\bar{S}_{\vec{\varphi}}(v)$. Для них введенный ранее критерий разрешения должен быть дополнен: боковые лепестки в функции $\bar{S}_{\vec{\varphi}}(v)$ должны быть ниже откликов на сигналы. Очевидно, не все решетки удовлетворяют этому условию и, следовательно, могут разрешать сигналы. Пример такой ситуации дан на рис. 8.

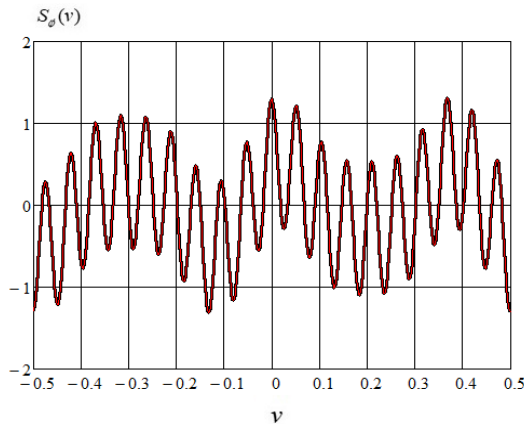


Рис. 5. Отклик пеленгатора с разреженной АР на воздействие двух некогерентных волн $\vec{x} = (3; 5; 19)$, $v_1 = 0$, $v_2 = 0.1$, $R = 0.95$

Fig. 5. Response of the direction finder with a sparse AP to the action of two incoherent waves $\vec{x} = (3; 5; 19)$, $v_1 = 0$, $v_2 = 0.1$, $R = 0.95$

В таблице 2, получены результаты для разреженных антенных решеток, где условия разрешения выполняются.

Таблица 2. Данные для разреженных антенных решеток
Table 2. Data for sparse antenna arrays

Структура антенной решетки Antenna array structure	$\vec{n}_x = (3; 5; 19)$	$\vec{n}_x = (4; 6; 7; 18)$	$\vec{n}_x = (2; 5; 13; 17)$	$\vec{n}_x = (2; 4; 7; 8; 18)$
---	--------------------------	-----------------------------	------------------------------	--------------------------------

Угловой разнос источников соответствующий выбранному критерию The angular spacing of sources corresponding to the chosen criterion	0.073	0.044	0.04	0.047
$\lambda/l_{\max}$	0.25	0.2	0.2	0.16

Заметим, что если условия разрешения выполняются, то предел разрешения может быть оценен как $\lambda/l_{\max}$.

4. Подавление слабого сигнала более сильным

Существует особенность антенных решеток, которая выражается в подавлении слабого сигнала более сильным. В [7] говорится, что величина подавления зависит от углового разнеса источников и соотношения их мощностей. Рассмотрим, как будет зависеть подавление сигналов для эквидистантных $N = 4$, $N = 6$, $N = 12$ антенных решеток. Зависимость подавления сигналов для разреженных антенных решеток не рассматривается в связи с высоким уровнем боковых лепестков. Результаты моделирования приведены на рис. 6. Поскольку сигналы разрешаются, когда угловой разнос источников $\Delta\nu > 0.85 \frac{\lambda}{L} \approx \frac{\lambda}{L} = \frac{1}{n_{x \max}}$, по оси абсцисс отложено

$\Delta\nu$ по отношению к $\frac{1}{n_{x \max}}$.

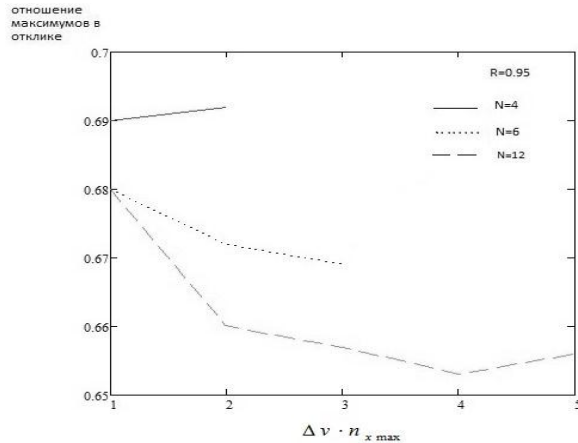


Рис. 6. Зависимость отношения максимумов сигналов от углового разнеса источников

Fig. 6. Dependence of the ratio of the signal maxima on the angular spread of the sources

Заметно, что эффект подавления зависит от количества элементов антенной решетки. Чем больше элементов антенной решетки, тем сильнее проявляется эффект подавления. Также можно заметить, что чем больше угловой разнос тем сильнее проявляется эффект подавления.

5. Заключение

В результате моделирования подтверждено, что многобазовые фазовые пеленгаторы с обработкой совокупности измеренных разностей фаз методом «суммирования косинусов» действительно обладают угловой разрешающей способностью. Это утверждение безусловно, если решетка эквидистантная и может быть оценена как $0.85 \frac{\lambda}{L}$. Однако если решетка «разреженная», то условия углового разрешения могут не выполняться.

Если отношение амплитуд двух сигналов на входе пеленгатора менее 0.5, то влияние меньшего сигнала на точность пеленгования большего пренебрежимо мало.

Список литературы

- [1] Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. — М.: Мир, 1990. — 584 с., ил.
- [2] Guerin D. Passive Direction Finding. PhD diss., MIT Lincoln Laboratory, 2012
- [3] Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба. Основы теории / А. И. Куприянов, Л. Н. Шустов. — М.: Вузовская книга, 2011. — 800 с.:ил.

- [4] Белов В. И. Теория фазовых измерительных систем. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 1994. – 102 с.
- [5] Орлов В. В. Моделирование системы пространственной мультипликативной обработки многочастотных сигналов / В. В. Орлов, В. В. Галанин. Математическое и компьютерное моделирование. – 2010.
- [6] Денисов В. П. Вопросы разрешающей способности фазовых радиопеленгаторов с антенными системами в виде линейных решеток / В. П. Денисов, Д. В. Дубинин, Д. В. Ерофеев // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 4. – С. 11–16. DOI: 10.21293/1818-0442-2017-20-4-11-16
- [7] Денисов, В. П. Фазовые радиопеленгаторы / В. П. Денисов, Д. В. Дубинин. – Томск: ТУСУР, 2002. – 251 с
- [8] Шоу Е. Теоретические и экспериментальные исследования разрешающей способности мультипликативных и аддитивных антенных решеток / Е. Шоу, Д. Девис // Зарубежная радиоэлектроника. — 1965. — № 11. — С. 103—123. [26] Храмов А.Е. Колебания в системе связанных генераторов на виртуальном катоде виртодного типа // Радиотехника и электроника. 1999. Т. 44. № 2. С. 211-217.

References

- [1] S. Lawrence Marple, Jr. [Digital spectral analysis with applications]. - Moscow: Mir, 1990. - 584 p., Ill.. (In Russian).
- [2] Guerin D. Passive Direction Finding. PhD diss., MIT Lincoln Laboratory,
- [3] A.Kupriyanov Electronic warfare. Fundamentals of the theory / AI Kupriyanov, L.N. Shustov. - Moscow: The University Book, 2011. - 800 p.(In Russian).
- [4] Belov V.I The theory of phase measuring systems. - Tomsk: Publishing House of TUSUR, 1994. - 102 p.. (In Russian).
- [5] Orlov V.V. Modeling of the system of spatial multiplicative processing of multifrequency signals / V.V. Orlov, V.V. Galanin. Mathematical and computer modeling. - 2010. (In Russian).
- [6] Denisov V.P. Questions of resolving power of phase radio direction finders with antenna systems in the form of linear gratings / V.P. Denisov, D.V. Dubinin, D.V. Erofeev // Reports of TUSUR. - 2017. - T. 20, No. 4. - P. 11-16. DOI: 10.21293 / 1818-0442-2017-20-4-11-16 (In Russian).
- [7] Denisov, V.P. Phase Direction Finders / V.P. Denisov, D.V. Dubinin. - Tomsk: TUSUR, 2002. - 251 s (In Russian).
- [8] Shaw E. Theoretical and experimental studies of the resolving power of multiplicative and additive antenna arrays / E. Shaw, D. Davis // Foreign radioelectronics. - 1965. - No. 11.-C. 103-123. [26] AH Khramov Oscillations in a system of coupled generators on a virtual cathode of the vortod type // Radiotekhnika i elektronika. 1999. P. 44. № 2. P. 211-217.. (In Russian).

Experimental investigation of multipath propagation of ultra-wideband chaotic carrier

¹Kuzmin L.V., ²Grinevich A.V., ²Ushakov M.D.

¹Kotelnikov's Institute of Radio-Engineering and Electronics
Moscow, 125009, Russian Federation
lvkuzmin@gmail.com

²Bauman Moscow State Technical University
2nd Baumann st., 5/1, Moscow, 105005, Russia
aleksgrin96@gmail.com

Abstract: Experiments on multipath indoor propagation of ultrawideband (UWB) chaotic radio pulses of microwave band are described. The goal is to experimentally obtain propagation results for UWB chaotic signals of different power. Propagation of different-power chaotic radio pulses gives different multipath patterns detected by the receiver due to its finite sensitivity. A comparison of the chaotic pulse envelope waveforms at the receiver revealed the role of the reflected paths with different delays.

Keywords: chaotic oscillations of microwave band, ultra-wideband chaotic signal, multipath propagation of ultra-wideband signals, wireless ultra-wideband communications.

Эксперимент по исследованию многолучевого распространения сверхширокополосной хаотической несущей

¹Кузьмин Л.В., ²Гриневич А.В., ²Ушаков М.Д.

¹Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН,
125009, г. Москва, Россия, ул. Моховая 11/7.
lvkuzmin@gmail.com

²Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана
2-я Бауманская ул., 5, Москва, 105005, Россия
aleksgrin96@gmail.com

Аннотация: Описывается экспериментальное исследование многолучевого распространения сверхширокополосных (СШП) хаотических радиоимпульсов сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона внутри помещений. Цель – установить различия в результатах распространения СШП сигналов, имеющих различную мощность и из-за этого создающих различную картину многолучевого распространения, обнаруживаемую приемником с фиксированной чувствительностью. Срав-

нительный анализ выявил влияние отраженных лучей, имеющих различный набег, на форму огибающей хаотических радиоимпульсов в точке приема.

Ключевые слова: хаотические колебания сверхвысокочастотного диапазона, сверхширокополосный хаотический сигнал, многолучевое распространение сверхширокополосных сигналов, беспроводная сверхширокополосная связь.

1. Introduction

Multipath ultra-wideband (UWB) channel models [1] were designed simultaneously with the development of the first wireless UWB communication systems. Nowadays there are several IEEE multipath channel models [2-5] for indoor and outdoor environments for wireless personal local area networks (WPANs). However, these models cannot cover all possible applications of UWB signals, that is why new models are still being designed, e.g., UWB signal propagation in cross-country conditions has been investigated in [6], in gasoline station in [7] and between operator and unmanned aerial vehicle in [8].

In the above mentioned papers, propagation of ultra-short pulses (USP) is considered. Along with USP there are other types of UWB pulses; one of them is UWB chaotic radio pulse, also included in the standards [3, 4]. The bandwidth and duration of chaotic radio pulses can be varied independently. The pulse duration can be matched with the multipath channel response, which helps prevent pulse degradation caused by small-scale fading. So, multipath propagation is not a problem for UWB communications based on chaotic radio pulses [10] in multipath environment described by models [2-4].

In order to increase the noise immunity of an UWB wireless system, one can increase the power of the emitted UWB signal. This is a commonly accepted way for the AWGN channel, but for multipath channels this solution needs further considerations. For example, if the power of the emitted pulses is increased K times, the multipath pattern at the same-sensitivity receiver input will be formed by the reflected beams that have traveled $\sqrt{K}$ times-longer paths than in the original case, all other factors being equal. Analysis of this problem has a great practical interest, e.g., for UWB sensor networks [11, 12], in which the emitted power and achievable signal-to-noise ratio can be traded off with the pulse rate.

2. Experimental setup

A channel was probed with UWB chaotic radio pulses of 1 mW and 100 mW power (Fig. 1, a). The chaotic signal was generated by an UWB chaotic

source [9]. Comparison of the pulse propagation patterns helped us determine the effect of the multipath channel on the form of the pulse envelope in the receiver, formed by the delayed paths, whose lengths differed 10 times.

To create a situation in which the propagation conditions are artificially changed, we varied the distance between the transmitter and receiver as is shown in Fig. 1, b. The experiments were carried out in the corridor of the Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics. The transmitter and the receiver were in direct line of sight at a height 1 m above the floor. The corridor dimensions are: height ~ 4.5 m, length ~ 46 m, width ~ 3 m. There are metal constructions along the corridor at the height of approx. 3 m along one of the walls; also there are some metal doors, one of them is on the side opposite the receiver's location at the end of the corridor.

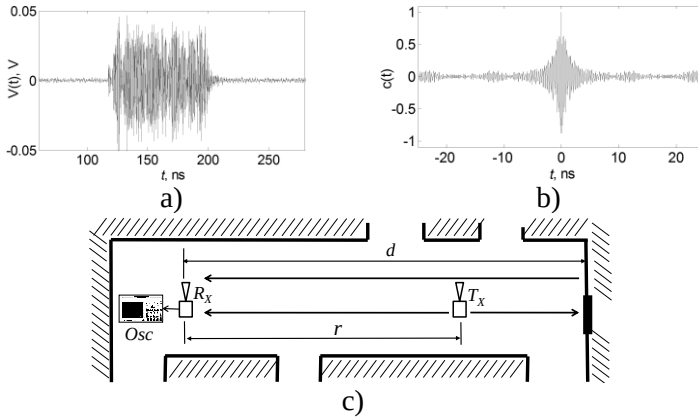


Fig. 1. (a) Chaotic radio pulse waveform $V(t)$ and (b) its autocorrelation function $c(t)$; (c) experimental layout: R_X - receiver, T_X - transmitter, Osc - oscilloscope, $d = 38$ m, distance r was varied 0.5 to 32 m.

The receiver is based on log-detector [13]. At the receiver input, the paths are summed incoherently due to the small coherence time of the UWB chaotic signal (Fig. 1, b), this is its common feature with noise-like signals. At the receiver output, the envelope of the chaotic radio pulses is formed. The instantaneous amplitude of the envelope is proportional to the logarithm of the input power $P(r, t)$ that comes to the receiver located at a distance r from transmitter

$$V(r, t) = 10\alpha \lg(P(r, t) / P_0), \quad (1)$$

where P_0 is the reference power ($P_0 = 1$ mW); $\alpha = 0.021$ V/dB is the detector slope. Whereas the input signal power varies from $3 \cdot 10^{-9}$ mW (receiver sensitivity) to ~ 1 mW, the amplitude of the receiver output signal in its linear opera-

tion zone varies 0.5 to 2 V. Signal waveforms $V(r_i, t)$ (1) are stored with an oscilloscope (2.5 GHz sampling frequency) for further analysis.

3. Results

Average waveforms $\langle V(r_i, t) \rangle$ of the pulses' envelopes are shown in Fig. 2, a (1 mW) and in Fig. 2, b (100 mW) for distances r_i : 0.5, 1, 2, 4, 8, 16 m, and for distances r_i : 1, 2, 4, 8, 16, 32 m, respectively. The upper curve of each figure corresponds to the minimum distance between the transmitter and the receiver, the lower one corresponds to the maximum distance.

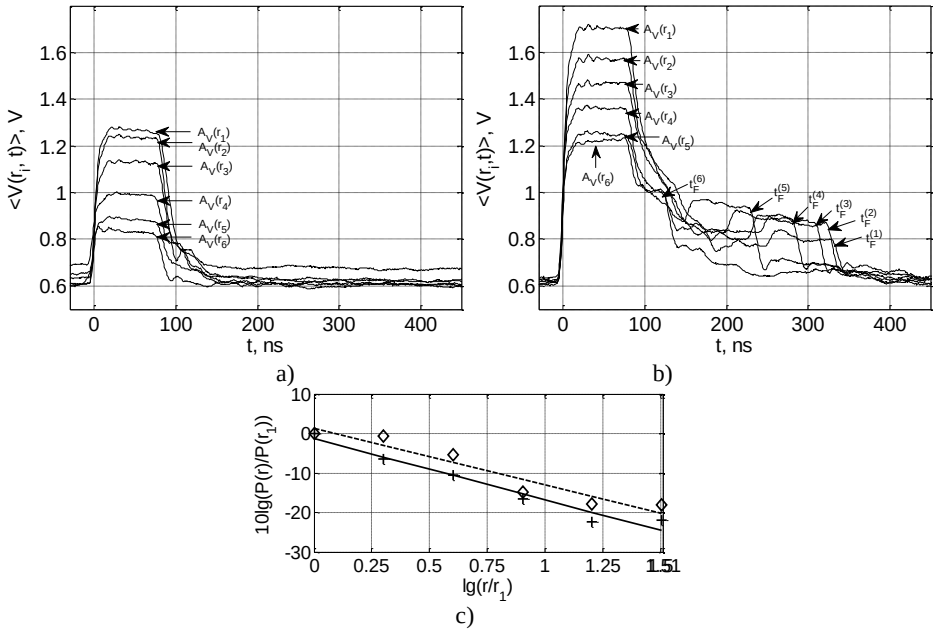


Fig. 2. The waveforms of chaotic pulses $\langle V(r_i, t) \rangle$: (a) 1 mW pulses $A_V(r_i) = \{1.27, 1.23, 1.13, 0.99, 0.88, 0.84\}$ V; (b) 100 mW pulses, $A_V(r_i) = \{1.7, 1.57, 1.46, 1.36, 1.25, 1.22\}$ V. $t_F^{(i)}$ denotes the trailing edges time moments of the reflected paths for r_i : $t_F^{(i)} = \{333, 325, 312, 283, 231, 126\}$ ns; (c) measured power ratio $P(r_i)/P(r_1)$ vs $\lg(r_i/r_1)$ for chaotic pulse power of 1 mW (diamonds), 100 mW (crosses) and approximations.

The leading edges of all pulse envelopes rise within ~ 5 ns. The positions of the trailing edges depend on the propagation conditions. Multipath response lasts up to 70 ns for 1 mW pulse, and up to 350 ns for 100 mW pulse. This is

equivalent to receiving paths of the lengths of ~ 21 m and ~ 105 m, respectively. The 1-mW pulse envelope extends but slightly, since the relative delays of the arrived paths are much less than the pulse duration, so the received signal envelope is formed only by the direct path. At the same time, the envelope of 100-mW pulses consists of the envelopes of the pulses that have come to the receiver by direct and reflected (i.e., delayed) paths. The delay depends on the distance between the emitter and the receiver. In our experiment, the main reflector was a metal door at the end of the corridor (see Fig. 1,c). The measured delays were $\Delta t^{(i)} = t_F^{(i)} - T_p = \{250, 242, 229, 200, 148, 43\}$ ns, where $T_p = 83$ ns was the chaotic pulse duration. The differences between the geometrical length of reflected path $2(d - r_i)$ and the measured length $\Delta t^{(i)}c$ were $|\Delta t^{(i)}c - 2(d - r_i)| = \{0.75, 0.35, 0.47, 0.1, 0.25, 0.85\}$ m, which proved the idea of the door was the main reflector.

Using the measured amplitudes $A_v(r_i)$ and relation (1), we estimates the path loss exponent n : $P(r) \sim P_T / r^n$, where P_T was the emitted power. The ratio of the signal power at distance r_1 from the transmitter to the power at distance r_i is $P(r_1)/P(r_i) = (r_i/r_1)^n$. The slope of the approximation line (Fig. 2, c) plotted in coordinates $(\lg(r_1/r_i), 10\lg(P(r_1)/P(r_i)))$ is n . Here, the path loss exponent was found to be $n = 1.5$. It is less than two, which shows the power accumulation effect of the chaotic UWB signal within the pulse position [9].

4. Conclusions

In the report the problem of multipath propagation of chaotic radio pulses of different emission power is considered. Our goal is to determine whether it is possible to increase the signal-to-noise-ratio at the receiver input by means of increasing the emission power of the chaotic radio pulses propagating in the multipath channel. As is shown experimentally, in certain situations this doesn't lead to a better reception quality, as it would be with AWGN channel; this can even decrease it. Practically, this can give an unpredictable signal-to-multipath interference ratio in the case of specific UWB signal propagation conditions. Due to channel linearity, improving the receiver sensitivity will also lead to the similar result: the number of the paths detected by the receiver will grow, and the multipath pattern will become more complex. The obtained result allows us to correctly formulate the problem of designing the UWB receiver for multipath channel.

Acknowledgement

The work was supported by the Russian Science Foundation, No. 16-19-00084.

References

- [1] Molisch A.F. Ultra-Wide-Band Propagation Channels. *Proc. of the IEEE*, V. 97, no. 2, Feb. 2009, pp. 353–371. <https://doi.org/10.1109/JPROC.2008.2008836>.
- [2] Channel Modeling Sub-committee Report Final. November 2002. IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs). http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Nov02/02490r0P802-15_SG3a-Channel-Modeling-Subcommittee-Report-Final.zip
- [3] Channel Modeling Sub-committee Report Final / IEEE P802.15.4a Working Group for WPANs, Dec. 2004. <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/04/15-04-0662-02-004a-channel-model-final-report-r1.pdf>
- [4] IEEE P802.15. Wireless Personal Area Networks. Working Group for WPANs. Channel Model for Body Area Network (BAN). <https://mentor.ieee.org/802.15/dcn/08/15-08-0780-12-0006-tg6-channel-model.pdf>
- [5] Kunisch J., Pamp J. UWB Channel Soundings and Models — Literature Overview. <http://www.ieee802.org/15/pub/04/15-04-0196-00-004a-802-15-4a-channel-sounding-overview.pdf>
- [6] Renzo M., Graziosi F., Minutolo R., Montanari M., Santucci F. The ultra-wide bandwidth outdoor channel: From measurement campaign to statistical modelling. *Mobile Networks and Applications*. 2006. vol. 11, no 4, pp. 451–467.
- [7] Santos T., Karedal J., Almers P., Tufvesson F., Molisch A.F. Modeling the Ultra-Wideband Outdoor Channel: Measurements and Parameter Extraction Method. *IEEE Trans. on wireless communications*. 2010. vol. 9, no. 1, pp. 282–290.
- [8] Khawaja W., Guvenc I., Matolak D. UWB Channel Sounding and Modeling for UAV Air-to-Ground Propagation Channels. *2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*. Washington. DC. 2016. pp. 1–7.
- [9] Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S., Efremova E.V., Khilinsky A.D., Kuzmin L.V. Qualitative theory of dynamical systems, chaos and contemporary communications. *Int. J. Bifurcation and Chaos*. 2005. vol. 15, no. 11, pp. 3639–3651.
- [10] Kuzmin L.V. Noise immunity of the wireless communications scheme based on ultrawideband chaotic radio pulses in multipath channels. *J. Communications Technology and Electronics*. 2011. vol. 56, no. 4, pp. 367–383.
- [11] Dmitriev A. S., Efremova E. V., Gerasimov M. Yu. Multimedia Sensor Networks Based on Ultrawideband Chaotic Radio Pulses. *J. Communications Technology and Electronics*. 2015. vol. 60, no. 4, pp. 393–401.
- [12] Kuzmin L.V., Ryzhov A.I., Andreev Yu.V., Popov M.G. Sverhshirokopolosnaya besprovodnaya sensornaya set' dlya peredachi nepreryivnykh potokov dannykh [Ultra-wideband wireless sensor network for the transmission of continuous data streams]. *Fizicheskie osnovy priborostroeniya*. 2018. vol. 7, no. 1(27), pp. 91–102.
- [13] Analog Devices, "Data Sheet 1 MHz to 4 GHz, 80 dB, Logarithmic Detector/Controller", <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADL5513.pdf>

Источники финансирования и выражение признательности

Исследования выполнены при финансовой поддержке Российского научного фонда, проект No. 16-19-00084.

Список литературы

- [1] Molisch A.F. Ultra-Wide-Band Propagation Channels // Proc. of the IEEE. 2009. T. 97. N. 2. C. 353–371.
- [2] Channel Modeling Sub-committee Report Final. November 2002. IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs). http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Nov02/02490r0P802-15_SG3a-Channel-Modeling-Subcommittee-Report-Final.zip
- [3] Channel Modeling Sub-committee Report Final / IEEE P802.15.4a Working Group for WPANs, Dec. 2004. <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/04/15-04-0662-02-004a-channel-model-final-report-r1.pdf>
- [4] IEEE P802.15. Wireless Personal Area Networks. Working Group for WPANs. Channel Model for Body Area Network (BAN). <https://mentor.ieee.org/802.15/dcn/08/15-08-0780-12-0006-tg6-channel-model.pdf>
- [5] Kunisch J., Pamp J. UWB Channel Soundings and Models — Literature Overview // <http://www.ieee802.org/15/pub/04/15-04-0196-00-004a-802-15-4a-channel-sounding-overview.pdf>
- [6] Renzo M., Graziosi F., Minutolo R., Montanari M., Santucci F. The ultra-wide bandwidth outdoor channel: From measurement campaign to statistical modelling // *Mobile Networks and Applications*. 2006. T. 11. № 4. C. 451–467.
- [7] Santos T., Karedal J., Almers P., Tufvesson F., Molisch A.F. Modeling the Ultra-Wideband Outdoor Channel: Measurements and Parameter Extraction Method // *IEEE Trans. on wireless communications*. 2010. T. 9. № 1. C. 282–290.
- [8] Khawaja W., Guvenc I., Matolak D. UWB Channel Sounding and Modeling for UAV Air-to-Ground Propagation Channels // 2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Washington. DC. 2016. C. 1–7.
- [9] Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S., Efremova E.V., Khilinsky A.D., Kuzmin L. V. Qualitative theory of dynamical systems, chaos and contemporary communications // *Int. J. Bifurcation and Chaos*. 2005. T. 15. № 11. C. 3639–3651.
- [10] Kuzmin L.V. Noise immunity of the wireless communications scheme based on ultrawideband chaotic radio pulses in multipath channels // *J. Communications Technology and Electronics*. 2011. T. 56. № 4. C. 367–383.
- [11] Dmitriev A. S., Efremova E. V., Gerasimov M. Yu. Multimedia Sensor Networks Based on Ultrawideband Chaotic Radio Pulses // *J. Communications Technology and Electronics*. 2015. T. 60. № 4. C. 393–401.
- [12] Кузмин Л.В., Рыжов А.И., Андреев Ю.В., Попов М.Г. Сверхширокополосная беспроводная сенсорная сеть для передачи непрерывных потоков данных // *Физические основы приборостроения*. 2018. Т. 7. № 1(27). С. 91–102.
- [13] Analog Devices. Data Sheet 1 MHz to 4 GHz, 80 dB, Logarithmic Detector/Controller // <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADL5513.pdf>

Experimental research of ultrawideband wireless network for mobile objects

^{1,2}Dmitriev A.S., ¹Ryzhov A.I., ^{1,2}Popov M.G., ^{1,2}Itskov V.V. ^{1,2}Petrosyan M.M.

¹*Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of RAS
Moscow, 125009, Russian Federation
chaos@cplire.com*

²*Moscow institute of physics and technology
Dolgoprudny, 141701, Russian Federation
chaos@cplire.com*

Abstract: Wireless ultrawideband (UWB) direct chaotic network was created and experimentally investigated, where transceiver nodes were placed on mobile platforms (robots). Two options of wheeled platforms and a platform based on a UAV (quadrocopter) were proposed and realized to solve this task. A series of experiments was carried out to test the algorithms of self-configuration, self-organization and self-reconstruction of wireless UWB network for static and mobile scenarios. The characteristic times of “reconfiguration” were set during its structural changes. Practical applicability of the introduced algorithms and technical solutions were shown.

Keywords: ultrawideband, wireless network, mobile platforms, chaotic radio pulses, robots.

Экспериментальное исследование беспроводной сверхширокополосной сети для мобильных объектов

¹Дмитриев А. С., ¹Рыжов А. И., ^{1,2}Попов М. Г., ^{1,2}Ицков В. В.,
^{1,2}Петросян М. М.

¹*Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН
г. Москва, 125009, Российская Федерация
chaos@cplire.com*

²*Московский физико-технический институт (государственный университет)
г. Долгопрудный, 141700, Российская Федерация
chaos@cplire.com*

Аннотация: Создана и экспериментально исследована беспроводная сверхширокополосная (СШП) прямохаотическая сеть связи, приемопередатчики которой расположены на подвижных роботах (мобильных платформах). В качестве подвижных платформ предложены и реализованы два варианта колесных платформ и платформа на основе беспилотного летательного аппарата – квадрокоптера. Проведены серии экспериментов по самоконфигурации, самоорганизации и самовосстановлению беспроводных СШП сетей статического и мобильного типа. Установлены характерные времена «переконфигурации» сети при ее структурных изменениях. Показана практическая работоспособность предложенных алгоритмов и технических решений.

Ключевые слова: сверхширокополосный, беспроводная сеть, мобильные платформы, хаотический радиопулс, роботы.

1. Введение

Развитие мобильной робототехники и ее потенциал сильно зависят от эффективности беспроводных систем связи, используемых в ней для взаимодействия с операторами и между мобильными платформами (роботами). Робототехническая тематика все более переплетается с тематикой Интернета вещей (Internet of Things – IoT) [1-3] и в некоторых аспектах, в том числе коммуникационных, рассматривается как составная часть IoT - Интернета робототехники (Internet of Robotic Things - IoRT) [4].

Ярким примером системы объектов IoRT является беспилотный автомобильный транспорт. По некоторым оценкам уже в 2020 году по дорогам мира будут ездить около 250 миллионов связанных между собой автомобилей.

Еще одним быстроразвивающимся массовым направлением робототехники являются беспилотные летательные аппараты – БПЛА (Unmanned aerial vehicle - UAV). Причем в контексте данной статьи наибольший интерес представляют гражданские малоразмерные варианты БПЛА, количество которых по оценкам может превысить к началу 20-х годов только в США 10 миллионов.

В данной работе представлены результаты по созданию и экспериментальному исследованию локальной беспроводной сети прямохаотических сверхширокополосных (СШП) приемопередатчиков, размещаемых на мобильных платформах (роботах) [5].

2. Экспериментальные мобильные платформы

В ходе исследований было разработано и апробировано три варианта мобильной платформы. Эксперименты были проведены в здании ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

При анализе возможных решений по выбору мобильной платформы для экспериментальных исследований с беспроводными СШП сетями в первую очередь обращалось внимание на простоту и стоимость оборудования. С этой точки зрения привлекательным было использовать мобильные платформы на основе технологии Arduino. Именно на ее основе была разработана, изготовлена и экспериментально проверена исходная базовая платформа – колесный робот – с имплементированным в нее хаотическим СШП приёмопередающим модулем ППМ-47 [6,7], использовавшимся для создания канала связи, обеспечивающим управление мобильной платформой.

В процессе экспериментов была обеспечена надёжная связь между пультом управления и мобильной платформой на расстояниях до 10-12 метров, однако обнаружилось достаточно низкое качество покупных механических компонентов платформы. Поэтому было принято решение перейти на готовые шасси.

Для работы со стандартным шасси (рис. 1а) был принят вариант с разделением функций беспроводного управления с пульта оператора (первый канал связи в диапазоне 2.4 - 2.48 ГГц) и функций передачи данных от меток, датчиков, а также взаимодействия между платформами (второй канал связи в диапазоне 3-5 ГГц, обеспечиваемый устройствами на базе ППМ-47).

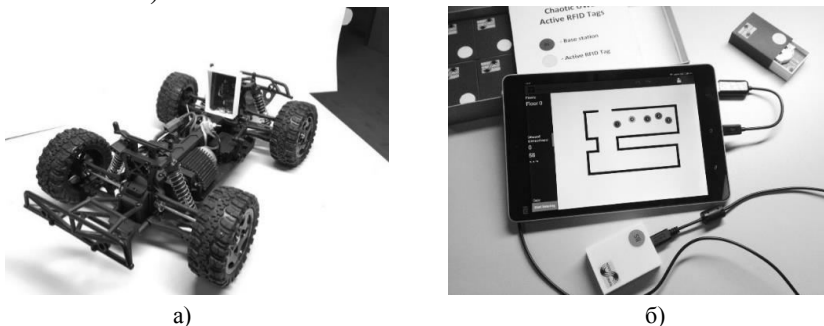


Рис. 1. а) Стандартное шасси с СШП приёмопередатчиком, б) Интерфейс ПО для планшета

Fig. 1. a) Mobile platform with UWB transceiver, b) Software interface used on a tablet

Для работы с системой было разработано специальное программное обеспечение (ПО), которое предназначено для работы как с единичными устройствами, так и с группами объектов. Функции ПО заключается в отправке пакета, инициализирующего процесс приема, с планшета на приемник и, далее, в интерпретации приходящих пакетов (рис. 1б).

Было проведено две серии экспериментов с данным мобильным шасси. В первой серии исследовалась возможность работы двух каналов связи. Во время экспериментов негативного влияния каналов друг на друга выявлено не было: дистанционное управление платформой было устойчивым при работе метки, и данные от метки регулярно поступали на терминал. Во второй серии экспериментов была показана возможность динамической идентификации движущегося мобильного объекта.

После этих экспериментов было решено расширить концепцию использования СШП приемопередатчиков в качестве средств связи для мобильных объектов на беспилотные летательные аппараты (БПЛА) типа квадрокоптеров.

В ходе экспериментов с квадрокоптером было задействовано три радиоканала: канал для дистанционного управления квадрокоптером (частоты 5.725-5.850 ГГц), канал для передачи от него видеоизображения (частоты 2.400-2.483 ГГц) и канал для передачи данных между СШП приёмопередающими модулями (частоты 3.0-5.0 ГГц) о наличии или отсутствии сигнала в зоне действия базовой станции. Наблюдалась устойчивая связь как в радиоканалах квадрокоптера (команды от пульта дистанционного управления и видеосигнал от его камеры передавался без искажений), так и в радиоканале передачи данных между приёмопередающими модулями.

3. Формирование и контроль состояния сети в группе роботов

По результатам проведенных исследований был сделан вывод о возможности и целесообразности увеличения радиуса действия разработанных СШП приемопередающих средств для того, чтобы расширить возможности их применения вне помещений. На основе имеющегося задела были разработаны, изготовлены и исследованы СШП приемопередатчики с выходной мощностью до 100 мВт – ППМ-57, что позволяет обеспечить связь (и получать данные) на расстоянии до 100 м при скорости передачи до 6 Мбит/сек. Эти СШП средства связи были использованы при групповом управлении роботами и апробации алгоритмов коллективного поведения.

Существует ряд особенностей, которые необходимо учитывать при создании ПО для беспроводных сетей, размещаемых на мобильных объектах, а именно: изменение расстояния между объектами; эффекты, связанные с движением (например, вхождение объектов в радио тень); изменение топологии сети в процессе функционирования группировки.

С учётом этого было разработано сетевое программное обеспечение для контроля за формированием сети, управления беспроводными каналами связи, по которым производится передача данных между устройствами (например, установленными на мобильных платформах), а также между мобильными платформами и базовой станцией.

Были проведены эксперименты по связи с группами приемопередатчиков до 10 устройств, расположенных в разных частях помещения, в том числе на мобильных объектах. В ходе работы производилась инициализация СШП беспроводной сети связи, при которой каждое приемопередающее устройство определяло наличие соседей, т.е. устройств, находящихся в зоне его прямой видимости, выявлялись возможные маршруты между приемопередатчиками объектов и рассчитывались оптимальные маршруты между оконечными узлами и базовой станцией по критерию минимума ретрансляций сигнала. Время инициализации пропорционально числу элементов в сети и, например, для сети из 10 элементов составляет в среднем около 8 секунд. Однако для случаев, когда в мобильной группировке роботов меняется топология сети из-за изменений связности одного узла, возможно осуществление частичной инициализации, время которой составляет 2-3 с. В ходе проведения экспериментов изменялась топология сети, однако связность сети сохранялась. На рис. 2а показан пример изменения топологии сети для случая движения узла № 15.

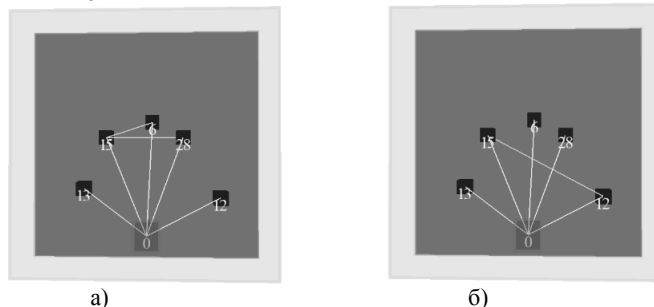


Рис. 2. а) Узел № 15 расположен в конце зала б) Узел № 15 смещён ближе к центру зала

Fig. 2. a) Node № 15 is in the hall's end, б) Node № 15 is near the hall's center

Одна из проблем, которая достаточно остро встала в этих экспериментах – время реинициализации сети. Оно не являлось критичным при работе со статическими сетями. В ситуации, когда только одна, или некоторая часть платформ является мобильной, эта проблема тоже еще не является критически острой. Но при полностью мобильной группировке роботов, ее уже нельзя решить с помощью полумер.

Анализ ситуации показал, что длительность инициализации (и, соответственно, реинициализации) определяется балансом требований к энергопотреблению приемопередатчиков в сети. До сих пор применялись режимы работы сети, при которых опрос соседей производился достаточно редко: скважность между включенным и выключенным состоянием приемника составляла более 15. Программное снижение скважности до двух позволило снизить продолжительность процесса реинициализации в среднем до 3 секунд, что позволяет существенно ускорить допустимые динамические изменения в местоположении объектов группировки роботов без потери работоспособности ее коммуникационной системы.

Это было наглядно видно, когда во второй группе экспериментов в группировку вместо статического узла была дополнительно включена мобильная платформа на основе квадрокоптера. В исходном положении платформ топология коммуникационной сети была полносвязной. В случаях, когда квадрокоптер выпадал из сети в процессе движения, удавалось быстро восстановить связность сети за счет коррекции его положения в пространстве.

4. Заключение

В работе рассмотрена задача создания и экспериментального исследования беспроводной СШП прямохаотической сети связи, приемопередатчики которой расположены на подвижных роботах (мобильных платформах).

Предложены и реализованы два варианта колесных платформ и платформа на основе беспилотного летательного аппарата – квадрокоптера для решения поставленной задачи. Проведены серии экспериментов по самоконфигурации, самоорганизации и самовосстановлению беспроводных СШП сетей статического и мобильного типа. Установлены характерные времена «переконфигурации» сети при ее структурных изменениях. Показаны практическая работоспособность предложенных алгоритмов и технических решений.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского научного фонда № 1619-00084.

Список литературы

- [1] Gershenfeld N., Krikorian R., Cohen D. The internet of things // Scientific American. 2004. V. 291. Issue 4. P. 76-81.
- [2] Грингард С. Интернет вещей / М.: Альпина. 2016. 186 с.
- [3] Internet of Things vs. Internet of Everything: What's the Difference? / ABI Research. 2014. 10 p.
- [4] The Internet of Robotic Things. <https://www.abiresearch.com/marketresearch/product/1019712-the-internet-of-robotic-things/> (accessed October 12, 2016).
- [5] Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Лазарев В.А., Мохсени Т.И., Попов М.Г. Взаимодействие и навигация роботов на основе сверхширокополосной прямохаотической связи // Радиотехника и Электроника. 2016. Т. 61. №8. С.1-8.
- [6] Дмитриев А.С., М. Ю. Герасимов М.Ю., Ицков В.В., Лазарев В.А., Попов М.Г., Рыжов А.И. Активные беспроводные сверхширокополосные сети на основе хаотических радиоимпульсов // Радиотехника и Электроника. 2016. Т. 62. №4. С. 354-363.
- [7] Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Попов М.Г. Беспроводные активные сети на основе сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов // Электронные компоненты. 2016. №11. С. 96-100.

References

- [1] Gershenfeld N., Krikorian R., Cohen D. The internet of things // Scientific American. 2004. V. 291. Issue 4. P. 76-81.
- [2] Greengard, S. The Internet of Things. MIT Press. 2015.
- [3] Internet of Things vs. Internet of Everything: What's the Difference? / ABI Research. 2014. 10 p.
- [4] The Internet of Robotic Things. <https://www.abiresearch.com/marketresearch/product/1019712-the-internet-of-robotic-things/> (accessed October 12, 2016).
- [5] Gulyaev Yu.V., Dmitriev A.S., Lazarev V.A., Mokhseni T.I., Popov M.G. Interaction and navigation of robots based on ultrawideband direct chaotic communication // Journal of Communications Technology and Electronics. 2016. V. 61. Issue 8. P.894-900.
- [6] Dmitriev A.S., Gerasimov M.Yu., Itskov V.V., Lazarev V.A., Popov M.G., Ryzhov A.I. Active wireless ultrawideband networks based on chaotic radio pulses // Journal of Communications Technology and Electronics. 2017. V. 62. Issue 4. P.380-388.
- [7] Dmitriev A.S., Mokhseni T.I., Popov M.G. [Active wireless networks based on ultrawideband chaotic radio pulses]. *Elektronnie komponenti*, 2016. no. 11. pp 96-100.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of project of the Russian Science Foundation No. 1619-00084.

Обзор основных направлений обеспечения помехоустойчивости спутниковых радионавигационных систем в условиях возмущения ионосферы земли

Ломоносов С.Е., Поляков А. Л, Гришук А.В., Афонин И.Л.
 Севастопольский государственный университет
 г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
 Lomnos@km.ru

Аннотация: проведен обзор в помехоустойчивости спутниковой радионавигационных системах в условиях возмущения ионосферы земли. Метод статистической теории связи, показывающие о наличие замираний в каналах связи, приводит к существенному снижению помехоустойчивости оптимальных схем обработки сигналов. Проведен анализ исследования по изучению воздействий возмущенной ионосферы на флуктуации параметров принимаемых сигналов и помехоустойчивость спутниковых навигационных системах

Ключевые слова: спутниковых навигационных системах, возмущенной ионосферы, трансionoсферныхканалах передачи данных, полоса когерентности, помехоустойчивость.

1. Введение

Со времен появления спутниковой навигации известно, что принимаемые в диапазоне частот 10—500 МГц сигналы подвержены флуктуациям фазы и амплитуды (т.е. замираниям). Проведенные позднее исследования условий распространения радиоволн через области экваториальной и полярной ионосферы показали возможность возникновения замираний в диапазоне частот вплоть до 6 ГГц [1]. В результате этих наблюдений установлено, что флуктуации параметров принимаемых сигналов вызываются мелкомасштабными неоднородностями ионосферы (в основном F -слоя), имеющими турбулентный характер.

2. Основная часть

Известные методы статистической теории связи показывают [2], что наличие замираний в каналах связи приводит к существенному снижению помехоустойчивости оптимальных схем обработки сигналов на фоне флуктуационных помех. Однако взаимосвязь между вероятностью ошибочного приема ($P_{\text{ош}}$) сигналов в спутниковых навигационных системах (СНС), частотными параметрами передаваемых сигналов (несущей частотой f_0 и шириной спектра Δf_0) и физическими параметрами ионосферных неоднородностей до настоящего времени является предметом научных исследований.

В последнее время активно проводятся теоретические и экспериментальные исследования по изучению воздействия возмущенной ионосферы (ВИ) на флуктуации параметров принимаемых сигналов и помехоустойчивость СНС [3]. Эти возмущения могут возникнуть под действием как естественных факторов (например, солнечных и магнитных бурь), так и искусственных. К числу последних относятся космические взрывы (обычных и ядерных зарядов), выброс легкоионизирующихся химических веществ, радионагрев ионосферы излучением мощных наземных передатчиков, работа двигателей ракет, специальных электронных ускорителей и т.д. Воздействие указанных возмущающих факторов может сопровождаться возрастанием интенсивности ионосферных неоднородностей и, как следствие, возникновение замираний в трансионосферных каналах передачи данных (ТКПД) на частотах $f_0 > 6$ ГГц. Особое внимание следует обратить на то, что ВИ способны вызывать замирания не только гладкого (общего) типа, но и частотно-селективного, если выполняется соотношение

$$\Delta f_0 \geq \Delta f_{\text{ког}}, \quad (1)$$

где $\Delta f_{\text{ког}}$ — полоса когерентности трансионосферных каналов связи.

При выполнении условия (1) случайным флуктуациям будут подвержены не только амплитуды и фазы принимаемого в СНС сигнала, но и форма его огибающей. Последнее обстоятельство обуславливает появление энергетических потерь при обработке принимаемых сигналов (из-за рассогласования их по форме с опорным сигналом приемника) и, как следствие, дополнительное снижение помехоустойчивости приемных устройств радиосистем КНС. Поскольку ВИ вызывают сужение $\Delta f_{\text{ког}}$, то согласно (1) наибольшей опасности возникновения частотно-селективных

замираний подвержены ТКПД, использующие сигналы с расширенным спектром. Учитывая, что последние находят широкое применение в современных радионавигационных системах, вопросы влияния неоднородностей возмущенной ионосферы на помехоустойчивость приемных устройств радиосистем СНС представляются в настоящее время весьма актуальными.

Подтверждением этому могут служить результаты исследований, связанных с созданием ВИ с помощью выброса легкоионизирующихся веществ (48 кг бария). На рис. 1 представлены, полученные в рамках этих программ, результаты прогнозирования помехоустойчивости некогерентного приема в приемных устройствах (т.е. зависимости $R_{\text{ош}}$ от отношения средней энергии сигнала на входе приемника к спектральной плотности флуктуационных помех $\bar{h}_0^2 = \bar{E}_c / N_0$ при различных соотношениях между $\Delta f_{\text{ког}}$ и Δf_0).

Анализ приведенных графиков позволяет сделать следующие выводы:

— энергетический потенциал радиолиний современных СНС (обеспечивающий величину $h_0^2 \sim 13$ дБ) может оказаться недостаточным для получения требуемой в современных системах $R_{\text{ош}} \sim 10^{-5}$ в условиях воздействия сильно возмущенной ионосферы Земли;

— увеличение полосы СРС, обеспечивая повышение помехоустойчивости приемных устройств радиосистем СНС к воздействию активных помех, может привести к существенному ухудшению их помехоустойчивости в случае воздействия ВИ;

— обеспечить требуемую помехоустойчивость приемных устройств радиосистем космических радионавигационных систем, использующих СРС и оптимальные схемы их обработки на фоне флуктуационных помех, за счет повышения энергетического запаса радиолиний принципиально невозможно в случае воздействия сильных ВИ.

Данные выводы позволяют сделать важное заключение о существовании проблемы обеспечения требуемой помехоустойчивости современных приемных устройств радиосистем СНС в условиях ВИ, которая может быть решена только за счет совершенствования способов формирования и обработки сигналов.

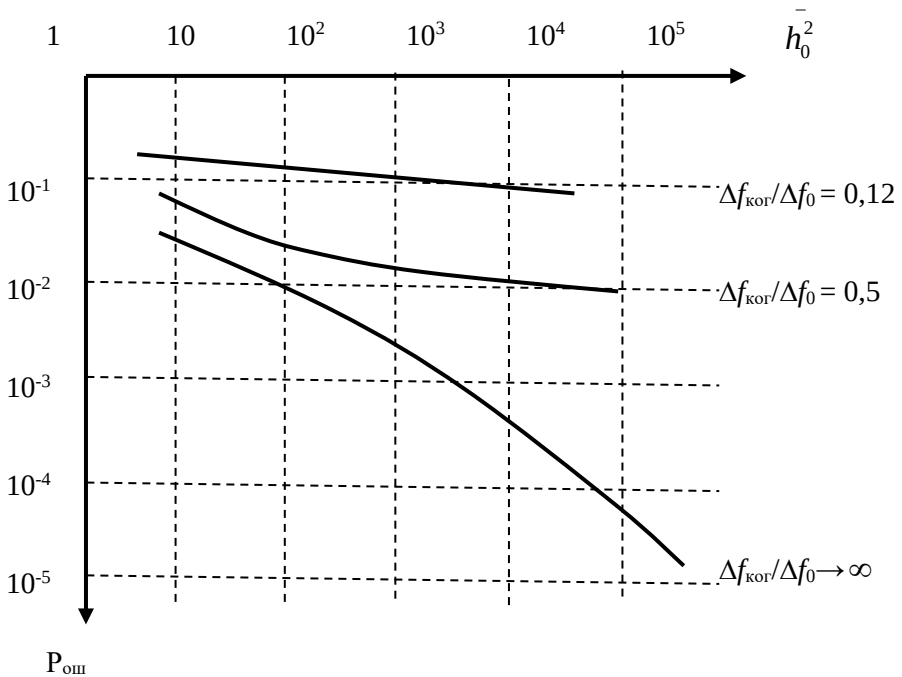


Рис. 1 — Помехоустойчивость некогерентного приёма сигналов с расширенным спектром в космических навигационных системах

Ключевым звеном для решения указанной выше задачи является поиск новых методов прогнозирования помехоустойчивости современных приемных устройств радиосистем СНС в условиях воздействия ВИ.

В соответствии с общей схемой аналитического прогнозирования количественных характеристик любого объекта [4], данный метод должен включать следующие основные этапы.

1. Установление общих закономерностей влияния факторов трансионосферного РРВ на параметры принимаемых в СНС сигналов и помехоустойчивость схем их обработки.

2. Разработка математической модели влияния наиболее существенного фактора РРВ через невозмущенную ионосферу на помехоустойчивость приемных устройств радиосистем СНС с целью получения функциональной зависимости величины $P_{\text{ош}}$ от ряда независимых переменных: частотных параметров передаваемых сигналов и физических параметров ионосферы.

3. Определение интервалов возможных приращений физических параметров ионосферы при воздействии на нее различных возмущающих факторов.

4. Собственно прогнозирование, т.е. расчет величины $\Delta P_{\text{ош}}$ при заданных значениях параметров передаваемых сигналов и физических параметров возмущенной ионосферы.

При реализации каждого из указанных этапов могут возникнуть трудности.

Основные трудности первого этапа исследований состоят в том, что на базе элементарных представлений о распределении электронной концентрации в возмущенной ионосфере провести в рамках СТС качественный анализ влияния факторов трансionoсферного РРВ на снижение помехоустойчивости приемных устройств радиосистем СНС и показать, что фактор рассеяния на неоднородностях ионосферы при этом может быть определяющим.

На втором этапе исследований трудности состоят в том, что цели и научно-методические аппараты исследований, проводимых в рамках статистической теории связи и статистической радиофизики слабо связаны между собой. Связисты рассматривают среду РРВ как “черный ящик” и учитывают только ее передаточные характеристики с исходными данными для решения своих основных задач: анализа влияния среды РРВ на помехоустойчивость приемных устройств радиосистем, заданной схемы обработки сигналов, синтеза оптимальных для заданных условий РРВ схем обработки сигналов. Радиофизиков же интересует только то, что происходит внутри “черного ящика”, т.е. способ, посредством которого среда оказывает влияние на РРВ.

Следует отметить, что при реализации данного этапа исследований возникает еще одна трудность, которая связана с точностью математического описания (модели) распространения электронной концентрации (ЭК) в ионосфере. С одной стороны, представляется очевидным, что более точная модель ионосферы позволит повысить достоверность получаемых оценок помехоустойчивости СНС. С другой стороны, чрезмерное усложнение модели распределения ЭК в ионосфере потребует применения более трудоемких методов расчета характеристик поля принимаемой волны и оценки помехоустойчивости приемника.

Наиболее важными, но в то же время наименее изученными представляются вопросы третьего этапа исследований. В общем случае, задачу этого этапа следует рассматривать, как часть актуальной научной

проблемы разработки моделей распределения ЭК в ионосферном участке атмосферы Земли, подверженному воздействию различных факторов естественного и искусственного возмущения.

В соответствии с вышесказанным, в качестве первого частного этапа разработки моделей возмущенной ионосферы предлагается провести такие измерения, которые позволяют выяснить качественный характер этих моделей. К числу таковых следует отнести, прежде всего, вид зависимости спектра флуктуаций ЭК от их пространственной частоты и показатель этой зависимости, внешний и внутренний масштабы ионосферных неоднородностей и, возможно, скорости их перемещения. Если по результатам этих измерений будет установлена неизменность качественного характера моделей возмущенной ионосферы по сравнению с невозмущенной, то на втором частном этапе необходимо выяснить количественные отличия данных моделей. Для этого требуется провести:

- измерения возможных интервалов приращений средней ЭК ионосферы и интенсивности ее неоднородностей (а в отдельных случаях – и скорости их изменения во времени) при воздействии различных возмущающих факторов;

- уточнить полученные на предыдущих этапах результаты разработки моделей возмущенной ионосферы путем учета наиболее существенных геофизических и географических изменений ЭК;

- разработать теоретические основы физического образования и развития неоднородностей ионосферы под воздействием возмущающих факторов.

3. Заключение

Разработка методики оценки влияния невозмущенной ионосферы на помехоустойчивость приемных устройств радиосистем СНС позволит существенно повысить целенаправленность исследований проблемы создания моделей ВИ.

Список литературы

- [1] Липкин И.А. Спутниковые навигационные системы. — М.: Вузовская книга, 2001. – С. 45.
- [2] Кантор Л.Я., Тимофеев В.В. Спутниковая связь и проблема геостационарной орбиты. – М.: Радио и связь, 1988. – 168 с.
- [3] Научно-технический журнал «Информация и Космос» М., 2001-2017. URL: <https://infokosmo.ru/> (12.04.2017).
- [4] Научная электронная библиотека М., // Раков В.И. Системный анализ (начальные понятия). URL: <https://monographies.ru/en/book/section?id=5972>.

Разработка метода учета условий распространения радиоволн в спутниковых навигационных системах

Поляков А. Л., Ломоносов С.Е., Полянский В.В., Кузьменко В.А.,
Афонин И.Л.

*Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
Lomnos@km.ru*

Аннотация: Рассмотрены особенности распространения радиоволн в различных диапазонах. Предложен метод определения суммарного влияния атмосферных факторов распространения радиоволн на качество функционирования существующих и разрабатываемых спутниковых радионавигационных системах.

Ключевые слова: разработка метода, спутниковые навигационные системы, распространение, радиоволны, погрешность.

1. Введение

В настоящее время основными источниками информации о местоположении объектов являются спутниковые навигационные системы (СНС), основой функционирования которых является обмен информации между наземными (НС) и орбитальными сегментами (ОС). Отличительная особенность таких линий связи – наличие больших потерь радиосигнала, обусловленных затуханием энергии на трассе распространения, а также частотно-селективные замирания [1] в ионосферном слое атмосферы Земли, которые приводят к изменению структуры сигнала и как следствие к снижению качества канала связи.

2. Основная часть

В настоящее время для спутниковой радионавигации выделены следующие диапазоны частот: узкие полосы вблизи 150 и 400 МГц для доплеровских РНС; полосы частот 960...1215, 1535...1660, 4200...4400, 5000...5250 и 15400...15700 МГц. Они резервируются на всемирной основе для использования и развития электронных средств воздушной навигации и любого непосредственно связанного с ними наземного и космического оборудования.

Все связи между наземными потребителями и навигационными

искусственными спутниками земли (НИСЗ) осуществляются через атмосферу Земли, включая тропосферу и ионосферу. Из всего спектра электромагнитных волн свободно проходят через атмосферу колебания, занимающие диапазон между ионосферными критическими частотами и частотами, поглощаемыми дождем и атмосферными газами (10 МГц... 20 ГГц), а также диапазон видимых и инфракрасных лучей (1... 1000 ГГц).

Рассмотрим особенности распространения радиоволн перечисленных диапазонов, влияющие на выбор проектных параметров СНС. При распространении радионавигационных сигналов (РНС) от НИСЗ к определяемому объекту (ОО) суммарное ослабление энергии сигнала L_{Σ} из ослабления сигналов в свободном пространстве L_0 и дополнительных потерь $L_{доп}$ в атмосфере Земли. Ослабление L_0 зависит от длины волны λ и расстояния r между передающей и приемной антеннами $L_0 = 16\pi^2 r^2 / \lambda^2$. Дополнительные потери обусловлены поглощением радиоволн в тропосфере и ионосфере, отражением и рассеянием энергии на неоднородностях атмосферы, изменением формы и плоскости поляризации радиоволн.

При распространении в атмосфере радиоволны поглощаются в кислороде, водяных парах, дожде и облаках. Резонансное поглощение в водяных парах происходит на частоте 22, 23 ГГц, а в кислороде — на частотах 60 и 120 ГГц. Полное поглощение энергии радиоволн в кислороде и водяных парах L_a дБ, при прохождении через атмосферу можно рассчитать по формуле

$$L_a = \gamma_{0o} r_{l0} + \gamma_{\omega o} r_{l\omega} \quad (1)$$

где r_{l0} и $r_{l\omega}$ - эффективные протяженности трассы через атмосферу, км;

γ_{0o} и $\gamma_{\omega o}$ - поглощения в кислороде и в водяных парах.

Поглощение радиоволн дождем и взвешенными частицами воды становится значительным на частотах выше 3 ГГц [2]. Полное поглощение

L_r дБ, за счет выпадения дождя на участке пути длиной r_0 на частотах выше 2 ГГц составит

$$L_r = \int_0^{r_0} \gamma_r(r) dr,$$

где γ_r — удельное поглощение дождем.

Как известно [2], в облаках энергия радиоволн испытывает заметное поглощение только на частотах выше 10 ГГц. Рассеяние энергии радиоволн рассматриваемого диапазона в атмосфере при малых углах места потребителя γ вызывает затухание и искажение радиосигналов, и оно, как правило, пренебрежимо мало.

Потери вследствие вращения плоскости поляризации L_n при прохождении ионосферы в предположении, что передающая и приемная антенны линейно поляризованы и ориентированы одинаково, можно оценить в децибелах по формуле $L_n \approx 20 \lg \cos \gamma$. Наиболее сильный поворот плоскости поляризации наблюдается в метровом диапазоне радиоволн при малых углах места.

Таким образом, дополнительное ослабление энергии радиоволн (в децибелах) в атмосфере Земли можно определить по формуле

$$L_{\text{дон}} = L_a + L_r + L_n$$

Расчет шумов на входе приемного устройства. Мощность шума на входе приемного устройства можно определяется как [4]

$$P_{\text{ш}} = \kappa T_{\Sigma} \Delta F,$$

где $\kappa = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/(Гц·К) — постоянная Больцмана,

T_{Σ} — суммарная шумовая температура всей приемной системы,

ΔF — эквивалентная полоса шумов приемника.

Расчет суммарной шумовой температуры всей приемной системы является предметом рассмотрения радиотехники и определяется интенсивностью как собственных тепловых шумов приемника $T_{\text{пр}}$, так и шумов различных источников и цепей, внешних по отношению к входу приемника.

Оценка рефракционных ошибок. Неоднородное по высоте распределение диэлектрической проницаемости вызывает искривление траектории распространения радиоволн - рефракцию. Из-за этого время распространения радиосигналов между передатчиком и приемником отличается от времени прямолинейного распространения со скоростью света. Это требует введения поправок при определении дальности до

НИСЗ.

Тропосферная рефракционная погрешность измерения квазидальности определяется следующим соотношением:

$$\Delta r_{TP} \approx \int_{H_n}^{H_c} \frac{N(h)dh}{\sqrt{1 - \left(\frac{R_3}{R_3 + h}\right)^2 \cos^2 \gamma}} \quad (2)$$

где: R_3 – радиус Земли,

γ – угол места,

$$N(h) = [n(h) - 1]10^6, \quad (3)$$

$N(h)$ - приведенный показатель преломления воздуха, где $n(h)$ коэффициент преломления воздуха на высоте h над поверхностью Земли.

Ионосферная погрешность. Для расчета ионосферной погрешности комплексную модель распределения электронной концентрации (ЭК) в ионосфере представим в виде (рис.1) совокупности однородного слоя толщиной z_3 с электронной концентрацией N_{em} и расположенного над ним тонкого слоя неоднородностей с флуктуациями ЭК, соответствующими $\Delta N_r(\rho)$.

Воздействие на ионосферу возмущающих факторов вызывает возрастание как средней интегральной ЭК $N_{тер}$, так и флуктуаций $\Delta N_r(\rho)$. Причем в первом приближении можно полагать, что увеличение $\Delta N_r(\rho)$ происходит пропорционально росту $N_{тер}$, который обусловлен увеличением N_{em} .

Как известно [3,5], помехоустойчивость любого оптимального приемника оценивается с помощью функциональной зависимости $P_{ош} = \psi(h_0^2)$, где h_0^2 – входное отношение E_r/N_0 , которое соответствует отношению мощностей сигнала и помехи на выходе данного приемника $h_0^2 = E_r/N_0 = (P_c/P_n)_{вых}$.

Очевидно, что влияние поглощения в ионосфере и их рефракция приводят к возрастанию $P_{ош}$ вследствие уменьшения входного отношения $h^2 = E_r/N_0$ по сравнению с обеспечиваемым $h_0^2 = E_r/N_0$ при идеальном РРВ:

$$h^2 = \eta_{п,р} h_0^2, \quad (4)$$

где $\eta_{п,р} < 1$ – коэффициент энергетических потерь, обусловленный поглощением радиоволн в ионосфере;

$\eta_{р} < 1$ – коэффициент энергетических потерь, обусловленный неточностью наведения антенн из-за ионосферной рефракции радиоволн.

Для указанных коэффициентов потерь характерны однотипные

зависимости вида

$$\eta_{п,р} \sim N_{тср}/f_0^2. \quad (5)$$

Кроме того, величина η_p существенно зависит от угла места ν радиотрассы и равна нулю при $\nu=90^\circ$.

Для расчета статистических характеристик поля принимаемой волны при ее трансионосферном распространении применим аналитический метод расчета - метод фазового экрана (МФЭ). Основу МФЭ составляет модель РРВ внутри ионосферного слоя, описываемая приближением фазового экрана (ФЭ). Данное приближение наилучшим способом соответствует представлению модели распределения флуктуаций ЭК в ионосфере в виде тонкого слоя неоднородностей с флуктуациями интегральной ЭК $\Delta N_T(\rho)$. Приближение ФЭ позволяет определить выражение для дисперсии флуктуаций фазового фронта волны $\Delta\phi(\rho, z_3)$ на выходе ионосферного слоя

$$\sigma_\phi^2 \approx 2(\lambda r_e)^2 L_0 z_3 \sigma_{\Delta N_e}^2 = 2(80,8\pi)^2 L_0 z_3 \left(\frac{\beta N_{em}}{f_0} \right)^2 (p a \partial^2), \quad (6)$$

где r_e – классический радиус электрона.

Из известно, что приближение ФЭ остается справедливым при таких значениях

$$\sigma_{\Delta N_e}^2 = (\beta N_{em})^2$$

и f_0 , когда величина $\sigma_\phi^2 \ll 1$. В этом случае дифракционными эффектами на неоднородностях внутри ионосферного слоя можно пренебречь и считать амплитуду выходной волны неизменной по сравнению с падающей

$$A(\rho, z_3) \approx A_0.$$

Увеличение $\sigma_{\Delta N_e}^2$ или уменьшение f_0 приводит к тому, что флуктуации фазы во фронте электромагнитной волны становятся заметными уже внутри неоднородного слоя. Дальнейшее распространение такой волны сопровождается дифракционными эффектами, в результате которых ее фронт на выходе ионосферного слоя оказывается подверженным не только фазовым, но и амплитудным флуктуациям $x(\rho, z_3)$. Дисперсии флуктуации фазы σ_ϕ^2 и амплитуды σ_x^2 во фронте выходной волны можно

определить путем решения задачи распространения и дифракции в толстом неоднородном слое в приближении Рытова (плавных возмущений).

Используя известную модификацию спектра флуктуаций коэффициента преломления n

$$\Phi_n(k) = \frac{r\left(\gamma + \frac{3}{2}\right)\sigma_n^2 L_0^2}{\pi\sqrt{\pi}r(\gamma)(1 - k^2 L_0^2)^{\gamma + \frac{3}{2}}}, \quad (7)$$

где $\sigma_n^2 = \left(\frac{\lambda r_e}{k_0}\right)^2 \sigma_{\Delta N_e}^2$ - дисперсия флуктуаций n , и учитывая, что соответствие (4) $\Phi_n(k) \approx \Phi_{\Delta N_e} \approx k^{-4}$ достигается при $\gamma = 1/2$, получен следующий результат:

$$\Phi_n(k) = \frac{\sigma_n^2 h_0^2}{\pi^2 (1 + k^2 h_0^2)^2}. \quad (8)$$

Определяемое с помощью (10) выражение для σ_ϕ^2 имеет вид, совпадающий с (8).

Используя (8) можно получить выражение для дисперсии флуктуаций амплитуды (уровня) во фронте волны на выходе ионосферного слоя в виде

$$\sigma_x^2 \approx \frac{k_0 z_\gamma^2 \sigma_n^2}{L_0} = \frac{2\pi}{c} \cdot \frac{(40,4 z_\gamma \beta N_{em})^2}{L_0 f_0^3} \quad (9)$$

Очевидно, что на статистические характеристики поля принимаемой волны будут оказывать влияние флуктуации как фазового (σ_ϕ^2), так и амплитудного (σ_x^2) фронта волны на выходе ионосферного слоя. При этом учет σ_x^2 существенно усложняет метод аналитического расчета статистических характеристик принимаемой волны и полученное с его помощью выражение. В то же время отношение дисперсий (8) и (9):

$$\frac{\sigma_\phi^2}{\sigma_x^2} = \frac{4\pi L_0^2}{\lambda z_\gamma},$$

показывает, что для длин волн, используемых в СНС, флуктуации уровня в амплитудном фронте выходной волны будут значительно меньше

фазовых ($\sigma_x^2 \ll \sigma_\varphi^2$) при любых значениях ионосферных параметров β и N_{em} , для которых справедливо приближение Рытова ($\sigma_x^2 \leq 0,3$).

Отсюда следует, что для инженерных расчетов статистических характеристик поля принимаемой волны при трансionoсферном распространении можно использовать результаты наиболее простого МФЭ до тех пор, пока выполняется условие слабых флуктуаций (12). Учитывая, (9) последнее можно представить в следующем виде

$$(\beta N_{em})^2 \leq 9 \cdot 10^3 \frac{L_0}{z_g^2} \cdot f_0^3. \quad (10)$$

При изменении ионосферных параметров (β, N_{em}) или несущей частоты (f_0) излучаемых волн (сигналов) до значений, когда граничное условие (10) нарушается, учет сильных амплитудных флуктуаций выходной волны ($\sigma_x^2 > 0,3$) в статистических характеристиках принимаемой волны представляется обязательным. Однако, решение этой задачи аналитическими методами (например, параболического уравнения) затруднительно [3], а кроме того, общее выражение для определения σ_x^2 в рамках теории сильных флуктуаций до настоящего времени не получено [4]. С другой стороны, как показывают результаты экспериментальных исследований, выражение (8) для определения σ_φ^2 остается справедливым и в области сильных флуктуаций. Поэтому МФЭ можно применить и в том случае, когда значение параметров β, N_{em}, f_0 не удовлетворяют условию (13), однако получаемые при этом результаты следует считать нижней границей изменения статистических характеристик поля принимаемой волны.

4. Заключение

Таким образом, в статье предложен метод расчета статистических характеристик поля принимаемой волны при ее трансionoсферном распространении применим аналитический метод расчета - метод фазового экрана (МФЭ). Основу МФЭ составляет модель РРВ внутри ионосферного слоя, описываемая приближением фазового экрана (ФЭ). Данное приближение наилучшим способом соответствует представлению модели распределения флуктуаций ЭК в ионосфере в виде тонкого слоя неоднородностей с флуктуациями интегральной ЭК $\Delta N_T(\rho)$.

Список литературы

- [1] Калинин А.И. Распространение радиоволн на трассах наземных и космических радиолиний. – М.: Связь, 1979. – 296 с.
- [2] Земкевича О.В. Энергетические характеристики космических радиолиний. – М.: Сов. радио, 1972. – 435 с.
- [3] Колосов М.А., Арманд Н.А., Яковлев О.И. Распространение радиоволн при космической связи. – М.: Связь, 1969. – 155 с.
- [4] Дмитриев С.П. Информационная надежность, контроль и диагностика навигационных систем. – СПб.: 2004. – С.128 - 134.

Statistical evaluation of the obstacle position influence on MIMO system channel matrix indoors

Vaganova A.A., Kisel N.N., Panychev A.I.

Southern Federal University,
Institute of Radio Engineering Systems and Control
347928, Taganrog, Russia
ruu2011@mail.ru

Abstract: For an indoor MIMO system, the influence of the obstacle position between the transmitting and receiving parts of the system on the value of the transmission coefficients for each channel is considered. The statistical parameters of the channel matrix elements are calculated. It is shown that the standard deviation of the transmission coefficient's amplitude and its mathematical expectation are quantities of the same order. Consequently, the values of the channel matrix elements will have a significant spread, commensurable with the value of the mathematical expectation.

Keywords: ray tracing, channel matrix, transmission coefficient, MIMO, multipath propagation, statistical evaluation.

Статистическая оценка влияния положения препятствия на элементы канальной матрицы системы МИМО в помещении

Ваганова А.А., Кисель Н.Н., Панычев А.И.

Южный федеральный университет,
Институт радиотехнических систем и управления
г. Таганрог, 347928, Российская Федерация
ruu2011@mail.ru

Аннотация: Для работающей внутри помещения системы МИМО рассмотрено влияние положения препятствия, находящегося между передающей и приемной частями системы, на величину коэффициентов передачи по каждому каналу. Рассчитаны статистические параметры элементов канальной матрицы. Показано, что среднеквадратическое отклонение амплитуды коэффициента передачи и математическое ожидание являются величинами одного порядка. Вследствие этого значения элементов канальной матрицы будут иметь существенный разброс, соизмеримый с величиной математического ожидания.

Ключевые слова: лучевая трассировка, канальная матрица, коэффициент передачи, ММО, многолучевое распространение, статистическая оценка.

1. Введение

Достоинством систем ММО является их потенциальная возможность комплексного решения проблемы повышения скорости передачи данных за счет формирования физически различных каналов, сочетающих пространственное разделение сигналов с применением ортогональных кодов, разделением каналов по частоте, времени, поляризации [1, 2]. Влияние пространства, участвующего в распространении радиоволн, при этом описывается с помощью канальной матрицы, элементы которой представляют собой коэффициенты передачи сигналов между сегментами антенных решеток на концах линии связи.

2. Постановка и решение задачи

Рассматривается ММО система, содержащая 4 передатчика (Tx) и 5 приемников (Rx), расположенная внутри помещения. Расположение передатчиков и приемников фиксированное и показано на рис. 1. Между передающей и приемной системой находится препятствие в виде прямоугольного параллелепипеда. Препятствие может перемещаться в пределах области, выделенной на рис. 1 серым цветом. Задавая различные электрофизические свойства и геометрические размеры препятствия, можно имитировать объекты различного происхождения. Необходимо оценить влияние случайного положения препятствия на величину элементов канальной матрицы ММО системы.

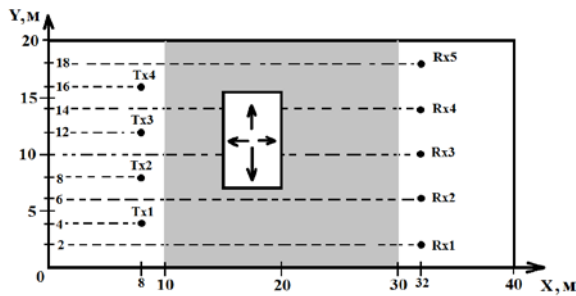


Рис. 1. Исследуемое помещение.

Fig. 1. The considered room

При решении задачи использовано выражение для оценки величины коэффициентов передачи ММО системы, предложенное в [3] и полученное на основе метода геометрической оптики с использованием известной модели радиолинии при наличии плоской отражающей поверхности [4, 5].

$$h_{mn} = \sqrt{D_m^t} \sqrt{D_n^r} F_m^t(\theta_{0mn}^t, \varphi_{0mn}^t) F_n^r(\theta_{0mn}^r, \varphi_{0mn}^r) \Gamma_{mn} V_{mn}.$$

Индексы « t », « m » и « r », « n » относятся к m -му передатчику и n -му приемнику соответственно; индекс «0» относится к прямому лучу. Все компоненты формулы должны быть вычислены на рабочей длине волны передающего элемента λ_m^t ; D_m^t и D_n^r — максимальные значения коэффициентов направленного действия; $F_m^t(\theta_{0mn}^t, \varphi_{0mn}^t)$ и $F_n^r(\theta_{0mn}^r, \varphi_{0mn}^r)$ — амплитудные диаграммы направленности; Γ_{mn} — множитель учитывающий ослабление сигнала при распространении, степень рассогласования по поляризации, а также затухание, вызванное омическими потерями в линиях передачи и рассогласованием антенных элементов и линий передачи; V_{mn} — множитель влияния среды, учитывающий все механизмы многолучевого распространения: отражение, прохождение и дифракцию.

Для сохранения максимальной общности рассматриваемой модели положение препятствия в допустимой области изменялось случайным образом по равномерному или нормальному закону распределения без изменения его формы и размера. Математическое ожидание и дисперсия координат задавались такими, чтобы препятствие не выходило за пределы рассматриваемой области. Материалом поверхностей помещения принят кирпич с относительной диэлектрической проницаемостью 4,4-j0,18.

При решении задачи использован алгоритм трехмерной трассировки для анализа многолучевого распространения в помещении, предложенный в [6]. На рис. 2 приведены полученные на его основе реализации распределения интенсивности поля, излученного каждым из элементов системы, в горизонтальном сечении помещения на высоте расположения передатчика. Здесь каждый столбец рисунков соответствует одному из передатчиков $T \times 1$ — $T \times 4$, а каждая строка — одному из случайных положений препятствия. Полученные результаты показывают, что положение препятствия существенным образом сказывается на формировании областей с различным затуханием сигнала.

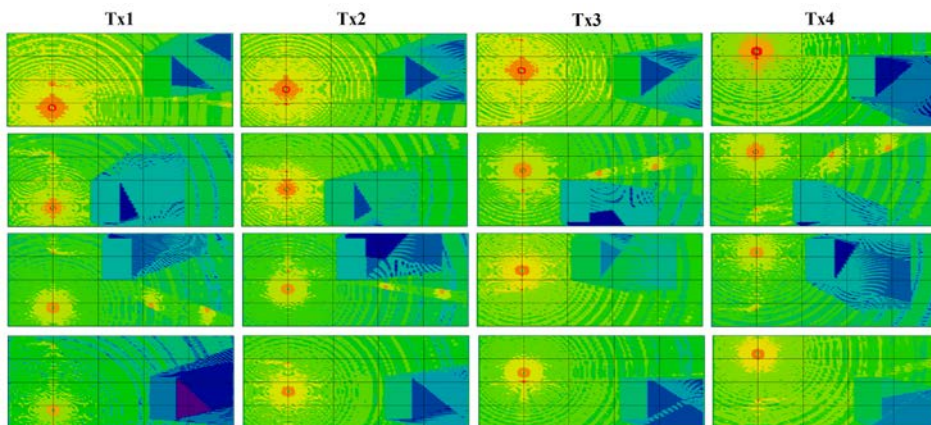


Рис. 2. Распределение интенсивности поля каждого передатчика при различных положениях препятствия.

Fig. 2. The field intensity distribution for each transmitter and different positions of the obstacle

3. Статистическая оценка влияния положения препятствия на элементы канальной матрицы

В работе исследовано влияние положения препятствия на величину принятого каждым приемником системы ММО сигнала. На рис. 3 и рис. 4 приведены реализации изменения амплитуды поля, излученного каждым передатчиком, в точках расположения каждого из приемников при 100 случайных положениях препятствия для равномерного (рис. 3) и нормального (рис. 4) законов распределения положения препятствия.

Произведена статистическая обработка результатов расчета интенсивности поля, соответствующей величине коэффициента передачи каждого канала. В работе рассчитано значение математического ожидания элементов канальной матрицы, то есть модулей коэффициентов передачи с каждого передающего элемента на каждый приемный элемент (таблица 1). В таблице указаны координаты положения передающих и приемных элементов антенных систем ММО. Для сравнения в таблице также приведено значение амплитуды коэффициента передачи по соответствующему каналу при отсутствии препятствия на пути сигнала (выделено серым цветом).

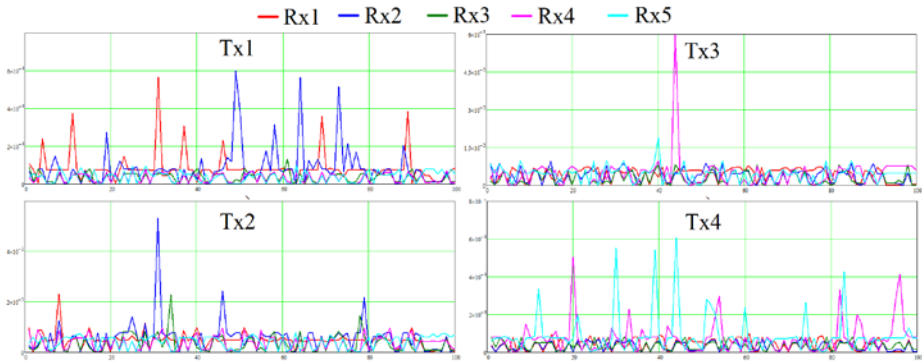


Рис. 3. Амплитуда принятого поля при перемещении препятствия по равномерному закону.

Fig. 3. Amplitude of the received field when changing the position of the obstacle according to the uniform law

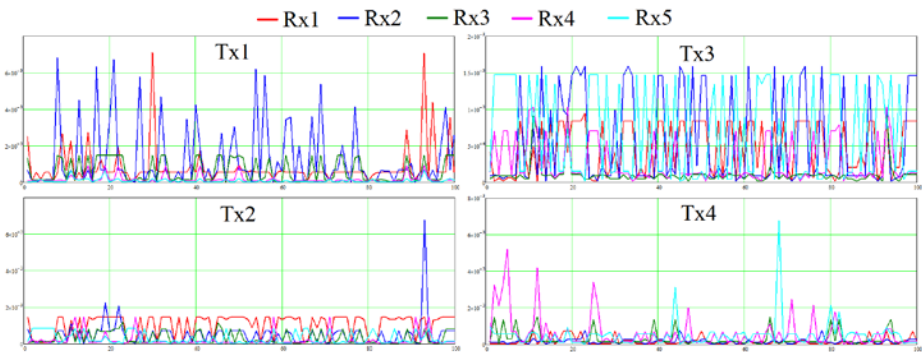


Рис. 4. Амплитуда принятого поля при перемещении препятствия по нормальному закону.

Fig. 4. Amplitude of the received field when changing the position of the obstacle according to the normal law

Кроме того рассчитаны среднеквадратическое отклонение значения элементов канальной матрицы (таблица 2) и степень асимметрии полученных значений (таблица 3). Во всех таблицах приведены результаты, полученные при изменении положения препятствия по равномерному закону. Для нормального закона результаты аналогичны.

Табл. 1. Математическое ожидание величины элементов канальной матрицы
при изменении положения препятствия по равномерному закону

Table 1. Mathematical expectation of the channel matrix elements when using the uniform law

	Rx1 (32; 2; 1,5)	Rx2 (32; 6; 1,5)	Rx3 (32; 10; 1,5)	Rx4 (32; 14; 1,5)	Rx5 (32; 18; 1,5)
Tx1 (8; 4; 3)	$8,617 \cdot 10^{-4}$	$8,33 \cdot 10^{-4}$	$3,522 \cdot 10^{-4}$	$3,052 \cdot 10^{-4}$	$3,885 \cdot 10^{-4}$
	$8,337 \cdot 10^{-4}$	$6,858 \cdot 10^{-4}$	$5,972 \cdot 10^{-4}$	$7,336 \cdot 10^{-4}$	$10,21 \cdot 10^{-4}$
Tx2 (8; 8; 3)	$4,806 \cdot 10^{-4}$	$5,597 \cdot 10^{-4}$	$3,388 \cdot 10^{-4}$	$3,565 \cdot 10^{-4}$	$4,193 \cdot 10^{-4}$
	$5,674 \cdot 10^{-4}$	$7,65 \cdot 10^{-4}$	$7,568 \cdot 10^{-4}$	$5,277 \cdot 10^{-4}$	$7,839 \cdot 10^{-4}$
Tx3 (8; 12; 3)	$4,485 \cdot 10^{-4}$	$3,919 \cdot 10^{-4}$	$2,794 \cdot 10^{-4}$	$4,668 \cdot 10^{-4}$	$4,641 \cdot 10^{-4}$
	$7,839 \cdot 10^{-4}$	$5,277 \cdot 10^{-4}$	$7,568 \cdot 10^{-4}$	$7,65 \cdot 10^{-4}$	$5,674 \cdot 10^{-4}$
Tx4 (8; 16; 3)	$4,069 \cdot 10^{-4}$	$3,276 \cdot 10^{-4}$	$3,358 \cdot 10^{-4}$	$7,261 \cdot 10^{-4}$	$9,044 \cdot 10^{-4}$
	$10,21 \cdot 10^{-4}$	$7,336 \cdot 10^{-4}$	$5,972 \cdot 10^{-4}$	$6,858 \cdot 10^{-4}$	$8,337 \cdot 10^{-4}$

Табл. 2. Среднеквадратическое отклонение элементов канальной матрицы
при изменении положения препятствия по равномерному закону

Table 2. Standard deviation of the channel matrix elements when using the uniform law

	Rx1 (32; 2; 1,5)	Rx2 (32; 6; 1,5)	Rx3 (32; 10; 1,5)	Rx4 (32; 14; 1,5)	Rx5 (32; 18; 1,5)
Tx1 (8; 4; 3)	$8,13 \cdot 10^{-4}$	$10,53 \cdot 10^{-4}$	$2,504 \cdot 10^{-4}$	$2,508 \cdot 10^{-4}$	$2,886 \cdot 10^{-4}$
Tx2 (8; 8; 3)	$2,997 \cdot 10^{-4}$	$6,41 \cdot 10^{-4}$	$3,568 \cdot 10^{-4}$	$2,94 \cdot 10^{-4}$	$2,505 \cdot 10^{-4}$
Tx3 (8; 12; 3)	$2,534 \cdot 10^{-4}$	$2,754 \cdot 10^{-4}$	$2,6 \cdot 10^{-4}$	$6,278 \cdot 10^{-4}$	$3,005 \cdot 10^{-4}$
Tx4 (8; 16; 3)	$2,993 \cdot 10^{-4}$	$2,451 \cdot 10^{-4}$	$2,438 \cdot 10^{-4}$	$8,325 \cdot 10^{-4}$	$10,78 \cdot 10^{-4}$

Табл. 3. Асимметрия элементов канальной матрицы
при изменении положения препятствия по равномерному закону

Table 3. Skewness of the channel matrix elements when using the uniform law

	Rx1 (32; 2; 1,5)	Rx2 (32; 6; 1,5)	Rx3 (32; 10; 1,5)	Rx4 (32; 14; 1,5)	Rx5 (32; 18; 1,5)
Tx1 (8; 4; 3)	3,673	3,15	0,722	0,27	0,094
Tx2 (8; 8; 3)	2,212	4,502	2,031	0,485	-0,612
Tx3 (8; 12; 3)	-0,724	0,232	0,705	6,833	0,985
Tx4 (8; 16; 3)	0,014	0,077	0,436	2,739	3,155

4. Заключение

Результаты моделирования показывают, что при наличии препятствия на пути сигнала амплитуда коэффициента передачи как правило

уменьшается в несколько раз по сравнению с отсутствием препятствия, хотя при этом порядок величины остается неизменным. Однако для некоторых каналов амплитуда коэффициента передачи при наличии препятствия наоборот выше, чем при его отсутствии. Это объясняется тем, что многолучевое распространение сигналов формирует интерференционную картину со случайным распределением максимумов и минимумов уровня сигнала.

Анализ полученных результатов показал, что среднеквадратическое отклонение амплитуды коэффициента передачи и математическое ожидание являются величинами одного порядка. Следовательно, значения элементов канальной матрицы имеют существенный разброс, соизмеримый с величиной математического ожидания.

Список литературы

- [1] Foschini G.J., Gans V.J. On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas // *Wireless Personal Communications*. 1998. No. 3. pp. 311-335.
- [2] Слюсар В. Системы ММО: принципы построения и обработка сигналов // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес*. 2005. № 8. С. 52-58.
- [3] Panychev A.I., Vaganova A.A., Kisel N.N. Estimation of the Transmission Coefficients of a MIMO System Radio Channel Indoors // *Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). Proceedings*. Moscow, Russia, 14-16 March, 2018.
- [4] Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ // М.: Высш. шк., 1988. – 432с.
- [5] Петров Б.М. Электродинамика и распространение радиоволн // М.: Радио и связь, 2000. – 559с.
- [6] Panychev A.I., Vaganova A.A. Efficient three-dimensional ray tracing and electromagnetic field intensity estimation algorithm for WLAN // *East-West Design & Test Symposium (EWDTS - 2017)*, Novi Sad, Serbia, 29 Sept.-2 Oct. 2017.

References

- [1] Foschini G.J., Gans V.J. On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas. *Wireless Personal Communications*. 1998. No. 3. pp. 311-335.
- [2] Sljusar V. [MIMO systems: principles of construction and signal processing]. *Elelektronika: Nauka, Tehnologija, Biznes*. 2005. № 8. pp. 52-58. (In Russian).
- [3] Panychev A.I., Vaganova A.A., Kisel N.N. Estimation of the Transmission Coefficients of a MIMO System Radio Channel Indoors. *Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). Proceedings*. Moscow, Russia, 14-16 March, 2018.
- [4] Sazonov D.M. [Antennas and microwave devices]. M.: Vyssh. Shk., 1988. – 432 p. (In Russian).
- [5] Petrov B.M. [Electrodynamics and propagation of radio waves]. M.: *Radio i svyaz'*, 2000. – 559 p. (In Russian).
- [6] Panychev A.I., Vaganova A.A. Efficient three-dimensional ray tracing and electromagnetic field intensity estimation algorithm for WLAN. *East-West Design & Test Symposium (EWDTS - 2017)*, Novi Sad, Serbia, 29 Sept.-2 Oct. 2017.

Differentially coherent binary information transmission scheme based on chaotic radio pulses

¹Dmitriev A.S., ¹Mokhseni T.I., ²Sierra-Teran K.M.

¹Kotelnikov Institute of Radio-engineering and Electronics of RAS
Moscow, 125009, Russian Federation
chaos@cplire.ru

²Moscow Institute of Physics and Technology
Dolgoprudny, 141701, Russian Federation
chaos@cplire.ru

Abstract: In this work a differentially coherent binary information transmission scheme that uses chaotic radio pulses as carriers is proposed and analyzed. The developed scheme is easier to implement comparing to known analogs as it contains short-time delay elements. A computer-based simulation of the transmission process was implemented. An estimation of the noise immunity performance was calculated over additive white Gaussian noise (AWGN) channel.

Keywords: differentially coherent modulation, correlation, ultra-wideband chaotic radio pulse, information transmission.

Схема относительной передачи двоичной информации на основе сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов

¹Дмитриев А.С., ¹Мохсени Т.И., ²Сьерра-Теран К.М.

¹Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
г. Москва, 125009, Российская Федерация
chaos@cplire.ru

²Московский физико-технический институт
г. Долгопрудный, 141701, Российская Федерация
chaos@cplire.ru

Аннотация: Предложена и исследована схема относительной передачи двоичной информации, использующая в качестве носителя хаотические импульсы. Схема содержит элементы задержки только с малой длительностью, что упрощает ее практическую реализацию в микроволновом диапазоне частот по сравнению с известными аналогами. Проведено компьютерное моделирование процесса передачи и даны оценки помехоустойчивости в каналах с белым шумом.

Ключевые слова: относительная модуляция, корреляция, сверхширокополосный, хаотический радиоимпульс, передача информации.

1. Введение

В докладе предлагается и исследуется новая схема передачи информации с использованием в качестве несущего сигнала динамического хаоса. Предлагаемая схема относится к классу схем с относительным методом передачи [1].

Идея использования относительных методов передачи с применением хаотических сигналов возникла в середине 90-х годов, когда выяснилось, что использование хаотической синхронизации в системах передачи информации, выдвигает очень жесткие требования к качеству каналов, и точности исполнения передатчиков и приемников. Были предложены как минимум две такие схемы DCSK [2] и CDSK [3]. Первая из них стала достаточно популярной и подробно исследовалась как самими авторами, так и их последователями. Однако она не получила практического развития и применения из-за присутствия в ней элементов с большими временными задержками, которые в аналоговом виде до сих пор нереализуемы в дешевом и компактном варианте.

Поэтому единственным реализованным способом создания беспроводных средств связи на сегодняшний день является прямохаотическая схема связи, где в качестве носителя информации используются хаотические радиоимпульсы [4,5]. Вместе с тем по мере развития средств и элементов для хаотических систем связи, возрастает интерес к расширению практически реализуемых схем.

2. Выбор хаотической несущей

В исходной прямохаотической схеме связи [4-5] в качестве носителя информации используются хаотические импульсы, находящиеся на определенных временных позициях внутри битовых интервалов. Наличие хаотического радиоимпульса на такой позиции означает передачу «1», а его отсутствие – передачу «0». Оставшаяся часть битового интервала используется как защитная пауза, например, при наличии эффектов многолучевого распространения.

В предлагаемой ниже схеме для передачи информации также использован поток хаотических радиоимпульсов с защитными паузами между ними. Однако при этом используется другая (относительная) модуляция импульсов информационными сигналами.

Перед тем, как перейти к описанию схемы передачи, отметим, что в реальных прямохаотических средствах связи используются хаотические радиоимпульсы с большой базой $B = 2\Delta F\Delta T$ или коэффициентом процес-

синга $K = \Delta F \Delta T$, где ΔF – полоса несущего информацию сигнала, а ΔT – его длительность. Обычно база имеет величину 100 и более. Это означает, что время автокорреляции хаотических радиопульсов мало и составляет незначительную часть от их длительности. Если, например, использовать сверхширокополосные хаотические сигналы в микроволновом диапазоне частот, то при полосе несущего сигнала 2 ГГц (рис. 1), время его автокорреляции составляет менее наносекунды (рис. 2). Сдвинутый на такой или больший интервал времени хаотический сигнал будет практически ортогонален исходному сигналу. Задержки с подобными временами запаздывания легко и компактно реализуются, например, с помощью тонких микроволновых кабелей с длиной в несколько десятков сантиметров.

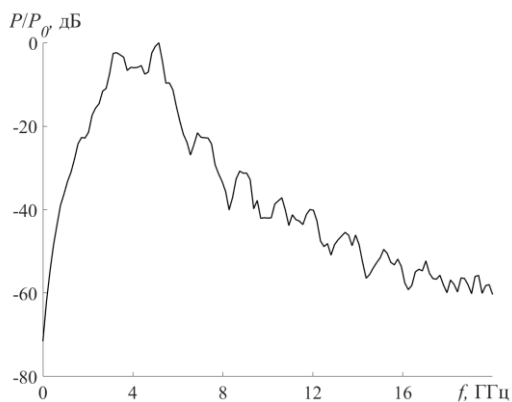


Рис. 1. Спектр хаотического сигнала источника

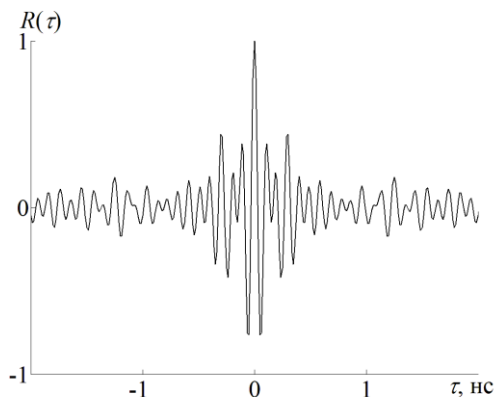


Рис. 2. Автокорреляционная функция хаотического сигнала источника

3. Структура схемы относительной передачи информации

Передатчик схемы состоит из источника хаотических радиоимпульсов (ИХР), делителя (Д), модулятора (М), управляемого внешним информационным сигналом; задержки (З) на время τ , превышающее время автокорреляции сигнала; сумматора (С) и передающей антенны. Источник хаотических радиоимпульсов формирует импульсы длительностью $T_{и}$; промежутки между импульсами (защитные интервалы) имеют длительность $T_{зи}$. Каждый импульс поступает в делитель, после которого попадает в два канала. В первом канале его модулируют информационным сигналом путем умножения на ± 1 , а во втором канале задерживают на время τ . Умножение на $+1$ соответствует передаче «1», умножение на -1 - передаче «0». После этого сигналы суммируют, суммарный сигнал усиливают, он поступает в антенну и излучается. При этом длина излучаемого суммарного импульса равна $T_{из} = T_{и} + \tau$. Схема передатчика представлена на рис. 3.

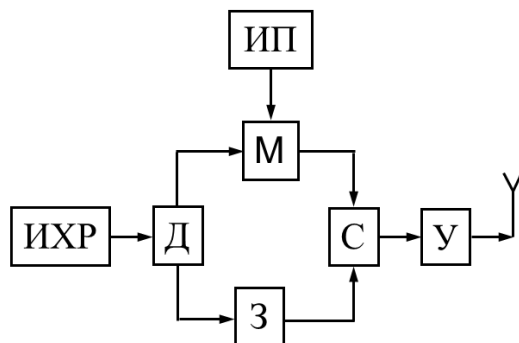


Рис. 3. Блок-схема передатчика: ИХР – источник хаотических радиоимпульсов, Д – делитель, М – модулятор, ИП – информационный поток, З – задержка, С – сумматор

Приемник состоит из антенны, малошумящего усилителя (МШУ), делителя (Д), задержки (З) на время τ , перемножителя (П), интегратора (И) и порогового устройства (ПУ). Принятый антенной сигнал усиливают до нужного уровня в МШУ, делят пополам и подают в два канала. В первом канале никаких действий с сигналом не производят, и он поступает на перемножитель. Во втором канале сигнал задерживают на время τ , после чего он также поступает на перемножитель. Заметим, что длительность импульса, полученного путем перемножения импульсов, поступивших на перемножитель равна $T_{и}$. Импульс, полученный с выхода перемножителя, интегрируется в течение времени $T_{и}$. Затем сигнал поступает на пороговое устройство с нулевым порогом. Если поступивший сигнал больше нуля, то

пороговое устройство фиксирует прием «1», если же он меньше нуля, то фиксируется прием «0». Схема приемника представлена на рис. 4.

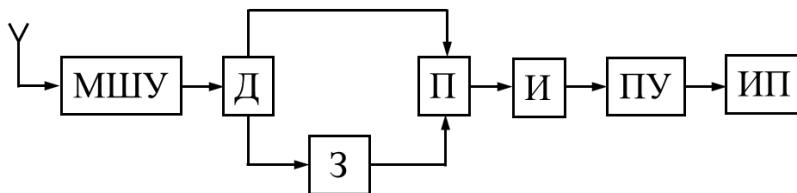


Рис. 4. Блок-схема приемника: МШУ – малошумящий усилитель, Д – делитель, З – задержка, П – перемножитель, ПУ – пороговое устройство, ИП – информационный поток

4. Заключение

Предложенная в работе схема передачи информации, использующая в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы, относится к классу схем с относительной передачей. В отличие от популярной схемы DCSK в предложенной схеме используются задержки значительно меньшей длительности, что облегчает ее практическую реализацию в микроволновом диапазоне частот. Например, требуемые для схемы задержки при полосе сигнала 1 ГГц и составляют 1-2 наносекунды, и могут быть выполнены отрезках современных кабелей длиной до 50 см.

Следует отметить, что в предлагаемой схеме даже при отсутствии внешних помех вероятность ошибки на принимаемый бит не равна нулю. Это вызвано помехой, обусловленной задержанными относительно друг друга компонентами полезного сигнала. Однако расчеты показывают, что при достаточно больших базах (начиная со 100) этот фактор уже практически не сказывается на свойствах системы, а именно такие базы сигналов и представляют интерес для практических приложений.

Важным свойством схемы является также нулевой порог принятия решения.

Список литературы

- [1] Петрович Н.Т., Размахнин М.К. Системы связи с шумоподобными сигналами / под ред. И.К. Ганина. М.: Советское радио, 1969. 232 с.
- [2] Kolumban G., Kennedy M.P., Chua L.O. The role of synchronization in digital communications using chaos – II: Chaotic modulation and chaotic synchronization // IEEE Trans. Circuits Sys. I. 1998. V. 45. № 11. P. 1129-1140.
- [3] Sushchik M., Tsirming L., Volkovskii A. Performance analysis of correlation-based communication schemes utilizing chaos // IEEE Trans. Circuits Sys. 2000. V. 47. № 12. P. 1684-1691.

[4] Dmitriev A.S., Kyarginsky B.Ye., Panas A.I., Starkov S.O. Experiments on direct chaotic communications in microwave band // *International Journal of Bifurcation and Chaos*. 2003. V. 13. № 6. P. 1495-1507.

[5] Дмитриев А.С., Герасимов М.Ю., Ицков В.В., Лазарев В.А., Попов М.Г., Рыжов А.И. Активные беспроводные сверхширокополосные сети на основе хаотических радиоимпульсов // *Радиотехника и Электроника*. 2017. Т. 62. № 4. С. 354-363.

References

[1] Petrovich N.T., Razmahnin M.K. Communication systems based on noise-like signals (ed. By I.K. Ganin). Moscow, Sovetskoe Radio Publ., 1969. 232 p. (In Russian).

[2] Kolumban G., Kennedy M.P., Chua L.O. The role of synchronization in digital communications using chaos – II: Chaotic modulation and chaotic synchronization. *IEEE Trans. Circuits Sys. I*, 1998, vol. 45, no. 11, pp. 1129-1140.

[3] Sushchik M., Tsirning L., Volkovskii A. Performance analysis of correlation-based communication schemes utilizing chaos. *IEEE Trans. Circuits Sys.*, 2000, vol. 47, no. 12, pp. 1684-1691.

[4] Dmitriev A.S., Kyarginsky B.Ye., Panas A.I., Starkov S.O. Experiments on direct chaotic communications in microwave band. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 2003, vol. 13, no. 6, pp. 1495-1507.

[5] Dmitriev A.S., Gerasimov M.Yu., Itskov V.V., Lazarev V.A., Popov M.G., Ryzhov A.I. [Active wireless ultra-wideband networks based on chaotic radio pulses]. *Journal of Communication Technology and Electronics*, 2017. vol. 62, no. 4, pp. 354-363. (In Russian).

Обнаружение и различение сигналов, моделируемых авторегрессиями с изменяющимися свойствами

¹Андрянов Н.А., ¹Гаврилина Ю.Н.

¹ Ульяновский государственный технический университет
г. Ульяновск, 432027, Российская Федерация
nikita-and-nov@mail.ru

Аннотация: Доклад посвящен модуляции и передаче таких сигналов, которые, во-первых, не носят ярко выраженный гармонический характер, во-вторых, являются случайными процессами. Основой для управления могут аналогично послужить параметры случайного процесса. При этом реализуется модель с изменяющимися параметрами. В работе рассматривается процесс модуляции последовательностей информации дважды стохастическими авторегрессиями, а также выполняется синтез и анализ обнаружителя и распознавателя (демодулятора) таких сигналов.

Ключевые слова: авторегрессия, обнаружение и различение, модуляция, дважды стохастические модели

1. Введение

Современные системы связи используют множество различных видов модуляции. В основном все они базируются на применении гармонических сигналов [1-3] и управлении их параметрами. Последовательности символов, как известно, в таком случае на модуляторе превращаются в гармонические сигналы с разной амплитудой, фазой или частотой. В процессе демодуляции на приемнике сравнивается полученный сигнал и его ожидание для конкретного символа. Например, в демодуляторах могут использоваться алгоритмы, вычисляющие меру корреляционного сходства двух сигналов и принимающие решение после сравнения данной меры с вычисленным порогом.

Вместе с тем продолжающиеся в статистической радиотехнике исследования позволяют использовать в ряде различных задач случайные процессы (СП). В частности, были предложены дважды стохастические авторегрессионные модели [4-8], которые могут быть удачно применены при описании нестационарных во времени сигналов и неоднородных в пространстве полей.

2. Дважды стохастическая модель для модуляции

Рассмотрим следующую схему модуляции, которая не вызывает сложностей при передаче информации в случае применения генераторов случайных последовательностей [9]:

1) если необходимо передать символ "0", тогда на определенном временном интервале (длина последовательности) необходимо реализовать модель вида

$$x_i = \rho_0 x_{i-1} + \sqrt{\sigma_x^2 (1 - \rho_0^2)} \xi_i, \quad (1)$$

где ρ_0 - корреляционный параметр для модуляции "0"-го бита, σ_x^2 - дисперсия моделируемого СП, ξ_i - случайная добавка, ее математическое ожидание равно нулю, а дисперсия равна единице, i - длина последовательности, отведенной для передачи одного бита.

2) если необходимо передать символ "1", тогда необходимо лишь заменить параметры в модели (1) и получить модель следующего вида

$$x_i = \rho_1 x_{i-1} + \sqrt{\sigma_x^2 (1 - \rho_1^2)} \xi_i, \quad (2)$$

где ρ_1 - корреляционный параметр для модуляции "1"-го бита, σ_x^2 - дисперсия моделируемого СП, ξ_i - случайная добавка, ее математическое ожидание равно нулю, а дисперсия равна единице, i - длина последовательности, отведенной для передачи одного бита.

Модели (1) и (2) полностью передают алгоритм модуляции двоичного сигнала и не вызывают особых сложностей. Интересно, что совокупный сигнал из "0" и "1" будет представлять собой обычную разрывную модель, параметры которой изменяются на определенных интервалах. Очевидно, что наилучшее различение сигналов будет в том случае, если параметры прямо противоположны. Например, при $\rho_0 = -0.99$ и $\rho_1 = 0.99$. Более того, нам достаточно будет использовать передатчик с одной мощностью в обоих случаях.

Известно, что при передаче по каналам связи будут присутствовать помехи. Тем не менее, для исследований интересен и абсолютный случай. Поэтому будет интересно оценить, как работает алгоритм различения и обнаружения по такой схеме в случае идеального канала связи. Таким образом, обнаружение передаваемых символов сопряжено с задачей оценивания корреляционных параметров на участке модулированного сигнала, соответствующего длительности одного бита.

3. Эффективность различения сигналов

Проведем исследования по модуляции и демодуляции сигналов в случае использования моделей (1) и (2).

На рис. 1 представлен пример моделирования последовательности для передачи сигнала "1001". При этом продолжительность одного бита равна 100 отсчетам. Для модуляции "0" используется отрицательная корреляция $\rho_0 = -0.9$, а для модуляции "1" используется положительная корреляция $\rho_1 = 0.9$.

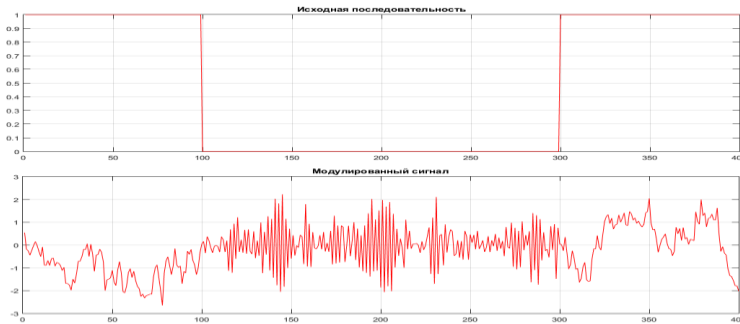


Рис. 1. Последовательность бит на передатчике и результат модуляции

Анализ рис. 1 показывает, что предложенный метод позволяет отойти от гармонических сигналов при модуляции. При этом в процессе демодуляции необходимо выполнить следующие оценки последовательно на каждом из участков модуляции

$$\hat{\rho}_j = \frac{1}{\hat{\sigma}_{jx}^2 (M-1)} \sum_{i=1}^{M-1} (x_{ji} - \hat{m}_{xj})(x_{ji+1} - \hat{m}_{xj}), \quad (3)$$

где используются оценки среднего значения и дисперсии, полученные по выборке для конкретного бита.

Соответственно дальше по полученным оценкам необходимо выполнить демодуляцию, связанную с обнаружением на заданном участке "0" или "1".

На рис. 2 показан процесс демодуляции по полученным с помощью выражения (3) оценкам. При этом пороговым значением в данном случае считается величина $\frac{\rho_0 + \rho_1}{2}$. Если оценка больше данной величины, то принимается решение о том, что передавалась "1". В противном случае, принимается решение о передаче "0".

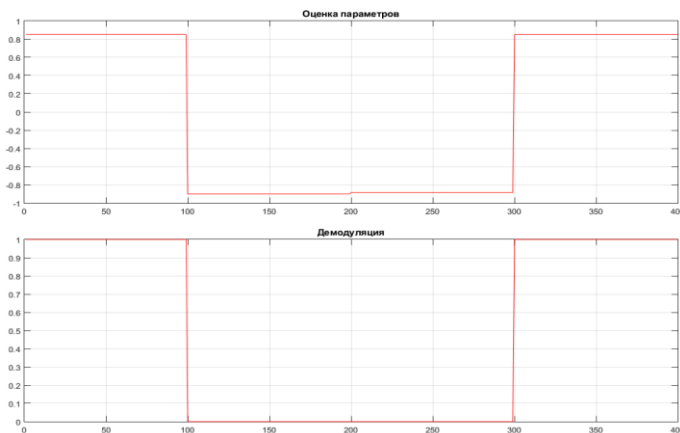


Рис. 2. Оценка параметров и результат демодуляции

4. Заключение

Таким образом, полученные результаты показывают, что для случая хорошо отделенных значений параметров предложенный алгоритм эффективно справляется с поставленной задачей. Кроме того, для предложенных моделей существуют оптимальные и квазиоптимальные алгоритмы фильтрации, что позволит выполнять различение также и в условиях помех. Поэтому применение сигналов с изменяющимися параметрами может стать интересно для решения задачи обнаружения и различения сигналов.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований №18-31-00056 мол-а.

Список литературы

- [1] Кулешов В.Н., Удалов Н.Н., Богачев В.М. и др. Генерирование колебаний и формирование радиосигналов. — М.: МЭИ, 2008. — 416 с.
- [2] Самохин В. П., Киндяков Б. М. Памяти Эдвина Армстронга (18.12.1890—31.01.1954) // Наука и образование. — 2014.
- [3] Кузнецов А.П., Курулев А.П., Батура М.П.. Теория электрических цепей. — Минск, 2015. — 413 с.
- [4] Андриянов Н.А., Дементьев В.Е. Восстановление сигнала с использованием смешанной АР-модели // Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем. 2014. № 1 (9). С. 64-66

- [5] Vasil'ev K.K., Dement'ev V.E., Andriyanov N.A. Application of mixed models for solving the problem on restoring and estimating image parameters // Pattern Recognition and Image Analysis (Advances in Mathematical Theory and Applications). 2016. V. 26. № 1. P. 240-247
- [6] Васильев К.К., Дементьев В.Е., Андриянов Н.А. Сравнительный анализ точечного прогнозирования дважды стохастической и авторегрессионных моделей // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2016. Т. 6. № 2. С. 290-294.
- [7] Андриянов Н.А., Васильев К.К., Дементьев В.Е. Эффективность прогноза в точку на фоне дважды стохастической последовательности // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2016. Т. 6. № 2. С. 196-200.
- [8] Андриянов Н.А., Кутузов В.И. Применение алгоритма обнаружения одномерных протяженных аномалий к смешанным моделям случайных полей // Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем. 2016. № 1 (10). С. 123-127
- [9] Андриянов Н.А., Гаврилина Ю.Н. Обнаружение двоичных символов на основе модуляции дважды стохастическими моделями // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2018. С. 213-215

Определение вероятностных характеристик дальномерного и информационного радиоканалов системы ПРМГ

¹Ершов Г.А., ²Недобежкин М.И., ¹Синицын Е.А., ¹Фридман Л.Б.

¹АО «ВНИИРА» («Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры»)

г. С-Петербург, 192012, Российская Федерация

FridmanLB@vniira.ru

²ФГБУ «ЦНИИ ВВС» («Центральный научно-исследовательский институт военно-воздушных сил МО РФ»)

Московская область, г. Щёлково, 141103, Российская Федерация

Аннотация: Рассматривается алгоритм определения вероятностных характеристик обнаружения кодовых групп импульсов по вероятностным характеристикам, заданным для случая приёма одиночного импульса. Приводится алгоритм и результаты расчёта вероятностных характеристик дальномерного и информационного каналов посадочной радиомаячной группы по заданным характеристикам приёмных устройств (вероятностям правильного обнаружения и ложных тревог для случая приёма одиночного импульса). Приведён способ решения обратной задачи: определение вероятностных характеристик приёмных устройств, обеспечивающих требуемые вероятностные характеристики дальномерного и информационного каналов.

Ключевые слова: посадочная радиомаячная группа, вероятность правильного обнаружения, вероятность ложных тревог, интервально-временное кодирование, запросный сигнал дальности

1. Введение

Основными показателями качества приёмных устройств систем радионавигации и радиолокации являются вероятностные характеристики, которые обычно задаются для случая приёма одиночного импульса. Однако при передаче сигналов дальномерного канала посадочных радиомаячных групп используются двухимпульсные коды. Разрабатываемая в настоящее время в АО «ВНИИРА» новая посадочная радиомаячная группа (ПРМГ) отличается встраиванием в дальномерный канал дополнительного информационного радиоканала для обмена данными между наземным и бортовым оборудованием при заходе самолётов на посадку путем использования многоимпульсных кодовых групп со сложной логикой декодиро-

вания. Для оценки эффективности дальномерного и информационного каналов требуется определить вероятности правильного обнаружения и ложных тревог для кодовых групп импульсов указанных каналов. Важным вопросом является также решение обратной задачи: по заданным вероятностным характеристикам дальномерного и информационного каналов определить требования к приёмным устройствам (вероятности правильного обнаружения и ложных тревог для случая приёма одиночного импульса).

2. Вероятности ошибок при действии посторонних, не коррелированных с сигналом помех

В данной работе рассматриваются одночастотные радиосигналы с пассивной паузой, состоящие из нескольких радиоимпульсов равной длительности. Определённые, известные в месте приёма временные интервалы (задержки) между радиоимпульсами образуют коды, а способ кодирования получил в радиолокации название интервально-временного (или интервального). В настоящее время сигналы с интервально-временным кодированием (ИВК) применяются во вторичных радиолокационных системах УВД и радиотехнических системах ближней навигации [1, 2].

При использовании сигналов с ИВК подавление помехой хотя бы одного импульса полезного сигнала, а также появление ложных импульсов на кодовых интервалах полезного сигнала приводит к ошибкам – пропускам и ложным тревогам.

Предположим, что помеха стационарна, не обладает последствием и статистически и структурно независима от полезного сигнала. Полезный сигнал состоит из n импульсов, а порог (логика) дешифратора равен k , т.е. для декодирования на вход дешифратора должны поступить, по крайней мере, k из n импульсов кода.

Вероятность пропуска, т.е. условная вероятность того, что при поступлении полезного сигнала будет подавлено помехой не менее $n - k + 1$ импульсов, согласно [3]

$$p_{np} = \sum_{r=n-k+1}^n C_n^r p_{10}^r (1 - p_{10})^{n-r}, \quad (1)$$

где p_{10} - вероятность подавления помехой одного импульса полезного сигнала, зависящая от конкретного вида помехи и её интенсивности.

Тогда вероятность правильного обнаружения полезного сигнала

$$p_{no} = 1 - p_{np} = 1 - \sum_{r=n-k+1}^n C_n^r p_{10}^r (1 - p_{10})^{n-r}.$$

Вероятности ложных тревог определяются несколько сложнее. Используя подход, который был применён в [3] для определения помехоустойчивости дешифратора, можно установить, что для факта ложной тревоги, во-первых, на вход дешифратора должна поступить ложная комбинация из k или более импульсов помехи (необходимое условие) и, во-вторых, эта ложная комбинация должна быть декодирована (выявлена) данным дешифратором (достаточное условие).

Вероятность такого события [3]

$$p_{\text{лт}} = \sum_{r=k}^n C_n^r p_{01}^r (1 - p_{01})^{n-r} p_{\text{дек}}(r), \quad (2)$$

где p_{01} - вероятность появления ложного импульса на входе дешифратора в интервале времени $\delta\tau$, также зависящая от вида и интенсивности помехи;

$p_{\text{дек}}(r) = \left(\frac{\tau_d}{\delta\tau}\right)^{r-1} \cdot \frac{(1+\mu)^r - 1}{\mu}$ - вероятность декодирования дешифратором ложной r -импульсной комбинации; τ_d - длительность импульса в дешифраторе; $\mu = t_{\text{сд}}/\tau_d$; $t_{\text{сд}}$ - период сдвига в дешифраторе.

Вероятность $p_{\text{лт}}$, определяемая в (2), относится к интервалу наблюдения $\delta\tau$.

3. Вероятностные характеристики дальномерного и информационного каналов системы ПРМГ

Ретранслятор дальномера из состава ПРМГ принимает запросные сигналы дальности с борта самолета, совершающего заход на посадку, и излучает (с фиксированной задержкой) ответные сигналы дальности для измерения наклонной дальности на борту самолёта. Сигналы дальномерного канала ПРМГ (запросные и ответные сигналы дальности) представляют собой пару импульсов длительностью $(1,25 \pm 0,15)$ мкс.

Также аппаратура ретранслятора дальномера используется для организации информационного обмена «борт-земля» и «земля-борт». Информационные послышки (ИП) по каналам связи «земля – борт» и «борт – земля» содержат:

- стартовую группу импульсов, представляющих собой четырехимпульсный интервально-временной код, используемый для синхронизации;
- 15 стоповых импульсных групп (стоповых 4-х импульсных ИВК-сигналов), используемых для передачи информации 32-битными подциклами.

Декодирование стартовой группы импульсов должно выполняться по логике дешифратора «4 из 4-х» ($n = k = 4$); стоповых импульсных групп – по логике «3 из 4-х» ($n = 4$; $k = 3$).

Для запросных и ответных сигналов дальности (пара импульсов) $n = k = 2$. В этом случае нахождение вероятности правильного обнаружения является тривиальной задачей: $p_{по} = (1 - p_{10})^2$. Вероятность ложных тревог находится с использованием выражения (2), которое в данном случае упростится до

$$p_{лт2} = p_{01}^2 p_{дек}(2) = p_{01}^2 \cdot \frac{\tau_d}{\delta\tau} \cdot \frac{(1 + \mu)^2 - 1}{\mu} = p_{01}^2 \cdot \frac{\tau_d}{\delta\tau} \cdot \frac{(1 + t_{сд}/\tau_d)^2 - 1}{t_{сд}/\tau_d}. \quad (3)$$

Из (3) следует, что вероятность ложных тревог при обнаружении кодовой группы (пары импульсов) дальномерного канала пропорциональна квадрату вероятности ложных тревог при обнаружении одиночного импульса.

На рис. 1 приведена зависимость $p_{лт2}(p_{01})$ при $\tau_d = 0,75$ мкс, $\delta\tau = 1$ мкс, $t_{сд} = 0,25$ мкс. При других параметрах дешифратора зависимость будет отличаться от представленной на рис. 1.

Очевидно, что для ИП «земля-борт» и «борт-земля» вероятность ложных тревог пренебрежимо мала, т.к. при их передаче используется большое количество импульсов и проверочный подцикл (контрольная сумма). В то же время, нахождение вероятности правильного обнаружения ИП интуитивным путём затруднительно, поэтому воспользуемся (1):

$$p_{np\ старт} = \sum_{r=1}^4 C_4^r p_{10}^r (1 - p_{10})^{4-r}; \quad p_{np\ стоп} = \sum_{r=2}^4 C_4^r p_{10}^r (1 - p_{10})^{4-r}.$$

Тогда вероятность правильного обнаружения ИП будет иметь вид

$$p_{по\ ИП} = (1 - p_{np\ старт}) \cdot (1 - p_{np\ стоп})^{15} = (1 - \sum_{r=1}^4 C_4^r p_{10}^r (1 - p_{10})^{4-r}) (1 - \sum_{r=2}^4 C_4^r p_{10}^r (1 - p_{10})^{4-r})^{15}. \quad (4)$$

Вероятность приёма одного импульса полезного сигнала выразим через p_{10} : $p_{но10} = 1 - p_{10}$.

Как следует из рис. 2, приемлемые значения вероятности правильного обнаружения ИП ($p_{по\ ИП} > 0,7$) достигаются лишь при $p_{но10} > 0,95$. Таким образом, для эффективного функционирования информационного канала вероятностные характеристики приёмных устройств должны быть достаточно высокими.

Обратная задача (определение p_{01} и p_{10} по заданным вероятностным характеристикам дальномерного и информационного каналов) решается сле-

дующим образом. В (3) и (4) подставляют соответственно p_{01} и p_{10} и находят $p_{л2}$ и $p_{ноИП}$. Затем подбирают (путём последовательного приближения) значения p_{01} и p_{10} , при которых $p_{л2}$ и $p_{ноИП}$ совпадут (с заданной точностью) с требуемыми значениями. Указанная процедура подбора может выполняться автоматически (при помощи ПК, в случае использования программного кода, реализующего подбор значений $p_{л2}$ и $p_{ноИП}$).

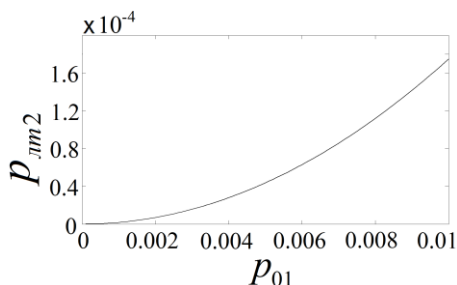


Рис. 1. Вероятность ложных тревог в дальномерном канале

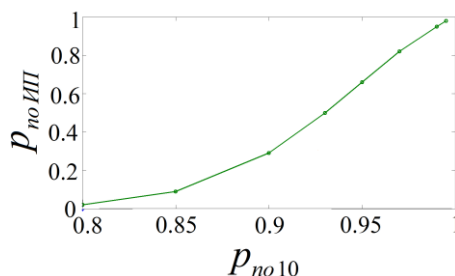


Рис. 2. Вероятность правильного обнаружения информационных посылок

4. Заключение

1 Вероятность ложных тревог при обнаружении кодовой группы дальномерного канала ПРМГ зависит от параметров дешифратора и пропорциональна квадрату вероятности ложных тревог при обнаружении одиночного импульса (которая обычно задаётся в требованиях к приёмным устройствам).

2 Для эффективного функционирования информационного канала вероятностные характеристики приёмных устройств должны быть достаточно высокими (вероятность правильного обнаружения одиночного импульса должна быть не менее 0,95).

Список литературы

- [1] Бакулев П.А. Радиолокационные системы. М.: «Радиотехника», 2004. 320 с.
- [2] Бакулев П. А., Сосновский А.А. Радионавигационные системы: Учебник для вузов, М.: Радиотехника, 2005. 224 с.
- [3] Глобус И.А. Двоичное кодирование в асинхронных системах. М.:Связь, 1972. 108 с.

Amplitude-phase direction finding in passive radars with small-diameter ring arrays

¹Golovkov A.A., ¹Terenteva P.V., ¹Zhuravlev A.G.
Saint-Petersburg State Electrotechnical University "LETI"
St. Petersburg, 197376, Russian Federation
Teterevinsky.pol@gmail.com

Abstract: The results of the development of an antenna system for a mobile passive radar using digital television signals for illuminating targets are presented. A cooperative coarse amplitude algorithm for direction finding and tracking and a precise phase algorithm are proposed that takes into account the interconnection of the emitters of the ring grid. It is shown that for ring digital antenna arrays of small diameter ($D/\lambda \leq 2$), sufficient phase direction finding accuracy is achieved by taking into account the interconnection of three neighboring antenna array radiators.

Keywords: Half-active radar systems, detection and tracking of targets, microwave, antennas.

Амплитудно-фазовая пеленгация целей в пассивных радарх с кольцевыми решетками малого диаметра

¹Головков А.А., ¹Терентьева П.В., ¹Журавлев А.Г.
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
«ЛЭТИ»
г. Санкт-Петербург, 197376, Российская Федерация
Teterevinsky.pol@gmail.com

Аннотация: Представлены результаты разработки антенной системы для мобильного пассивного радара, использующего для подсвета целей сигналы цифрового телевидения. Предлагаются совместно работающие грубый амплитудный алгоритм пеленгации и сопровождения цели и точный фазовый, учитывающий взаимосвязь излучателей кольцевой решетки. Показано, что для кольцевых цифровых антенных решеток малого диаметра ($D/\lambda \leq 2$) достаточная точность фазовой пеленгации достигается при учете взаимосвязи трех соседних излучателей антенной решетки.

Ключевые слова: полуактивные радиолокационные системы, обнаружение и сопровождение целей, СВЧ, антенны.

1. Введение

Суть полуактивной радиолокации [1-2] заключается в том, что на приемной позиции регистрируются сигналы, отраженные от цели, излученные не передатчиком РЛС, а внешним по отношению к системе сторонним передатчиком подсвета. Чаще всего в качестве источников подсвета используют сигналы вещательных (радио- и телевизионных) передатчиков, мобильных телефонных сетей и др., т.е. систем в которых радиоизлучение практически не прерывается. Обнаружение беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), требуют применения именно таких средств маловысотной радиолокации, причем обычно они находятся в густонаселенных территориях и в местах расположения стратегически важных объектов (АЭС, порты и др.).

Дальность до цели в полуактивном локаторе определяется по задержке сигналов отраженного от цели и прямого, пришедшего на антенную систему от источника подсвета вычислением функции взаимной корреляции прямого от источника подсвета (телецентра) и отраженного от цели сигнала. В стационарных полуактивных радарх используются плоские цифровые антенные решетки, в которых с помощью электронного сканирования луча определяются угловые координаты цели.

В стационарных условиях для кругового обзора применяется 4-6 таких ортогональных решеток, каждая из которых содержит 8-16 излучателей, что в L диапазоне приводит к большим габаритам антенной системы, кроме того необходима антенна опорного канала, направленная на источник излучения (телецентр). Решетки такого размера недопустимы в мобильных системах. Для мобильных полуактивных радаров с круговым обзором наиболее подходящей антенной системой является широкополосная цифровая кольцевая решетка малого диаметра, обычно менее 1м. Количество излучателей в таких решетках выбирается нечетным, в нашем случае равном 9 [3], причем необходимо учитывать взаимосвязь соседних излучателей из-за малого диаметра антенной решетки. Фотография решетки со снятой крышкой, предназначенной для приема отраженных от цели сигналов телевидения стандарта DVB-T2 в диапазоне частот 400-790МГц показана на рисунке 1.

Малые поперечные размеры кольцевой решетки и горизонтальная поляризация сигнала не позволяют получить высокую точность определения угловых координат цели за счет электронного сканирования луча, а взаимосвязь излучателей затрудняет использование фазовых методов пеленгации и поэтому приходится использовать комбинацию амплитудных и фазовых методов определения направления на цель.



Рис. 1. Реализация антенной решетки малого диаметра.

Figure 1. Small diameter antenna array

2. Методы сопровождения цели в полуактивном радаре

Для обеспечения точности пеленгования цели $\pm 2^\circ$ была разработана комбинация амплитудного и фазового метода пеленгации цели.

Стандартные методы моноимпульсной амплитудной пеленгации цели с формированием суммарного и разностного в плоскости азимута сигналов [4] оказались неэффективными из-за малых значений ЭПР БПЛА и азимутальной зависимости диаграмм направленности излучателей с горизонтальной поляризацией.

В связи с этим был предложен и экспериментально проверен вариант калибровки полуактивного радара по удаленному неподвижному отражателю с известной ЭПР. При этом антенна поворачивалась с шагом 10° и для каждого ее положения формировался и записывался в память компьютера опорный вектор комплексных значений сигналов на выходах излучателей. В результате в памяти компьютера формировались 36 опорных векторов сигналов с девятью элементами (матрица 9×36), каждый из которых соответствует своему направлению на цель с точностью 10° . При определении пеленга на цель вычисляли функцию взаимной корреляции отраженных от цели сигналов в излучателях и 36 опорных векторов сигналов, записанных для 36 положений БПЛА. Количество опорных векторов определяется вычислительными возможностями компьютера и может быть увеличено. За азимутальное направление положения цели принима-

ется направление, соответствующее опорному вектору с максимальной функции корреляции с принятыми сигналами. После этой операции определялось азимутальное направление на цель с точностью $\pm 7.5^\circ$. Однако при этой операции возникают проблемы ухудшения точности измерения азимутального направления на цель из-за влияния местных отражений из-за маловысотности информационного поля.

При малой дальности до беспилотного аппарата (порядка 0.5-1 км) обычно такая точность оказывается достаточной для передачи информации в устройство наведения на цель видеокамеры и дальнейшего сопровождения цели оптическими средствами. Кроме того, использование амплитудного пеленгования позволяет исключить неоднозначность отсчета азимутального направления на цель и тем разрешить вечную проблему точность-неоднозначность для фазовых методов.

Для повышения точности сопровождения используется фазовый метод уточнения азимутального пеленга цели. Чтобы использовать любой из оптимальных алгоритмов фазовой пеленгации определения направления прихода фронта, отраженной от цели электромагнитной волны, [3] для поиска и сопровождения целей необходимо получить значения фаз сигналов в каждом излучателе, в которых отсутствовали ошибки, связанные с взаимосвязью излучателей антенной решетки.

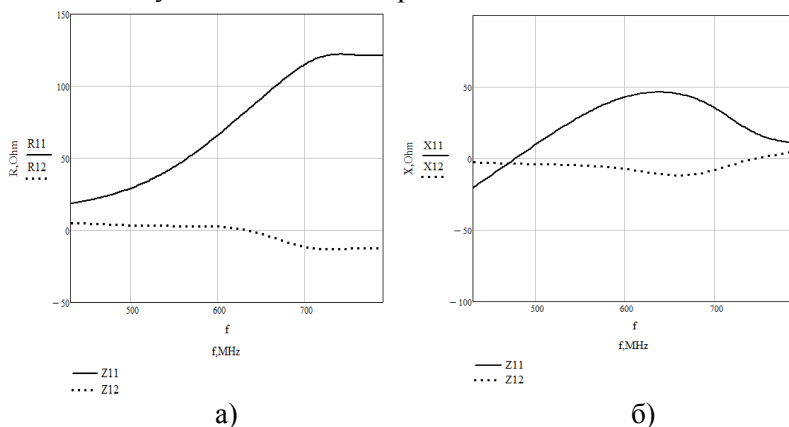


Рис. 2. Собственное (z_{11}) и взаимное (z_{12}) сопротивление излучателей круговой решетки.

Figure 2. The intrinsic (z_{11}) and mutual (z_{12}) resistance of the radiators of the antenna array

Взаимосвязь излучателей решетки можно оценить сравнением сопротивлений: собственного сопротивления излучателя z_{11} и взаимного с соседним излучателем z_{12} . Поскольку решетка круговая, то значения z_{11} и z_{12} близки для всех излучателей. На рис.2 приведены результаты матема-

тического моделирования решетки и значения вещественной (a) и мнимой (b) составляющих собственного и взаимного сопротивлений соседних излучателей.

Как видно из рис.2, излучатель достаточно хорошо согласован в диапазоне частот дециметрового телевидения (21-60 ТВ каналы). При этом взаимосвязь даже соседних излучателей незначительная. Математический эксперимент и практика показали, что для получения при фазовых измерениях точности определения азимута цели порядка $\pm 2^\circ$ достаточно учитывать связь между собой только соседних излучателей. Частотные зависимости z_{11} и z_{12} на практике измерялись с помощью анализатора цепей для всех пар девяти излучателей решетки и в дальнейших вычислениях использовались их усреднённые значения в диапазоне рабочего ТВ канала.

Для использования одного из стандартных алгоритмов фазовой пеленгации [3] цели необходимо определить значения фаз токов излучателей решетки без влияния взаимосвязи излучателей. Значения истинных фаз векторов токов при учете взаимосвязи только соседних излучателей решетки, соответствующих фазам электромагнитного поля, отраженного от цели, могут быть определены решением системы уравнений вида:

$$\begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & 0 & \dots & z_{12} \\ z_{12} & z_{11} & z_{12} & 0 & \dots & 0 \\ & & \cdot & & & \\ 0 & \dots & 0 & z_{12} & z_{11} & z_{12} \\ z_{12} & 0 & \dots & 0 & z_{11} & z_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_8 \\ I_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_8 \\ e_9 \end{bmatrix} \quad (2)$$

где I_i - комплексные значения токов в излучателях без влияния взаимосвязи излучателей, e_i - комплексные значения результирующих ЭДС на выходах излучателей решетки, z_{11} - комплексное сопротивление излучателя, которое включает входное сопротивление излучателя и сопротивление нагрузки и принимается одинаковым для всех излучателей, z_{12} - взаимное сопротивление связи между соседними излучателями, которые также равны для всех излучателей круговой решетки. Система должна быть решена в реальном времени относительно вектора токов $\vec{I}$.

В докладе обсуждаются азимутальная точность сопровождения целей модифицированного фазового метода, возможные алгоритмы определения направления прихода отраженной волны.

Источники финансирования и выражение признательности

Публикация выполнена в рамках государственной работы «Проведение научно-исследовательских работ» (код проекта 8.7130.2017/8.9) базовой части государственного задания Минобрнауки России.

Список литературы

- [1] Бархатов А.В., Ве ремьев В.И., Головков А.А. и др. Полуактивная радиолокация в системах мониторинга обстановки и охраны важных объектов //Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. №4. 2015. с. 71-78.
- [2] А.В. Бархатов, В.И. Веремьев, Д.А. Ковалев, А.А. Коновалов, В.Н. Михайлов. Радиолокация по сигналам сторонних источников. Часть 1: современное состояние // Инновации. – 2013. – № 9. с. 114–119.
- [3] А.С. Саидов, А.Р. Тагилаев, Н.М. Алиев, Г.К. Асланов. Проектирование фазовых автоматических радиопеленгаторов. М.: Радио и связь. 1997. с. 160.
- [4] Справочник по радиолокации в 2-х томах /Под ред. Меррилла И.Скольника, пер с англ. Под ред. В.С.Вербы, М.: Техносфера, 2014, с.1350.

References

- [1] AV Barkhatov, VI Vremyev, AA Golovkov Half-active radiolocation in monitoring systems of the situation and protection of important objects // Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelectronics. №4. 2015. p. 71-78. (In Russian).
- [2] A.V. Barkhatov, V.I. Veremyev, D.A. Kovalev, A.A. Kononov, V.N. Mikhailov. Radar based on signals from outside sources. Part 1: The Present State // Innovations. - 2013. - No. 9. p. 114-119. (In Russian).
- [3] Saidov, A.R. Tagilayev, N.M. Aliev, G.K. Aslanov. Designing of phase automatic radio direction finders. M.: Radio and communication. 1997. p. 160. (In Russian).
- [4] Handbook of radar in 2 volumes / Ed. Merrila I. Skolnika, per. From the English. Ed. V.S. Verba, M.: Technosphere, 2014, p.1350.

Acknowledgements

The authors would like to acknowledge the financial support of this work by the Ministry of the Education and Science of the Russian Federation (basic state assignment No. 8.7130.2017/8.9)"

Современные подходы к проектированию цифровых приёмопередатчиков

¹ Царьков А. В., ¹ Нечаев В. И.

¹ ООО «Базовые технологии»

3-я улица Ямского поля, д.2, корп.7, г. Москва, 125040, Российская Федерация
general@btlabs.ru

Аннотация: Представлены применяемые на практике и перспективные подходы к проектированию цифровых приёмопередатчиков, позволяющие сократить сроки разработки устройств и минимизировать возможные ошибки проектирования. Затронут вопрос совместной разработки цифровых приёмопередатчиков различными специалистами.

Ключевые слова: цифровые приёмопередатчики, разработка радиоэлектронных устройств, САПР для проектирования радиоэлектронных устройств, моделирование радиоэлектронных устройств.

1. Введение

В настоящее время в связи с необходимостью быстрого вывода радиоэлектронной аппаратуры на рынок крайне важными задачами являются сокращение времени разработки новых устройств и минимизация вероятности возникновения ошибок на стадии проектирования.

Традиционно процесс проектирования цифровых приёмопередатчиков включает взаимодействие нескольких специалистов. Схемотехник разрабатывает схему электрическую принципиальную и оформляет её и перечень элементов в соответствии с ЕСКД. На основе схемы тополог производит трассировку печатной платы и передаёт модель конструктору. Конструктор оформляет сборочный чертёж, спецификацию и ведомость покупных изделий и передаёт ведомость в отдел закупок. Отдел закупок занимается закупкой ЭРИ и заказывает изготовление печатной платы. После изготовления цифрового приёмопередатчика программист пишет программу для ПЛИС, после чего инженер-испытатель проводит испытания изделия.

Как видно, в процесс разработки цифрового приёмопередатчика при традиционном подходе вовлечено сразу несколько специалистов, каждый из которых зачастую использует ручной, неавтоматизированный способ создания документации. Это приводит к длительному процессу проекти-

рования и увеличению вероятности появления ошибки в изделии, особенно если на поздних стадиях проектирования обнаружена и исправлена ошибка, допущенная на ранних стадиях проектирования.

Современные подходы к разработке позволяют сократить количество вовлечённых в проект специалистов вплоть до одного за счёт использования меньшего разнообразия систем автоматизированного проектирования (САПР), а также за счёт упрощения схемотехники цифровых приёмопередатчиков, связанную с применением современных схемотехнических решений. При большом количестве вовлечённых в проект специалистов современные САПР позволяют упростить их взаимодействие, а также автоматизируют процесс оформления конструкторской документации (КД).

В данной работе приведены применяемые в нашей компании и перспективные подходы к проектированию цифровых приёмопередатчиков, позволяющие сократить сроки разработки радиоэлектронных устройств и минимизировать вероятности возникновения ошибок на стадии проектирования.

2. Современные подходы к проектированию радиоэлектронной аппаратуры

В качестве основных современных подходов к созданию радиоэлектронных устройств выделяют сквозное автоматизированное проектирование аппаратуры [1-3] и модельно-ориентированное проектирование [4].

Сквозное автоматизированное проектирование изделий приборостроения предполагает процесс совместной работы над одним и тем же проектом с использованием специализированных САПР [1].

Под модельно-ориентированным проектированием понимается не только само компьютерное моделирование, но и формирование в результате его проведения обоснованных требований к изделию, получение чёткой иерархической структуры изделия, что приводит к облегчению взаимодействия между разработчиками изделия различных специальностей, к минимизации возможных ошибок и облегчению построения новых изделий на основе проектируемого [4].

3. Процесс проектирования цифровых приёмопередатчиков с применением современных подходов

Современный процесс проектирования цифровых приёмопередатчиков представлен на рисунке 1.

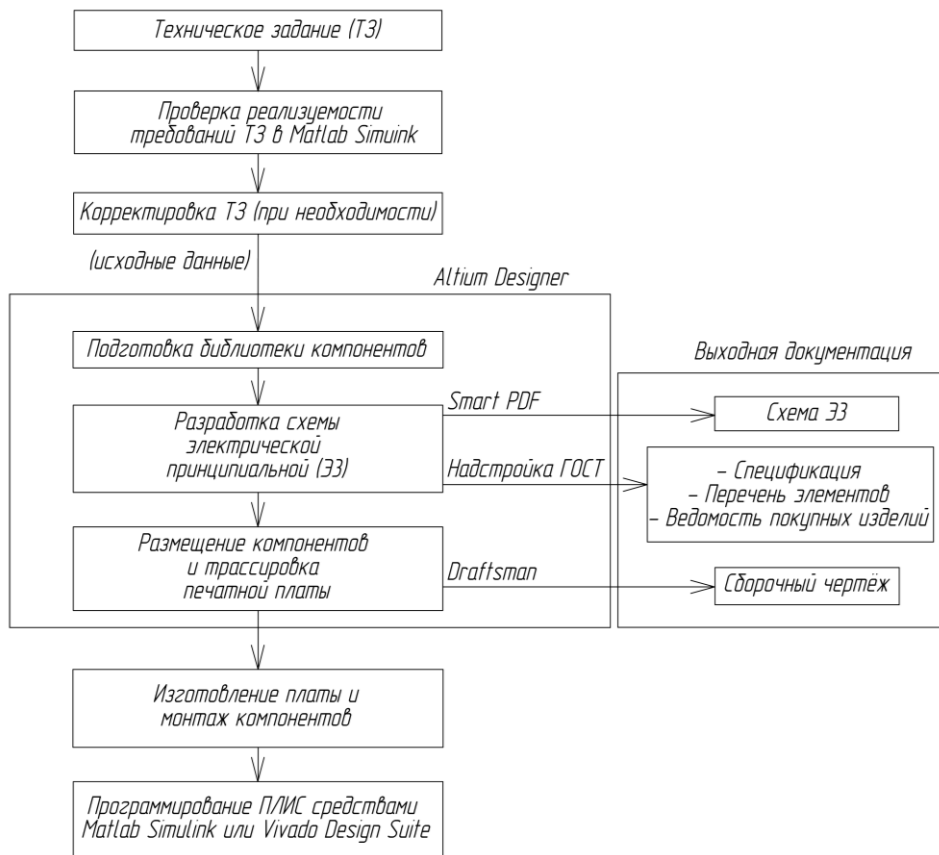


Рисунок 1 – Процесс проектирования цифровых приёмопередатчиков

В соответствии с принципами модельно-ориентированного проектирования, разработка цифровых приёмопередатчиков начинается на стадии согласования технического задания (ТЗ) с заказчиком с создания компьютерной модели изделия в среде Matlab Simulink. На основе этой модели производится проверка реализуемости требований ТЗ и при необходимости осуществляется их корректировка по согласованию с заказчиком.

Проектирование цифровых приёмопередатчиков продолжается в среде Altium Designer, где разрабатываются электрическая принципиальная схема и на её основе производится трассировка печатной платы. Использование современной элементной базы позволяет упростить схемотехнику цифровых приёмопередатчиков до использования всего трёх ос-

новных компонентов: ПЛИС, АЦП и ЦАП. Порой можно обойтись даже без переноса частот за счёт использования быстродействующих АЦП и ЦАП. Это приводит к существенному ускорению как разработки схемы цифровых приёмопередатчиков, так и к упрощению трассировки платы. Схемотехнический редактор Altium Designer имеет стандартные средства для оформления схем электрических принципиальных в соответствии с требованиями ЕСКД. С помощью стандартной надстройки Altium Designer происходит автоматическое формирование такой текстовой документации как спецификация, перечень элементов и ведомость покупных изделий на основе разработанной схемы также в соответствии с требованиями ЕСКД.

Для разработки сборочного чертежа изделия можно передавать разработанную в Altium Designer модель платы в машиностроительные САПР, такие как SolidWorks [2] или Компас-3D [3]. Однако в последних версиях Altium Designer появился редактор чертежей Draftsman. Его функционала достаточно для разработки сборочного чертежа в соответствии с требованиями ЕСКД.

Таким образом, весь процесс разработки КД цифровых приёмопередатчиков производится внутри пакета Altium Designer. Это позволяет отказаться от ручного формирования перечисленной выше текстовой документации и исключить традиционное использование механических САПР из процесса разработки, что сокращает время проектирования и вероятность появления ошибок в КД, особенно в случае внесения изменений в схему или печатную плату после формирования комплекта КД.

Процесс совместной разработки цифровых приёмопередатчиков разными специалистами (схемотехником, топологом, конструктором) существенно упрощается при использовании программного пакета Altium Nexus. Совместное проектирование в нём основано на ролях пользователей и управлении данными (библиотеки и проекты), а также на автоматизации процессов и средствах настройки, общих для разработки электронных устройств рабочих процессов [5].

Программирование ПЛИС на изготовленном цифровом приёмопередатчике производится средствами среды Matlab Simulink на основе созданной в начале процесса проектирования модели с учётом результатов разработки электрической схемы. Использование средств Matlab Simulink вместо традиционного написания программы на языке описания аппаратуры сокращает время программирования и предназначено для быстрой проверки функционирования изготовленного цифрового приёмопередатчика.

4. Заключение

Применение в процессе разработки цифровых приёмопередатчиков таких современных подходов как модельно-ориентированное и сквозное проектирование позволяет сократить время разработки и минимизировать возможность появления ошибок на стадии проектирования. Перечисленные подходы реализуются путём создания модели цифрового приёмопередатчика и синтеза на её основе кода для ПЛИС в Matlab Simulink и формирования полного комплекта документации в соответствии с ЕСКД в программе Altium Designer.

Список литературы

- 1 Гурьянов А.В., Заколдаев Д.А., Жаринов И.О. Маршруты сквозного автоматизированного проектирования документации изделий приборостроения на предприятиях «Индустрии 3.0» и «Индустрии 4.0» // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия. 2018. № 1-2 (115-116). С. 167-174.
- 2 Гончаренко А. М., Курносенко А. Е., Костиков В. Г., Лавров А. В., Соловьев В. А. Сквозное проектирование сборок на печатных платах с применением систем Altium Designer и Solid Works // Наука и Образование. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Электрон. журн. 2015. № 12. С. 62–71.
- 3 Цыганков Д. Э., Прохорова Д. В. Сквозное CAE/CAD-проектирование печатных узлов средствами Altium Designer и Компас-3D // Научно-методический электронный журнал «Концепт». 2016. Т. 15. С. 611–615.
- 4 Wilson P., Mantooth H. A. Model-Based Engineering for Complex Electronic Systems. Oxford: Elsevier, 2013.
- 5 Howie J. From Idea to Manufacture – Driving a PCB Design through Altium NEXUS [Электронный ресурс] // Online Documentation for Altium Products URL: [https://www.altium.com/documentation/1.0/display/NEXUS/From +Idea+to+Manufacture+-+Driving+a+PCB+Design+through+Altium+NEXUS](https://www.altium.com/documentation/1.0/display/NEXUS/From+Idea+to+Manufacture+-+Driving+a+PCB+Design+through+Altium+NEXUS) (дата обращения: 07.05.2018).

Organization of a Local Navigation System with the Use Adaptive Small-Element Antenna Array

Shirokov I.B., Serdyuk I.V., Shirokova E.I., Mordvinova A.Yu.

Sevastopol State University
Sevastopol, 299053, Russian Federation
shirokov@ieee.org

Abstract: In this article the principle of local navigation system with using adaptive small-element antenna array is considered. The method of microwave signal forming is discussed. The results of modeling the effect of the number of elements of the adaptive antenna array on the scanning angles range and the width of the antenna array radiation pattern are presented.

Keywords: navigation, atmospheric channel, phase measurement, homodyne frequency transform.

Организация локальной навигационной системы с использованием адаптивных малоэлементных антенных решёток

Широков И.Б., Сердюк И.В. Широкова Е.И. Мордвинова А.Ю.

ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
shirokov@ieee.org

Аннотация: В статье рассматривается принцип построения локальной навигационной системы с использованием адаптивной малоэлементной антенной решетки. Представлены результаты моделирования влияния количества элементов адаптивной антенной решётки на диапазон углов сканирования и ширину диаграммы направленности антенной решётки.

Ключевые слова: навигация, атмосферный канал, измерение фазы, гомодинное преобразование частоты.

1. Введение

Создание адаптивных антенных решёток в микроволновом диапазоне является актуальной задачей, как в техники связи, так и в измери-

тельной технике и системах позиционирования. При этом часто возникают противоречивые требования к размерности решётки, а именно одновременное обеспечение большого угла сканирования и малых массогабаритных показателей. Одной из областей применения таких решёток является их использование в локальных навигационных системах подвижных объектов. Одним из способов определения координат объекта является измерение флуктуаций набега фазы и угла прихода микроволнового сигнала [1]. При решении задачи построения локальной навигационной системы для точного позиционирования судна основным источником погрешности определения координат является качка судна, которая приводит не только к разбросу координат, вследствие перемещения антенны, но и к замираниям измерительного сигнала.

2. Принцип построения локальной навигационной системы

Рассмотрим работу измерителя флуктуаций амплитуды, набега фазы и угла прихода микроволнового сигнала. Обобщённая структурная схема измерителя показана на рис. 1 [1].

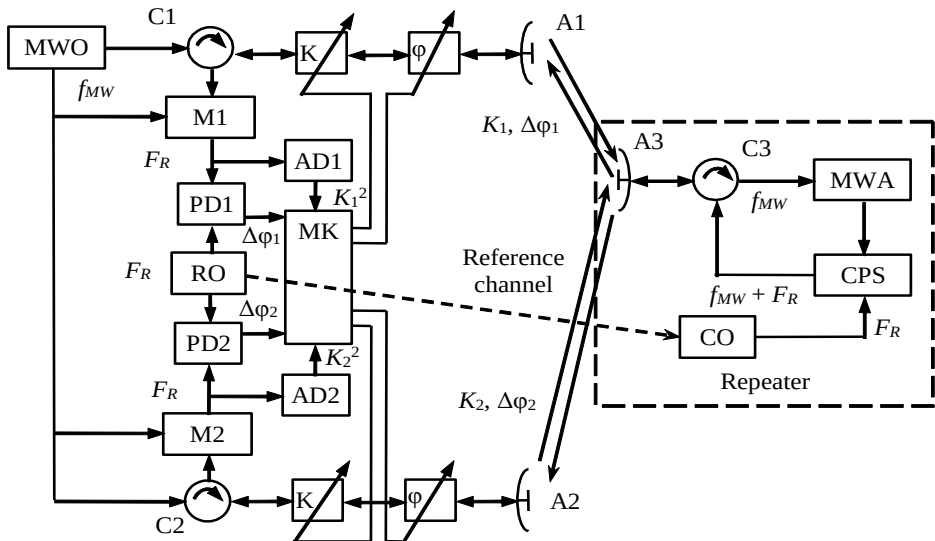


Рис. 1. Структурная схема измерителя флуктуаций амплитуды, набега фазы и угла прихода микроволнового сигнала

Fig. 1. Structural diagram of the amplitude fluctuation meter, phase progress fluctuations and determining the angle of arrival of radio waves

На рис. 1 используются следующие обозначения: MWO — генератор микроволновых колебаний; C1, C2 и C3 — микроволновые Y-циркуляторы; A1, A2 и A3 — микроволновые антенны; M1 и M2 — микроволновые смесители; AD1 и AD2 — амплитудные детекторы; PD1 и PD2 — фазовые детекторы; RO — высокочастотный высокодобротный кварцевый опорный генератор; CO — высокочастотный высокодобротный кварцевый подстраиваемый генератор; MWA и K — микроволновые усилители; CPS и ϕ — управляемые микроволновые фазовращатели.

В измерительных каналах генераторы микроволновых колебаний МВГ диапазона 10 ГГц формируют сигналы вида

$$u_{MWi}(t) = U_{MWi} \cos(2\pi f_{MWi}t + \phi_{MWi}), \quad (2)$$

с начальной амплитудой U_{MWi} , частотой f_{MWi} и начальной фазой ϕ_{MWi} .

Затем микроволновые колебания через микроволновые Y-циркуляторы Ц1 и Ц2 подают на входы микроволновых антенн A1 и A2. Далее микроволновые колебания излучаются в направлении ретранслятора. Пройдя через измерительный канал, микроволновый сигнал получает набег фазы пропорциональный длине трассы

$$\Delta\phi_i = k_i d_i, \quad (2)$$

где k_{MWi} — постоянная распространения; d_i — длина i -й трассы.

Затем, принятые антенной A3, микроволновые колебания через микроволновый Y-циркулятор Ц3 поступают на микроволновый усилитель МВУ. Усиленные колебания подают на сигнальный вход управляемого микроволнового фазовращателя УФВ, который реализует сдвиг частоты сигнала на величину, равную частоте сигнала управления фазовращателем F_R [2].

Сдвинутые по частоте микроволновые колебания излучаются антенной A3. Вторично прошедшие через измерительный микроволновый канал и принятые микроволновыми антеннами колебания снова получают набег фазы $\Delta\phi_i$.

Принятые микроволновые колебания перемножают в смесителе с исходными микроволновыми колебаниями, в результате чего на выходе смесителя получают низкочастотные колебания. В результате гомодинного преобразования в смесителе начальная частота и фаза микроволновых колебаний исходного и информационного сигналов соответственно взаимно вычитаются. После детектирования в амплитудных детекторах AD

получают сигналы, пропорциональные затуханиям K_i микроволновых сигналов. На выходах фазовых детекторов ФД получают сигналы, пропорциональные набегу фазы $2\Delta\phi_i$ микроволновых сигналов в соответствующем канале.

Микроконтроллер МК адаптивно подстраивает диаграмму направленности микроволновой антенной решётки, по максимуму отношения сигнал-шум, по средствам изменения амплитудно-фазового распределения микроволнового сигнала в апертуре антенной решётки, состоящей из антенн А1 и А2, микроволновых усилителей К и фазовращателей ф.

На погрешность измерения диапазона фазовым методом влияют также изменения констант распространения СВЧ-сигналов в измерительном канале. Эти изменения обусловлены изменением физических параметров канала связи, таких как температура, давление, влажность.

Чтобы компенсировать изменения констант распространения k_i СВЧ сигналов в измерительном канале, необходимо периодически калибровать гомодинный измеритель с помощью ретранслятора, расположенного на известном расстоянии. Для этого один из ретрансляторов системы позиционирования размещается на самом мобильном объекте. Таким образом, путем сравнивать измеренные и истинные расстояния, откалибрована система позиционирования.

Для устранения неоднозначности определения расстояния фазовым методом необходимо проводить многочастотные измерения. Для этой цели в качестве эталонного СВЧ-генератора используется СВЧ-генератор с малым шагом частоты [4]. Таким образом, из одного высокостабильного опорного генератора с частотой 100 МГц предлагается сформировать сеть частот.

$$f_{ref\ i} = 100 \text{ MHz} + \Delta f_i, \quad (2)$$

где Δf_i — изменение частоты опорного сигнала на величину от 1 кГц до 10 кГц [5]. Данные колебания используются в качестве опорных в синтезаторе косвенного синтеза, который формирует микроволновый измерительный сигнал в диапазоне частот 10 ГГц и шагом сетки частот 100 кГц.

Алгоритм управления диаграммой направленности антенной решетки работает следующим образом. В состоянии до того времени, когда нет полезного сигнала и шума, антенна имеет первоначальное амплитудно-фазовое распределение, характеризующееся наличием только одного главного лепестка диаграммы направленности. Поскольку имеется априорная информация о направлении прихода полезного сигнала, то основной

лепесток диаграммы направленности настраивается именно на это направление. Далее амплитудно-фазовое распределение антенной решетки настраивается на максимум полезного сигнала. Таким образом, постоянная регулировка максимума диаграммы направленности излучения в направлении ретранслятора компенсирует снижение уровня сигнала, вызванное внешними шумами и качкой судна.

В случае многолучевого распространения сигнала, влияющей на боковые лепестки диаграммы направленности излучения, контроллер MCU обнаруживает снижение отношения сигнал / шум на выходе амплитудного детектора AD и включает алгоритм адаптации. Целью работы алгоритма адаптации является формирование «нулей» диаграммы направленности излучения в направлении шумового воздействия при сохранении направления главного лепестка на источник полезного сигнала. Поскольку целевой функции соответствует только один глобальный максимум [6], для её нахождения используется градиентный метод.

3. Результаты моделирования

Для создания антенной решетки в качестве элемента массива была выбрана микрополосковая печатная антенна. Преимуществами данного типа антенн являются: простота конструкции, простота изготовления, простота возбуждения, возможность создания однотипных массивов элементов, возможность объединения антенн, усилителей и фазовращателей в одном печатном узле.

Конструкция одного антенного элемента представляет собой квадратный печатный резонатор, расположенный на металлизированной снизу диэлектрической подложке. При толщине подложки 1,5 мм и относительной диэлектрической проницаемости 4,2 и центральной рабочей частоте 10 ГГц размеры элемента антенной решетки составляют 6,4х6,4 мм. Точка подачи расположена на расстоянии 1,6 мм от края печатающего элемента с входным сопротивлением 50 Ом.

Антенная решетка представляет собой массив элементов. Элементы смещаются в плоскости, перпендикулярной плоскости, проходящей через точку возбуждения элементов антенны и их центры. Такой выбор расположения элементов антенны уменьшает их взаимное влияние друг на друга. Расстояние между краями элементов антенны тоже 6,4 мм, что соответствует половине длины волны в диэлектрике.

Диаграмма направленности антенной решетки для случая синфазного возбуждения и квадратурной элементов антенны показаны на рис. 2.

Как следует из рис. 2, когда разница в фазах возбуждения элементов антенны изменяется от 0 до 90 градусов, максимум диаграммы направленности поворачивается на 15 градусов. При этом уровень излучаемой мощности падает на 1,3 дБ.

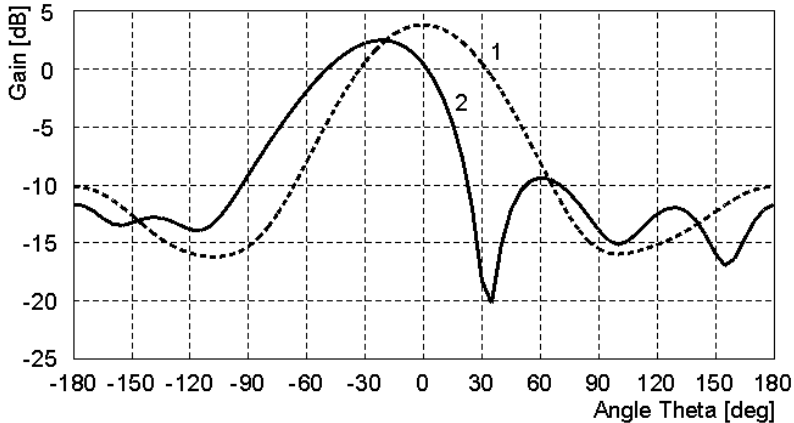


Рис. 2. Диаграмма направленности двухэлементной антенной решетки (кривая 1 соответствует сдвигу фаз 0 градусов, 2 — 90 градусов)

Fig. 2. Antenna pattern of a two-element antenna array (curve 1 corresponds to the phase shift 0 degree, 2 — 90 degree)

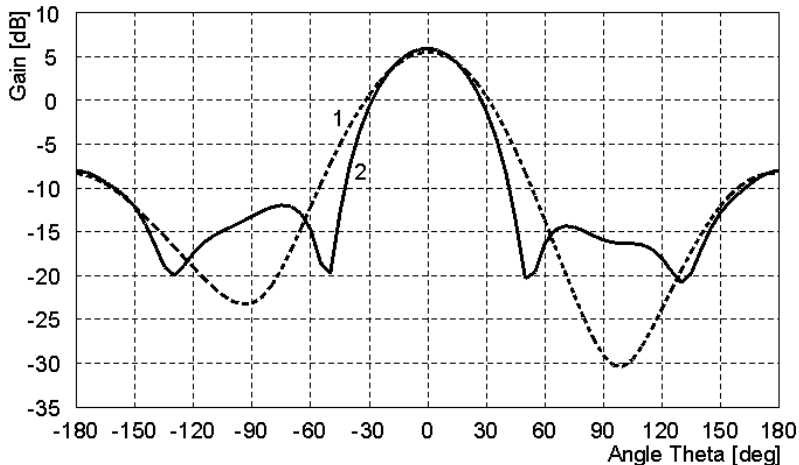


Рис. 3. Диаграмма направленности трёхэлементной антенной решетки (кривая 1 соответствует синфазному возбуждению, 2 — оптимизированная)

Fig. 3. Antenna pattern of a three-element antenna array (curve 1 corresponds to the in-phase excitation, 2 — optimized)

В таблице 1 показана зависимость ширины диаграммы направленности и диапазона углов сканирования от количества элементов антенной решетки. Оптимизированная диаграмма направленности для трехэлементной антенной решетки показана на рис. 3.

Табл. 1. Характеристики малоэлементных антенных решёток.

Table 1. Characteristics of low-element antenna arrays

Число элементов Number of elements	Ширина диаграммы направленности, градус Width of radiation pattern, degree	Диапазон углов сканирования, градус Scanning angle range, degree
2	60	$\pm 13,5$
3	41	± 15
4	30	± 16

4. Заключение

Предложенный многоканальный гомодинный измеритель флуктуаций набега фазы и углов прихода микроволнового сигнала, позволяет построить локальную навигационную систему в диапазоне 10 ГГц. За счёт формирования дискретно-перестраиваемой диаграммы направленности антенной решётки может быть значительно повышена точность и помехоустойчивость гомодинной измерительной системы.

Благодаря предложенной малоэлементной антенной решетке можно существенно снизить влияние многолучевого распространения измерительного сигнала на точность определения местоположения подвижных объектов. При этом, предпочтительной является антенная решётка с нечетным числом элементов. Таким образом, минимальное число элементов антенной решётки должно быть равно трём.

Такой подход к проблеме могут найти применение при проектировании СВЧ измерительного оборудования, а также при проектировании многоканальных радиотехнических систем.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при государственной поддержке в рамках реализации проекта № 5.6208.2017/8.9 базовой части государственного задания Российской Федерации.

Список литературы

- [1] Webster A. R., Lam W. I. Microwave angle-of-arrival measurements under anomalous troposphere propagation conditions. *Annals of Telecommunications, Springer Paris*, Vol. 35, No. 11-12, November 1980, P. 474-478.
- [2] McMillan R. W. Intensity and angle-of-arrival effects on microwave propagation caused by atmospheric turbulence. *IEEE Proc. of Int. Conf. on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS'08)*, Tel-Aviv, Israel, 13-14 May 2008, P. 1-10.
- [3] Shirokov I. B., Jandieri G. V., Sinitsyn D. V., Martynyuk D. I. Multipath Angle-of-Arrival, Amplitude and Phase Progression Measurements on Microwave Line-of-Sight Links. *Proc. First European Conference on Antennas and Propagation*, Nice, France, 6-10 November, 2006, P.1-6.
- [4] Shirokov I. B. The Multitag Microwave RFID System. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 57, Issue 5, Part 2, May 2009, pp. 1362-1369.
- [5] Широков И. Б., Сердюк И. В. Формирование опорного сигнала с малым частотным сдвигом для косвенного синтеза частоты. *Матер. VII Междунар. научн.-технич. конф. «Проблемы телекоммуникаций»*, Киев, Украина, 16-19 апреля 2013. К.: НТУУ «КПИ», 2013. С. 194-196.
- [6] Адаптивные антенные решетки. Учебное пособие в 2-ух частях. Часть 1.: В.А. Григорьев, С.С. Щесняк, В.Л. Гулюшин, Ю.А. Распаев, О.И. Лагутенко, Щесняк А.С./ под общ. ред. В.А. Григорьева. СПб.: Университет ИТМО, 2016, 179 с.

References

- [1] Webster A.R., Lam W.I. Microwave angle-of-arrival measurements under anomalous troposphere propagation conditions. *Annals of Telecommunications, Springer Paris*. Vol. 35, No. 11-12, November 1980, pp. 474-478.
- [2] McMillan R.W. Intensity and angle-of-arrival effects on microwave propagation caused by atmospheric turbulence. *IEEE Proc. of Int. Conf. on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS'08)*, Tel-Aviv, Israel, 13-14 May 2008, pp. 1-10.
- [3] Shirokov I.B., Jandieri G.V., Sinitsyn D.V., Martynyuk D.I. Multipath Angle-of-Arrival, Amplitude and Phase Progression Measurements on Microwave Line-of-Sight Links. *Proc. First European Conference on Antennas and Propagation*, Nice, France, 6-10 November, 2006, pp.1-6.
- [4] Shirokov I.B. The Multitag Microwave RFID System. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 57, Issue 5, Part 2, May 2009, pp. 1362-1369.
- [5] Shirokov I.B., Serdyuk I.V. Formation of the reference signal with small frequency shift for indirect frequency synthesis. *Proc. of VII International science-tech. conf. "Problems of telecommunications"*, Kiev, Ukraine, April 16-19, 2013. NTU "KPI", pp. 194-196.
- [6] Grigoriev V. A., Mesnac S. S., Golusin V. L., Raspev J. A., Lagutenko O. I., Mesnac A. S. *Adaptive antenna arrays. Tutorial in 2 parts. Part 1.* under the General editorship of V. A. Grigoriev. St. Petersburg: ITMO University, 2016, 179 p.

Acknowledgements

Work has been carried out at the State support in a framework of implementation of Project # 5.6208.2017/8.9 of base part of the State task of the Russian Federation.

Hardware-software module of data registration for automatic berthing system

Shirokov I.B., Murzin D.G., Azarov A.A.

Sevastopol State University

Sevastopol, 299053, Russian Federation

shirokov@ieee.org

Abstract: A hardware-software module for data registration and visualization is presented of the measured distances of the automated mooring system. The system consists of transponders and readers for realizing the complex of super-precise positioning of the ship at its berthing.

Keywords: vessel, automatic mooring, software, readers, transponders, positioning system, hardware-software module.

Аппаратно-программный модуль регистрации данных системы автоматического причаливания

Широков И. Б., Мурзин Д. Г., Азаров А.А.

Севастопольский государственный университет

Севастополь, 299053, Россия

shirokov@ieee.org

Аннотация: Представлен аппаратно-программный модуль регистрации и визуализации данных об измеряемых расстояниях системы автоматизированного причаливания судна. Система состоит из набора транспондеров и считывателей для реализации комплекса сверхпрецизионного позиционирования во время его причаливания.

Ключевые слова: судно, автоматическое причаливание, программное обеспечение, считыватели, транспондеры, система позиционирования, аппаратно-программный модуль.

1. Введение

Использование методов дистанционных приема и передачи данных получило активное распространение в современных системах. При решении задачи автоматизированного причаливания судна, необходимо иметь

как аппаратный, так и программный комплекс, для нормального функционирования системы. Одной из основных задач, является сверхпрецизионное позиционирование, а именно построение системы локальной навигации судна относительно причальной стенки. Исключение ошибок, связанных с человеческим фактором, при решении данной задачи, является актуальной проблемой, при решении которой, необходимым является использование современных систем беспроводной передачи данных в составе аппаратно-программного комплекса.

В докладе описывается функционирование аппаратно-программного комплекса при автоматизированном причаливании судна.

2. Описание аппаратно-программного комплекса

В рамках выполнения НИР на кафедре электронная техника Севастопольского Государственного университета для построения системы автоматического причаливания используется фазовая радиотехническая система измерения дальности [1]. Функционирование системы основано на комплексе транспондеров и считывателей, обеспечивающих решение задачи позиционирования. В состав, разрабатываемого аппаратного комплекса, входят два считывателя, размещенные на судне и два транспондера установленные на причальной стенке. Схематичное расположение считывателей (C) и транспондеров (T) показано на рис. 1.

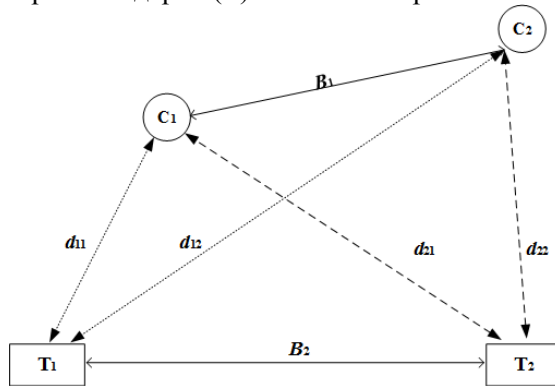


Рис. 1. Размещение считывателей и транспондеров системы.

Fig. 1. Location of systems readers and transponders.

Каждый считыватель измеряет расстояние до каждого транспондера, в результате чего получается четыре дистанции d_{ij} .

Однозначное определение положение судна относительно причальной стенки возможно при известных расстояниях между считывателями В1 и транспондерами В2, и с помощью элементарных геометрических выражений для дистанций d_{ij} .

Упрощенные структурные схемы считывателя и транспондера представлены на рис. 2.

Считыватель состоит из генератора высоких частот (ГВЧ), направленного ответвителя (НО), микроволнового смесителя (СМ), селективного усилителя ограничителя (СУО), фазового детектора (ФД), генератора низкой частоты считывателя (ГНЧС), передающей микроволновой антенны, приемной микроволновой антенны.

Транспондер состоит из приемопередающей микроволновой антенны, управляемого фазовращателя проходного типа (УФВ), однопортового усилителя (ОУ), генератора низкой частоты транспондера (ГНЧТ).

Координаты судна вычисляются исходя из измеренных разностей фаз низкочастотных сигналов и определенных расстояний между антеннами каждого считывателя и каждого транспондера.

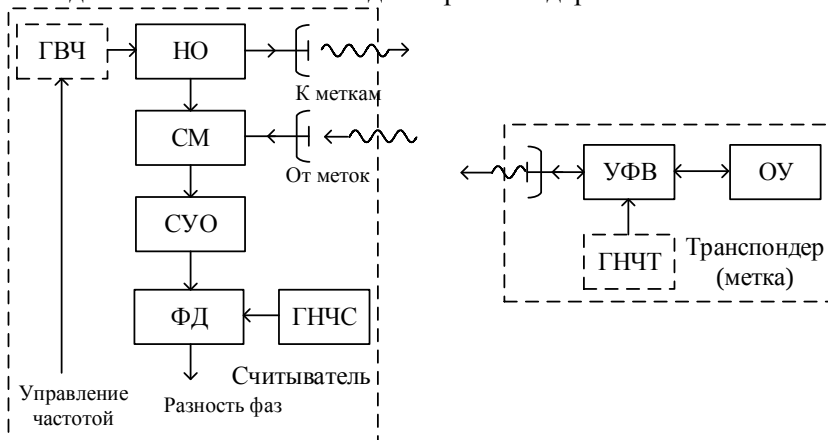


Рис. 2. Структурная схема считывателя и транспондера.

Fig. 2. The structure diagram of the reader and transponder.

Каждый считыватель системы измеряет фазовый сдвиг в двоичном виде, зная который, по известным выражениям [2], можно получить информацию о расстоянии. Кроме того, для обеспечения требуемой точности измерений во всем диапазоне расстояний, в системе используется многошкальный метод [3], основанный на применении нелинейной шкалы расстояний. Алгоритм, реализующий итерационный выбор требуемого

диапазона, требует организацию формирования запросов к системе регистрации фазового сдвига для установки требуемой частотной разности между рабочей частотой (~ 1 ГГц) и низкочастотной составляющей двухчастотного фазового метода измерения дальности, а также получения данных о фазовом сдвиге из программной части системы, разработанной для компьютера. Кроме того, программная часть должна обеспечивать внешний мониторинг системы, контроль данных при тестировании и отладки работы, обеспечивая возможность документирования и накопления статистики работы системы автоматического причаливания.

Структурная схема аппаратно-программного модуля регистрации данных об измеряемых расстояниях системы автоматического причаливания показана на рис. 3.

Инициатором начала работы системы является программа, написанная на языке программирования C# в среде Microsoft.Net. Приблизительное значение расстояния до причальной стенки в момент начала работы системы автоматической швартовки определяется внешним модулем GPS. На основе данных полученных от модуля GPS устройство управления (УУ) формирует пакет данных программе о начальном расстоянии до причала, на основе которого выбирается ближайшее значение из нелинейной шкалы расстояний и происходит формирование асинхронных запросов для получения двоичных данных, описывающих значение фазового сдвига каждого из 4-х расстояний.

В формате послышки присутствуют данные для выбора требуемого считывателя (C1, C2), данные для установки значения частоты низкочастотного генератора (ГНЧ1, ГНЧ2) и измеряемого расстояния d_{ij} . Обмен данными между персональным компьютером (ПК) и УУ осуществляется по протоколу Ethernet через сетевой адаптер. Вычислительные ресурсы системы реализованы на базе ПК или ноутбука. Программное обеспечение рассчитывает расстояние [4, 5] для двухчастотного фазового метода на основе нелинейной шкалы расстояний. Данные о вычисленных текущих расстояниях сохраняются в блоке памяти и могут быть использованы автоматизированной системой управления судном.

На рис. 4 показан интерфейс программы в режиме визуального проектирования среды разработки SharpDevelop. Группа настроек Ship Settings позволяет установить расстояние между датчиками на судне.

Для тестирования анимации в ручном режиме группы SD1 и SD2 позволяют установить значения данных, получаемых от датчиков. Группа настроек Pier Settings позволяет установить расстояние между датчиками на причальной стенке. Группа настроек Metric Settings устанавливает мет-

рические соответствия между пиксельным представлением изображения и реальным расстоянием.

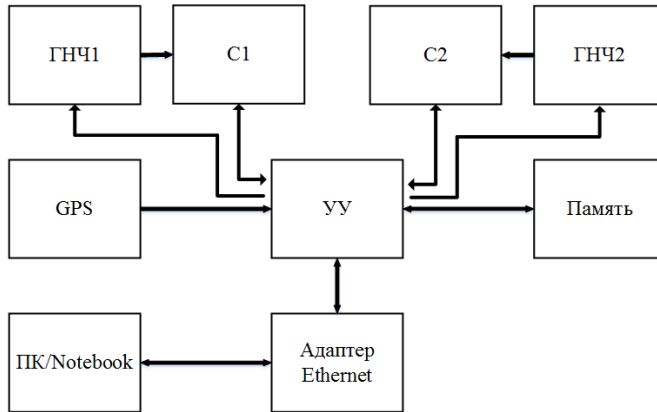


Рис.3. Структурная схема аппаратно-программного модуля регистрации данных.

Fig.3. Structural diagram of the hardware-software data-registering module.

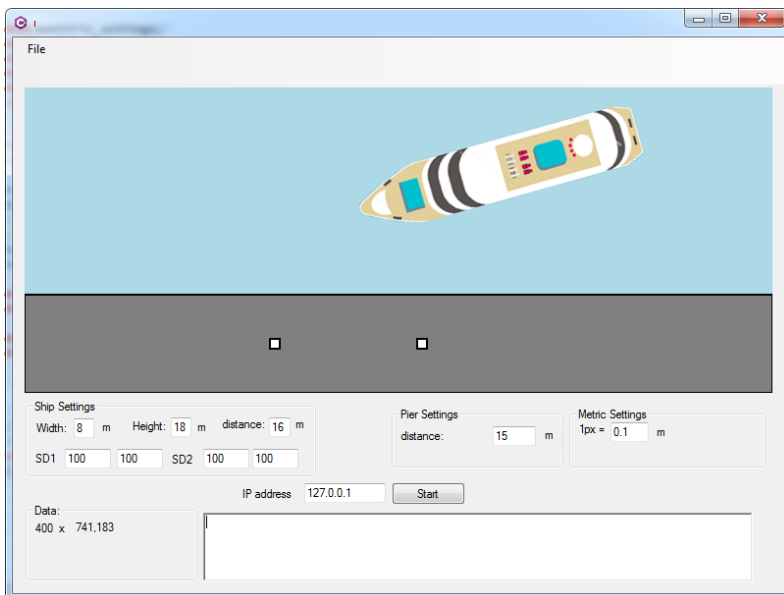


Рис. 4. Интерфейс программы визуализации процесса причаливания судна.

Fig. 4. Interface of the visualization program of the ship mooring process.

IP address позволяет указать сетевой адрес модуля регистрации и передачи данных. Группа настроек Data используется для отображения промежуточных данных, для отладки работы системы. TextBox поле используется для отображения ответ на HTTP запрос по сети Ethernet к модулю регистрации и передачи данных.

В соответствии с метрическими настройками и заданными параметрами производится расчет координат взаимного расположения корабля и причальной стенки и угла поворота корабля по отношению к причальной стенке. Сформированная графическая 2-D модель и отображение процесса причаливания в режиме реального времени передается в буферный графический объект Bitmap, где формируется очередной кадр визуализации процесса причаливания.

3. Заключение

Описанный аппаратно-программный модуль является частью радиоэлектронной системы автоматического причаливания роботизированного судна, обеспечивающий процесс обмена данными и средство визуализации процесса причаливания судна в автоматическом режиме.

Система автоматического причаливания роботизированного судна, является фазовой радиотехнической системой и, соответственно, обладает высокими показателями точности. В ней используется гомодинное преобразование сигналов, характеризующееся повышенными метрологическими характеристиками и известной простотой реализации, что существенно повышает эффективность системы в целом.

Получаемые координатные данные могут быть использованы системой управления судном и его автоматического причаливания, поскольку они обладают достаточной точностью в требуемом диапазоне определяемых расстояний, эти данные формируются на борту судна и легко могут быть интегрированы в его систему управления.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при государственной поддержке в рамках реализации проекта № 5.6208.2017/8.9 базовой части государственного задания Российской Федерации.

Список литературы

[1] Пат. № 2594341 Российская Федерация, Способ измерения дальности / Широков И.Б., Камынин И.В. —2016. Бюл. № 22.

[2] Широков И. Б. Локальная навигационная система для автоматического причаливания судна / Широков И.Б., Скорик И.В., Аблякимов И.С. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2016. Т. 1. № 1. С. 1-16.

[3] Широков И.Б. Построение нелинейной школы расстояния для двухчастотного фазового метода измерения дальности / И.Б. Широков, Д.Г. Мурзин, А.А. Азаров, Н.Г. Вильсон // Методы и средства обработки и хранения информации: Межвузовский сборник научных трудов / Под ред. Б.В. Кострова; Рязан. гос. радиотехн. ун-т. Рязань, 2018. – 244 с.

[4] Азаров А. А. Особенности алгоритма получения данных о дальности системы автоматического причаливания/ А. А. Азаров, Н. О. Кулаковская, Д. Г. Мурзин // Матер. 13-й междунар. молодежной науч.-техн. конф. Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникации «РТ-2017», Севастополь, 20—24 ноября 2017 г. — Севастополь, 2017. — С. 167.

[5] Азаров А. А. Система визуального контроля данных модуля автоматической швартовки / А. А. Азаров, Н. О. Кулаковская, Д. Г. Мурзин // Матер. 12-й междунар. молодежной науч.-техн. конф. Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникации «РТ-2016», Севастополь, 14—18 ноября 2016 г. — Севастополь, 2016. — С. 24.

References

[1] Shirokov I. B. Method of measuring range, Pat. of Russia, #2594341 pub. in Bull. #22, 10.08.2016, IPS G01S 13/32, (in Russian).

[2] Shirokov I. B., Skorik I.B., Ablyakimov I.S. [Local navigation system for automatic berthing of a vessel]. Infocommunication and Radioelectronic Technologies. 2016. vol. 1., pp. 1—16, (in Russian).

[3] Shirokov I. B., Murzin D.G., Azarov A.A., Vilson N. G. [The non-linear scale of distances for a two-frequency phase method of measurement of distance]. Methods and means of processing and storing information: Interuniversity collection of scientific papers. (ed. by B.V. Kostrova); Ryazan state radio engineering, un-t. Ryazan, 2018. p.p. 244 c, (in Russian).

[4] Azarov A.A., Kulakovskaya N.O., Murzin D. G. [Features of the algorithm for obtaining data on the range of the automatic mooring system] Materials of the 13th International Youth Scientific Technical Conference Modern Problems of Radioelectronics and Telecommunications RT-2017, Sevastopol, November 20-24, 2017, Sevastopol, p. 22.

[5] Azarov A. A., Kulakovskaya N.O., Murzin D. G. [The data visualization system of automatic mooring module]. Materials of the 12th International Youth Scientific Technical Conference Modern Problems of Radioelectronics and Telecommunications RT-2016, Sevastopol, November 14-18, 2016 - Sevastopol, p. 22.

Acknowledgements

Work has been carried out at the State support in a framework of implementation of Project # 5.6208.2017/8.9 of base part of the State task of the Russian Federation.

Digital radio receivers. Noise. Dynamic range

Luchinin A.S., Malygin I.V., Starikov S.I.

Institute of Radioelectronics and Informational Technologies

Ural Federal University n.a. B.N. Yeltsin

Ekaterinburg, 620002, Russian Federation

R303las@mail.ru

Abstract: *The results of the development and research of radio receivers built on SDR technology (software-defined radio) with direct analog-to-digital conversion using LTC 2208 ADC are presented. The developed receiver is compared with receivers using quadrature conversion to zero frequency (AD 9361, RN 2483 in the LoRa mode). The comparative characteristics of the threshold sensitivity and dynamic range are given. The possibilities and complexities of building receivers based on direct analog-to-digital conversion are experimentally shown.*

Keywords: *radio receivers, noise, analog-to-digital conversion, dynamic range, threshold sensitivity.*

Цифровые радиоприемники. Шумы. Динамический диапазон

Лучинин А.С., Малыгин И.В., Стариков С.И.

Институт радиоэлектроники и информационных технологий

Уральский федеральный университет им. Б.Н.Ельцина

г. Екатеринбург, 620002, Россия

r303las@mail.ru

Аннотация: *Представлены результаты разработки и исследования радиоприемников, построенных по технологии SDR (программно определяемое радио) с прямым аналого-цифровым преобразованием на АЦП LTC 2208 и с квадратурным преобразованием на нулевую частоту (AD 9361, RN 2483 в режиме LoRa). Приведены сравнительные характеристики по пороговой чувствительности и динамическому диапазону. Экспериментально показаны возможности и сложности построения приемников на основе прямого аналого-цифрового преобразования.*

Ключевые слова: *радиоприемники, шумы, аналого-цифровое преобразование, динамический диапазон, пороговая чувствительность.*

1. Целесообразность и сложность построения цифровых радио-приемников

Развитие технологий цифровой обработки сигналов и создания быстродействующих цифровых устройств коренным образом изменило структуру современных радиоприемных устройств. Появились большие возможности по обработке сигналов, по автоматизации управления приемниками [1, 2]. Сложным остался вопрос стыковки аналогового тракта системы связи с устройствами цифровой обработки.

Критическим параметром современных радиоприемных устройств, особенно работающих в коротковолновом диапазоне, является линейность входных высокочастотных цепей. Современный эфир плотно заселен, и приемнику приходится работать при большом количестве внеполосных помех высокого уровня. Из-за нелинейности возникают эффекты блокирования и интермодуляционных искажений, которые не позволяют качественно принимать сигналы. Использование прямого аналого-цифрового преобразования высокочастотных сигналов с помощью современных АЦП позволяет в значительной степени решить описанную задачу.

2. Порог чувствительности приемника с прямым АЦП высокочастотных сигналов

В настоящей работе проведена разработка и экспериментальное исследование характеристик радиоприемника коротковолнового диапазона с использованием прямого аналого-цифрового преобразования на 16-разрядном АЦП LTC 2208. Получены хорошие характеристики. Но обнаружился и трудности.

Экспериментально показано, что с использованием сверхдискретизации (oversampling) [1,3] удастся обеспечить аналого-цифровое преобразование слабых сигналов с амплитудой много меньше минимального интервала квантования АЦП (34,3 мкВ для LTC 2208) в смеси с более мощными внеполосными колебаниями. При частоте дискретизации 130 МГц обеспечивается реальная чувствительность приемника в полосе сигнала 3,1 кГц (прием однополосных сигналов) $U_C = 2,2$ мкВ (при отношении сигнал/шум на выходе 10 дБ, СКО шумов АЦП 0,7 мкВ). На рис. 1 показан результат преобразования слабого сигнала.

Коэффициент шума приемника при описанных условиях составляет 28,9 дБ (при сопротивлении источника сигнала 50 Ом). Высокий коэффи-

коэффициент шума является существенным недостатком данного метода построения приемников.

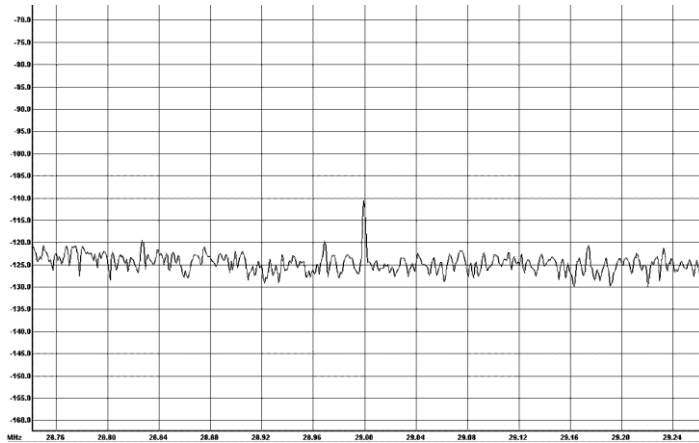


Рис. 1. Результат преобразования гармонического сигнала:
 $f = 29$ МГц; $U_c = 2,2$ мкВ. Превышение уровня сигнала над шумами 15 дБ (в полосе 991 Гц)

Коэффициент шума приемника при описанных условиях составляет 28,9 дБ (при сопротивлении источника сигнала 50 Ом). Высокий коэффициент шума является существенным недостатком данного метода построения приемников.

Вторым недостатком является существование дополнительных помех – продуктов не идеальности АЦП (Spurious).

Коэффициент шума удастся понизить путем включения согласующего трансформатора на входе АЦП. Экспериментально проверено, коэффициент трансформации 1:2 обеспечивает уменьшение коэффициента шума на 6 дБ.

С целью уменьшения уровня Spurious в АЦП LTC2208 существует режим Dither. В этом режиме к входному аналоговому сигналу добавляется дополнительный шум, созданный специальным цифровым генератором шума. На выходе АЦП осуществляется вычитание цифрового шума из полученного кода. Dither позволяет уменьшить Spurs на 20 и более дБ.

Применение трансформатора на входе, однако, нарушает работу алгоритма компенсации добавочного шума в режиме Dither. В итоге уменьшения коэффициента шума АЦП за счет трансформатора не происходит. Рис.2 и 3 иллюстрируют влияние трансформатора.

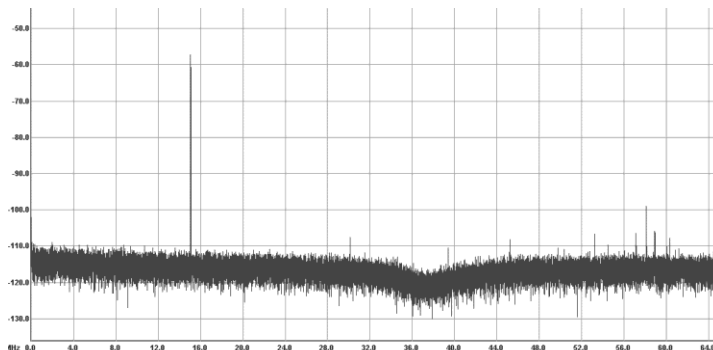


Рис. 2. Результат преобразования гармонического сигнала:
 $f = 15,1$ МГц; $U = 1$ мВ. Режим «Dither» включен

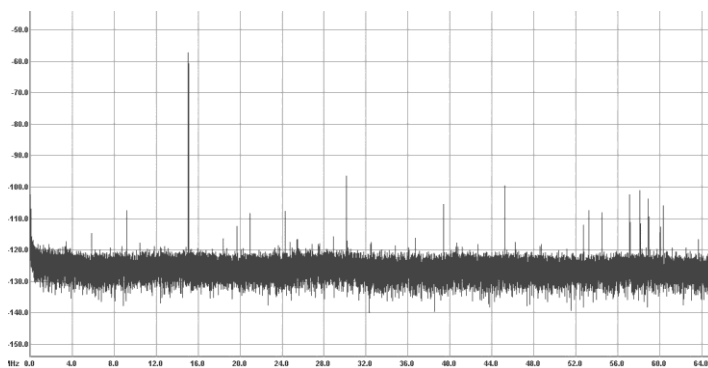


Рис. 3. Результат преобразования гармонического сигнала:
 $f = 15,1$ МГц; $U = 1$ мВ. Режим «Dither» выключен

3. Динамический диапазон приемника с прямым АЦП высокочастотных сигналов

Главным достоинством применения прямого АЦП входных высокочастотных сигналов при построении радиоприемников является широкий динамический диапазон, позволяющий принимать слабые сигналы на фоне мощных помех.

Несмотря на то, что многоразрядные АЦП обладают высоким уровнем собственных шумов (коэффициент шума 28,9 дБ) динамический диа-

пазон приемников с прямым АЦП сигналов оказывается значительно шире, чем при других схемах преобразования сигналов.

Эксперименты, проведенные в настоящей работе, обнаружили особенность собственных шумов АЦП, состоящую в том, что мощность шумов не возрастает с увеличением частоты дискретизации. Подобно шумам квантования [1] спектральная плотность мощности собственных шумов АЦП уменьшается с увеличением частоты дискретизации (с расширением полосы Найквиста).

Экспериментально показано, что изменение частоты дискретизации от 60 до 180 МГц приводит к уменьшению порога чувствительности (определенного в полосе 3,1 кГц) примерно на 10 дБ.

Динамический диапазон АЦП, определенный на основании приведенного в Data sheet $\text{SNR} = 78$ дБ, численно равен также 78 дБ (в полосе Найквиста 65 МГц) [4]. Пересчитанный к полосе 3,1 кГц, динамический диапазон составляет 111 дБ (при минимальном отношении сигнал/шум 10 дБ).

Широкий динамический диапазон обеспечивает работоспособность при действии большой блокирующей помехи. Динамический диапазон по блокированию составляет 111 дБ.

Чтобы подчеркнуть достоинства приемника с прямым АЦП сигналов, в данной работе проведены измерения динамического диапазона по блокированию приемных устройств, входящих в состав трансиверов AD 9361 и RN 2483. Приемники в обоих трансиверах построены с использованием аналоговых квадратурных преобразователей на нулевую промежуточную частоту с последующим АЦП на низкой частоте.

Оба приемника способны выдерживать блокирующую помеху на 70 дБ превышающую полезный сигнал при существенной расстройке относительно полосы пропускания основного тракта. При более высоком уровне помехи начинает ухудшаться порог чувствительности. Устойчивость приемника с прямым АЦП сигналов к действию блокирующей помехи выше на 40 дБ.

Вторым достоинством приемника на АЦП LTC2208 является низкий уровень интермодуляционных искажений второго и третьего порядка. Экспериментально установлено, что уровень интермодуляционных составляющих при максимальном значении амплитуд двух гармонических колебаний около 0,5 В не превышает -110 дБ. Оценка значения точки пересечения третьего порядка показывает $\text{IP3} = +60$ дБм. Для сравнения, эта величина для приемников трансиверов AD 9361 и RN 2483 соответственно -18 дБм и -11 дБм (данные Data sheets).

Достоинством аналогового преобразования сигналов в названных приемниках является более низкий коэффициент шума – 4...6 дБ.

4. Заключение

Представлены результаты экспериментального исследования приемника с прямым аналого-цифровым преобразованием, разработанным для работы в коротковолновом диапазоне и предназначенным для использования в условиях мощных помех.

Эксперименты показали реализуемость основного достоинства данного метода приема сигналов – большого динамического диапазона. Обнаружены закономерности и проблемы в достижении основных характеристик.

Список литературы

- [1] Ричард Лайонс. Цифровая обработка сигналов. Второе издание. Пер. с англ. М.: ООО «Бином-пресс», 2006. 656 с.
- [2] Пронин К. Проектирование, оптимизация и моделирование SDR // Электронные компоненты. 2012. №2. С. 49-53.
- [3] Уолт Кестер (Walt Kester). Входной шум АЦП: хороший, плохой и опасный. Хорошо ли, когда его нет? Пер с англ Е. Трошковой // Компоненты и технологии. 2008. № 9. С.42-46.
- [4] Data sheet LTC2208, 16-Bit, 130 Msps ADC. // LT 0909 REV C, printed in USA. Linear Technology Corporation. 2005. 32 p.

References

- [1] Richard G. Lyons. Understanding Digital Signal Processing. Prentice Hall PTR. 2004. 665 p.
- [2] Pronin K. Proektirovanie, optimizatsiya i modelirovanie SDR // Elektronnye komponenty. 2012. No. 2. pp 49-53.
- [3] Walt Kester. ADC Input noise: the good, the bad, and dangerous. Well, when it is not? (Walt Kester)/ translated from English by E. Tereshkovoy. Components and technologies, 2008, № 9, pp. 42-46.
- [4] Data sheet LTC2208, 16-Bit, 130 Msps ADC. // LT 0909 REV C, printed in USA. Linear Technology Corporation. 2005. 32 p.

Повышение помехоустойчивости дальномерного и информационного радиоканалов системы ПРМГ при действии внутрисистемных помех

¹Ершов Г.А., ²Недобежкин М.И., ¹Синицын Е.А., ¹Фридман Л.Б.

¹АО «ВНИИРА» («Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры»)

г. С-Петербург, 192012, Российская Федерация

FridmanLB@vniira.ru

²ФГБУ «ЦНИИ ВВС» («Центральный научно-исследовательский институт военно-воздушных сил МО РФ»)

Московская область, г. Щёлково, 141103, Российская Федерация

Аннотация: Приводятся результаты оценки помехоустойчивости дальномерного и информационного радиоканалов системы ПРМГ при наличии внутрисистемных радиопомех. При этом рассматривается взаимное влияние дальномерного и информационного каналов, работающих на одной несущей частоте. Выполняется оценка влияния искажений радиосигналов, вызванных переотражениями от местных предметов и земной поверхности, на защищённость информационного радиоканала от внутрисистемных помех. Предлагается формат сигналов, передаваемых по информационному каналу, обеспечивающий повышенную защищённость от внутрисистемных помех при наличии или отсутствии искажений, вызванных переотражениями от местных предметов и земной поверхности.

Ключевые слова: посадочная радиомаячная группа, запросный сигнал дальности, взаимная корреляционная функция, интервально-временное кодирование, переотражения от местных предметов

1. Введение

Одной из отличительных особенностей новой посадочной радиомаячной группы (ПРМГ), разрабатываемой в настоящее время в АО «ВНИИРА», является встраивание в дальномерный радиоканал информационного радиоканала для обеспечения обмена данными между наземным и бортовым оборудованием при заходе самолётов на посадку.

В дальномерном и информационном каналах используются односторонние составные радиосигналы с пассивной паузой, состоящие из нескольких радиоимпульсов равной длительности. Временные интервалы (задержки) между радиоимпульсами образуют коды, а способ кодирования называют интервально-временным (или интервальным). Сигналы с интер-

вально-временным кодированием (ИВК) применяются во вторичных радиолокационных системах УВД и радиотехнических системах ближней навигации [1, 2].

При асинхронном приеме составных сигналов с пассивной паузой свойства этих сигналов определяются корреляционными функциями дискретизированных кодирующих последовательностей $f_i(z)$, в том числе взаимной корреляционной функцией (ВКФ) [3]:

$$R_{ij}(z') = \sum_{z=0}^{l_i} f_i(z) f_j(z - z'). \quad (1)$$

Здесь z' - так называемый сдвиг, характеризующий взаимное положение во времени функций, корреляция которых определяется с помощью (1).

Главное значение (основной пик) ВКФ $R_{ij}(0) = n_i$.

Как известно, корреляционные функции могут служить мерой расстояния между сигналами в пространстве сигналов и сдвигов. Применительно к дискретным сигналам критерием для определения расстояния между сигналами является величина основного пика $R_{ij}(0)$, которая не должна превышать порога дешифратора. Поэтому в качестве характеристики помехозащищённости будем рассматривать величину основного пика ВКФ (пиковое значение ВКФ).

2. Предлагаемый формат сигналов информационного канала

В данной работе предлагается формат сигналов для передачи по информационному каналу, информационные посылки (ИП) которого содержат:

- стартовую группу импульсов (стартовых 4-х импульсных ИВК-сигналов), используемую для синхронизации (табл. 1);
- 15 стоповых импульсных групп (стоповых 4-х импульсных ИВК-сигналов), используемых для передачи информации 32-битными подциклами.

Сигналы дальномерного канала ПРМГ (запросные и ответные сигналы дальности ЗД и ОД) представляют собой пару импульсов длительностью $(1,25 \pm 0,15)$ мкс (табл. 1). Приём и передача дальномерных сигналов и ИП может производиться на одном из четырёх кодовых каналов КК (табл. 1).

При обнаружении дальномерных сигналов (ЗД и ОД) порог (логика) дешифратора равна 2, т.е. для декодирования на вход дешифратора должны поступить 2 из 2-х импульсов ЗД (ОД) (логика «2 из 2-х»). Следовательно, во избежание ложного обнаружения дальномерных сигналов, пиковые значения ВКФ дальномерных и информационных (стартового и стопового) сигналов должны быть менее 2.

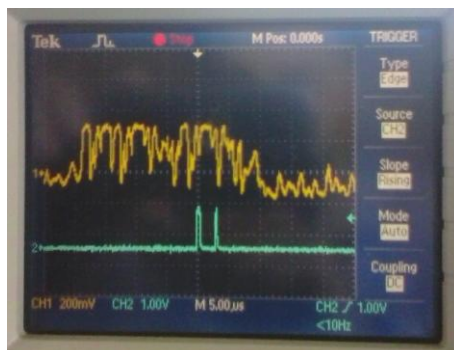
Табл. 1. Коды дальномерного и информационного каналов

Канал	Номер КК	Кодовые интервалы		
		Дальномерный канал	Информационный Канал	
			Стартовый сигнал	Стоповый сигнал
Земля-борт	I	14	24-32-22	22-30-24
	II	16	26-34-24	26-10-28
	III	18	30-12-28	10-32-12
	IV	20	28-36-12	12-30-10
Борт-Земля	I	25	13-39-15	15-37-13
	II	19	31-35-29	29-10-31
	III	21	33-11-31	12-31-10
	IV	23	35-13-33	14-33-12

3. Влияние переотражений от местных предметов и земной поверхности на защищённость информационного радиоканала от внутрисистемных помех

Наличие переотражений от местных предметов или земной поверхности может привести к значительным искажениям принимаемых импульсных сигналов. Опыт эксплуатации и лётных испытаний изделий АДРМ «Тропа-СМД», АДРМ «АДРМ-ВМ» (совместно с бортовой аппаратурой) показал, что задержка переотраженных сигналов относительно сигналов, пришедших по прямому пути распространения, может достигать $\tau_{\max} = 6 \div 8$ мкс (для канала Борт-Земля). При этом в логарифмических приёмных устройствах амплитуда сигналов, пришедших по прямому пути распространения и «ослабленных» переотраженных сигналов выравнивается.

Из-за переотражений происходит увеличение длительности импульса на выходе приёмного устройства, либо образование импульсов, задержанных относительно импульса, пришедшего по прямому пути распространения (рис. 1, 2). Образование из-за переотражений задержанных импульсов (относительно импульса, пришедшего по прямому пути распространения) может привести к искажению временных интервалов между импульсами на величину задержки переотражённых сигналов (до 6-8 мкс). Искажения временных интервалов могут привести к ложному обнаружению кодовых групп сигналов.



Верхний луч - сигнал ЗД на выходе детектора приёмника;
Нижний луч – импульс декодирования кодовой группы ЗД

Рис. 1. Тестовый сигнал ЗД на выходе детектора приёмника АДРМ «АДРМ-ВМ»

Рис. 2. Сигнал бортового ответчика на выходе детектора приёмника АДРМ «АДРМ-ВМ»

В связи с тем, что бортовые ответчики (БО), работающие на другом КК, обычно находятся на значительном удалении, мощность переотраженных от местных предметов сигналов таких БО в точке приёма наземной ПРМГ является крайне малой. Следовательно, искажения сигналов таких БО, вызванные переотражениями, являются незначительными. В связи с этим, при рассмотрении влияния переотражений на декодирование сигналов БО будем рассматривать только сигналы БО, работающих на том же частотном канале, что и наземные приёмные устройства.

Определение ВКФ кодов выполнялось в пакете программ MATLAB. Период дискретизации сигналов принимался равным 0,1 мкс.

Как следует из табл. 2, для элементов, расположенных на основной диагонали, пиковые значения ВКФ ЗД и стартового сигнала канала Борт-земля при $\tau_{\max} = 9$ мкс, равны 1. Следовательно, в этом случае при приеме стартовых сигналов не произойдёт ложного обнаружения сигналов ЗД того же КК (т.к. порог дешифратора сигналов ЗД равен 2). Результаты расчётов в MATLAB показали, что пиковые значения ВКФ ЗД и стопового сигнала канала Борт-земля при $\tau_{\max} = 9$ мкс идентичны значениям ВКФ из табл. 2 (равны 1 для элементов, расположенных на основной диагонали). Следовательно, при приеме стопового канала Борт-земля ложного обнаружения ЗД того же КК не произойдёт (при $\tau_{\max} \leq 9$ мкс).

Один из элементов, расположенных на основной диагонали в табл. 3, равен 2. Следовательно, при приеме ИП канала Борт-земля может произойти ложное обнаружение ЗД того же КК (при $\tau_{\max} \geq 10$ мкс). Таким

образом, как следует из табл. 2 и 3, для канала Борт-земля максимальная величина $\tau_{\max}$, при которой не происходит ложное обнаружение сигнала ЗД при приеме ИП, составляет 9 мкс.

Табл. 2. Значения ВКФ сигнала ЗД и стартового сигнала канала Борт-земля для всех КК;

$$\tau_{\max} = 9 \text{ мкс}$$

			Сигнал ЗД			
			№ КК			
			I	II	III	IV
Стар- товый сигнал Борт- земля	№ КК	I	1	2	2	2
		II	2	1	2	2
		III	2	2	1	2
		IV	2	2	2	1

Табл. 3. Значения ВКФ сигнала ЗД и стопового сигнала канала Борт-земля для всех КК;

$$\tau_{\max} = 10 \text{ мкс}$$

			Сигнал ЗД			
			№ КК			
			I	II	III	IV
Сто- повый сигнал Борт- земля	№ КК	I	1	2	2	2
		II	1	2	2	2
		III	2	2	2	2
		IV	2	2	2	2

4. Заключение

Предложенный формат сигналов информационного радиоканала обеспечивает защищённость от внутрисистемных помех в условиях интенсивных переотражений от местных предметов или земной поверхности (при задержках переотражённых сигналов канала Борт-земля до 9 мкс).

Список литературы

- [1] Бакулев П.А. Радиолокационные системы. М.: «Радиотехника», 2004. 320 с.
- [2] Бакулев П. А., Сосновский А.А. Радионавигационные системы: Учебник для вузов, М.: Радиотехника, 2005. 224 с.
- [3] Глобус И.А. Двоичное кодирование в асинхронных системах. М.:Связь, 1972. 108 с.

Способ определения текущих параметров положения на борту воздушных судов в ближней аэродромной зоне

¹Ершов Г.А., ²Недобежкин М.И., ¹Синицын Е.А., ¹Фридман Л.Б.

¹АО «ВНИИРА» («Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры»)

г. С-Петербург, 192012, Российская Федерация
esinit@yandex.ru

²ФГБУ «ЦНИИ ВВС» («Центральный научно-исследовательский институт военно-воздушных сил МО РФ»)

Московская область, г. Щёлково, 141103, Российская Федерация

Аннотация: Предлагается способ, позволяющий определять текущие значения параметров положения на борту воздушного судна с временным опережением относительно наземного радиолокационного оборудования и командного диспетчерского пункта, что способствует повышению оперативности управления и уровня безопасности полетов воздушных судов в ближней аэродромной зоне.

Ключевые слова: воздушное судно, азимут, угол места, дальность, наземная аппаратура, бортовая аппаратура, антенна, кодирование, детектор.

1. Введение

В работе рассматривается способ, позволяющий с целью повышения безопасности полетов определять совокупность координат воздушных судов (ВС) в трехмерном воздушном пространстве (азимута, угла места и дальности) на борту ВС с опережением по времени относительно наземного оборудования.

Для достижения поставленной цели предлагается использовать наземные источники излучения зондирующих сигналов (ЗС) азимута и угла места, модулированные во времени информацией об угловых координатах ВС. При этом на борту ВС производится прием и измерение параметров передаваемых с наземных радиолокационных источников зондирующих сигналов, содержащих информацию об азимуте, угле места и дальности ВС.

2. Особенности построения наземной и бортовой аппаратуры

В предложенном способе наземная аппаратура содержит радиолокатор с антеннами курса и глиссады, привод перемещения антенн,

датчик углов поворота (ДУП) антенн, антенный коммутатор, переключатель прием-передача, передатчик, приемник, блок обработки информации, блок вычисления координат ВС, блок коммутации режимов, синхронизатор, а также формирователь прогнозируемых координат и формирователь кода дальности [1] (рис. 1).

В качестве наземных источников излучения используются антенны курса и глиссады, связанные с блоком привода и ДУП азимута и угла места. Сигналы с ДУП азимута и угла места воздействует на модулятор передатчика, попеременно модулируя частоту задающего генератора значением текущего азимута и угла места ВС. При этом сигнал угла места модулируют во времени с помощью модулятора набором частот, не совпадающих с частотами модуляции азимута.

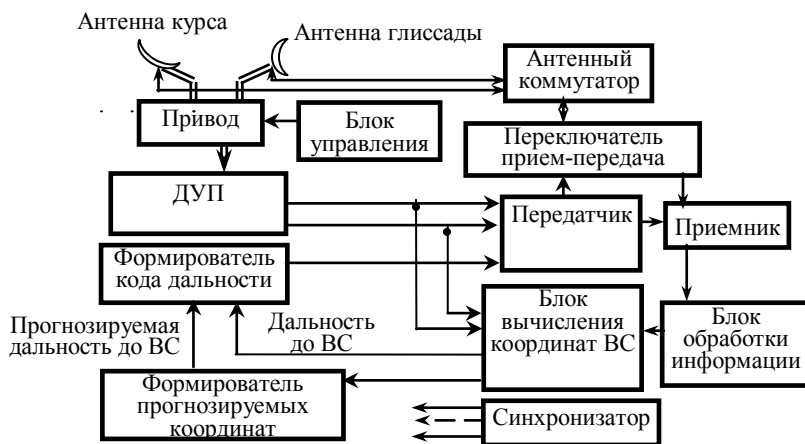


Рис. 1. Наземная аппаратура способа определения координат ВС

На борту ВС проводится измерение параметров передаваемых с наземных источников сигналов азимута и угла места.

Так как антенны азимута и угла места работают попеременно, то обнаружение ВС и измерение дальности до него может произойти как на этапе определения азимута, так и на этапе оценки угла места.

После обнаружения ВС и определения его угловых координат зондирующий импульс формируется в виде дискретной последовательности подимпульсов, содержащих код дальности в соответствии с измеренным по сигналам азимута или угла места расстоянием до ВС.

3. Оценка параметров положения на борту ВС

Измерение дальности R на земле проводится традиционным радиолокационным методом по временной задержке t_3 обнаруженного зондирующего сигнала, отраженного от ВС, с учетом зависимости

$$R = 2t_3/c, \quad (1)$$

где c - скорость распространения электромагнитных волн в пространстве.

Дальность обнаружения ВС на земле можно оценить, используя основное уравнение первичной радиолокации

$$R_3 = 4 \sqrt{\left[\frac{P_{II} G_3^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_3} \right]}, \quad (2)$$

где P_3 - мощность принимаемого сигнала, отраженного от ВС; P_{II} - импульсная мощность наземного передатчика; G_3 - коэффициент усиления наземной антенны; λ - длина волны; σ - эффективная площадь рассеяния ВС.

На борту ВС производится обнаружение сигналов и расшифровка (декодирование) угловой информации и кода дальности, причем, угловая информация поступает в бортовую аппаратуру еще до обнаружения ВС на земле и, соответственно, до поступления кода дальности.

Для оценки опережения поступления угловой информации относительно поступления кода дальности будем полагать, что устройства обнаружения наземной и бортовой аппаратуры построены с использованием одинаковых технических решений и производят обнаружение сигналов при одинаковых значениях мощности принимаемых сигналов.

Дальность обнаружения сигналов, поступающих от наземной аппаратуры, на борту можно оценить, используя основное уравнение вторичной радиолокации

$$R_B = \sqrt{\left[\frac{P_{II} G_3 G_B \lambda^2}{(4\pi)^2 P_B} \right]}, \quad (3)$$

где P_B - мощность сигнала, принимаемого на борту ВС; G_B - коэффициент усиления бортовой антенны.

Полагая $P_B = P_3$ и используя (2) и (3), установим связь между R_B и R_3

$$R_B = R_3^2 \sqrt{\left(\frac{4\pi G_B}{G_3} \right)}. \quad (4)$$

При $G_3=1000$, $G_B=1$, $\sigma=10 \text{ м}^2$ и $R_3=10^4 \text{ м}$ из (4) получим $R_B \approx 3,5 \cdot 10^6 \text{ м}$.

Как следует из приведенного примера, вследствие $R_B \gg R_3$ имеет место значительное опережение по времени поступления угловой информации относительно поступления кода дальности на борту ВС.

Кодирование дальности осуществляется с помощью формирователя кода дальности (ФКД), воздействующего на модулятор. Информация о дальности, поступающая в ФКД, может быть получена непосредственным измерением дальности либо прогнозированием значения дальности до ВС (последнее выполняется в ходе автоматического сопровождения по дальности, позволяющего экстраполировать значение дальности к следующему обзору). Использование значения прогнозируемой дальности необходимо, когда при больших значениях дальности вычисление не успевает осуществляться за время зондирования ВС по азимуту и углу места в пределах одного обзора.

Код дальности может представляться либо в виде сигнала с фазовой манипуляцией (ФМ) - ФМ кодирование, либо в виде переменного временного интервала между подимпульсами ЗС.

Один из вариантов ФМ кодирования состоит, например, в представлении зондирующего импульса в виде непрерывной последовательности подимпульсов, начальные фазы которых изменяются в пределах заданных значений основания манипуляции p . Например, при $p=2$ начальные фазы могут принимать значения 0° или 180° , а при $p=4$ - значения $0, 90^\circ, 180^\circ$ и 270° [2].

Формирование фазоманипулированного сигнала (ФМС) осуществляется с помощью формирователя кода дальности, преобразующего значение текущей или прогнозируемой дальности в управляющий цифровой код дальности, воздействующий на процесс модуляции генерируемого передатчика сигнала.

Общее число значений дальности M , которое можно передать с помощью ФМС, имеющего N подимпульсов, можно оценить по типовой формуле передачи информации [2]

$$M = p^N. \quad (5)$$

Из (5) при $p=2$ и $N=10$ получим $M \approx 10^3$, а при $p=4$ и $N=10$ будем иметь $M \approx 10^6$. Тогда при дальности посадки, например, 20 км, максимальная погрешность передачи информации, обусловленная ее дискретным характером, не превысит 20 м в первом случае и 2 м - во втором.

Аналогичным образом проводится формирование кода дальности с помощью временного интервала - задержки, при этом зондирующий импульс разбивают на два подимпульса, временной интервал между которыми регулируют в модуляторе с помощью формирователя.

На больших расстояниях до ВС, когда требуется зондирующий импульс с максимальной энергией, задержку τ_3 между подимпульсами выбирают минимальной $\tau_{3 \min}$ и далее увеличивают ее до максимальной $\tau_{3 \max}$ в процессе уменьшения дальности до ВС. Количество интервалов N определяется максимальной дальностью до ВС и требуемой точностью передачи информации.

Так, например, если максимальная дальность 20 км, а требуемая максимальная погрешность 20 м, то достаточно иметь в пределах от $\tau_{3 \min}$ до $\tau_{3 \max}$ $N=10$ дискретных интервалов.

Однако с точки зрения излучаемой энергии и, соответственно, энергетического потенциала РЛС использование ФМ кодирования является более предпочтительным, особенно при работе с ВС, находящимися на больших расстояниях.

При малых величинах длительности зондирующих импульсов $\tau_{3и}$ и большом числе дискретных временных интервалов N вследствие сложности разрешения малых временных интервалов использование ФМ кодирования является также более предпочтительным.

Определение на борту значений азимута и угла места по частоте модуляции проводится с помощью преобразования несущей частоты принятого сигнала и измерения частоты модуляции с помощью частотного детектора и измерителя частоты, а также умножения полученного значения частоты модуляции на коэффициент, определяющий соответствие между направлением излучения сигнала и частотой модуляции сигнала. Однако при этом определяется не только значение азимута, но и угла места ВС.

Расшифровку кода дальности также можно провести известными способами. Так, расшифровку ФМС можно выполнить путем выделения с помощью фазового детектора фаз подимпульсов принятого на борту сигнала и дальнейшего декодирования известными способами, изложенными, например, в [2].

4. Заключение

Таким образом, диспетчер на земле и пилот на борту ВС получают идентичную информацию о полной совокупности координат ВС, используя для получения информации исходный радиолокационный сигнал, при этом информацию об угловых координатах (азимуте и угле места) пилот получает с опережением по времени по отношению к диспетчеру. Благодаря этому повышается безопасность полетов, особенно при взлете и посадке ВС.

Список литературы

- [1] Гальперин Т.Б., Лапин Б.А., Сеницын Е.А., Сулейманов Р.Н. Способ определения координат летательного аппарата и устройство на его основе. Патент РФ № 2267797 кл. G01 S 3/14, G01 C 23/00, B 64 C 25/00, заявл. 22.01.03, опубл. 10.01.2006.
- [2] Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: «Радио и связь», 1985.

Разработка устройства передачи изображений с помощью спутниковой системы Гонец

Безгин А.А.

Севастопольский государственный университет,
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
bezghinaa@gmail.com

Аннотация: Представлены результаты разработки спутникового фоторегистратора Гонец предназначенного для передачи изображений через спутниковую систему связи. Проведена оценка возможности применения терминала АТ-МН-2.1 в морских автономных устройствах. Разработана схема и изготовлена плата управления.

Ключевые слова: спутниковая система связи, фотоснимок, Арктика, автономное устройство, ethernet, гонец.

1. Введение

Важной задачей является дистанционное наблюдение за объектами в удаленных труднодоступных местах [1]. Это может быть наблюдение за животными, метеорологической обстановкой, природными явлениями (вулканическая активность, паводки и т.д.), автономно работающей аппаратурой. На сегодняшний день на рынке широко представлены «фотоловушки». Основной областью применения «фотоловушек» является наблюдение за животными. Главным недостатком таких систем является необходимость их периодического обслуживания. Фотоснимки передаются пользователю с использованием сообщений MMS, что делает невозможным использование таких систем в районах без покрытия GSM сетей.

Разрабатываемый спутниковый фоторегистратор «Гонец» [2] (фоторегистратор) с передачей информации по спутниковому каналу связи предназначен для долговременной фотофиксации окружающей обстановки и измерения параметров окружающей среды в труднодоступных регионах.

2. Сведения о системе «Гонец»

Основным назначением многофункциональной системы персональной спутниковой связи (МСПСС) «Гонец-Д1М» является передача данных и предоставление услуг подвижной спутниковой связи абонентам

в глобальном масштабе с использованием группировки космических аппаратов связи на низких орбитах. Орбитальная группировка МСПСС «Гонец-Д1М» составляет 12 низкоорбитальных космических аппаратов (КА) «Гонец-М».

Абонентские терминалы системы «Гонец» могут быть переносными, приемными, стационарными, мобильными и автономными [3]. Они обеспечивают прямой доступ к спутниковым каналам, то есть непосредственно общаются со спутниками, находящимися в зоне радиовидимости. Связь со спутником устанавливается автоматически без участия оператора. Абонентские терминалы имеют ряд модификаций, спроектированных на общих принципах. Это портативные, переносные устройства, обладающие всеми качествами современных устройств передачи сообщений.

Абонентский терминал системы «Гонец» состоит из радиомодема с устройством определения местонахождения или без него, ненаправленной антенны, персонального компьютера или встроенной клавиатуры с дисплеем и источника питания.

Связь внутри региона, диаметр которого меньше 5000 км (пятно радиовидимости одного спутника), осуществляется в масштабе времени, близком к реальному. При этом внутри региона абоненты системы «Гонец» устанавливают связь между собой непосредственно через спутник, а с абонентами сетей общего пользования дополнительно используется региональная станция.

Если абоненты находятся в разных регионах, то цифровая информация передается в режиме «электронная почта». Переданное на спутник сообщение запоминается и передается получателю, когда он появится в зоне радиовидимости этого спутника.

3. Разработка и тестирование фоторегистратора

Основным терминалом связи системы «Гонец» является терминал АТ-МН-2.1 с антенной ССА-Д2-1М. Было проведено тестирование энергетических параметров антенны терминала и время отправки и доставки сообщений. Для этого с помощью персонального компьютера с периодичностью 1 раз в час отправлялось сообщение объемом 11 кбайт. После подтверждения об отправке, терминал выключался. Средний ток при отправке

составил 70 мАч. Максимальный ток при передаче — 2,2 А. Среднее время отправки сообщений 2,5 минуты. Среднее время доставки сообщения 8 минут.

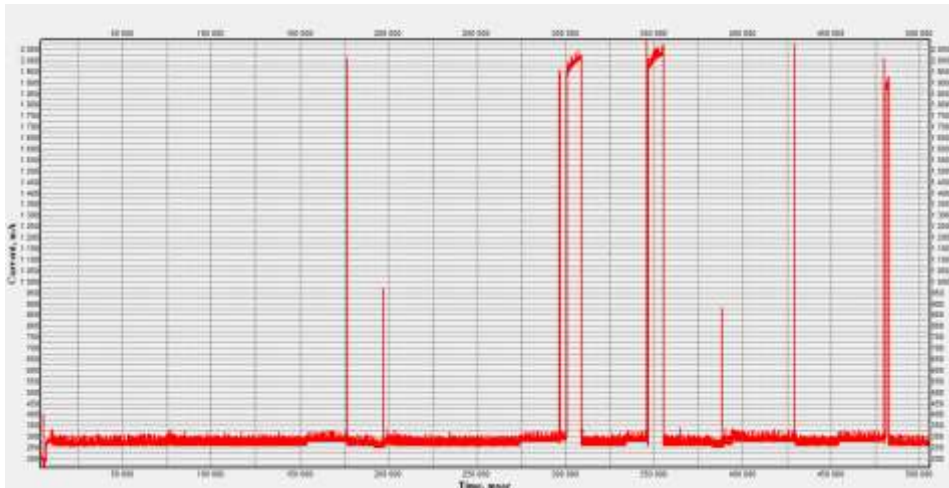


Рис. 1 График потребления тока терминалом АТ-МН-2.1 при отправке сообщения за 8 минут

Оценить параметры и структуру системы энергообеспечения терминала АТ-МН-2.1 можно пока лишь на основании анализа временных диаграмм потребления тока терминалом Гонец от источника питания с напряжением 12 В во время сеанса связи. На данном этапе, при малой статистике работы в реальном масштабе времени, трудно с высокой достоверностью оценить средний ток потребления, а, следовательно, и необходимую ёмкость источников питания. Если остановиться на полученную в первом приближении величину среднего тока потребления 70 мА, то для обеспечения автономной работы в течение 120 суток (2880 часов) потребуются ёмкость источника с напряжением 12В около 100 А·час. Учитывая, что аккумуляторы и батареи не отдают полную мощность, нужно добавить к полученной цифре ещё 10 – 20 %. Если большая статистика работы системы связи при разных метеоусловиях и на разных широтах покажет величины потребления большие, чем принятые при оценке ёмкости источников, то их реальные размеры и вес станут вообще не реализуемыми.

Из такого анализа можно сделать вывод, что без специальных систем извлечения энергии из окружающей среды невозможно создать оптимальную конструкцию разрабатываемого устройства.

На рис. 2 изображена структурная схема фоторегистратора.

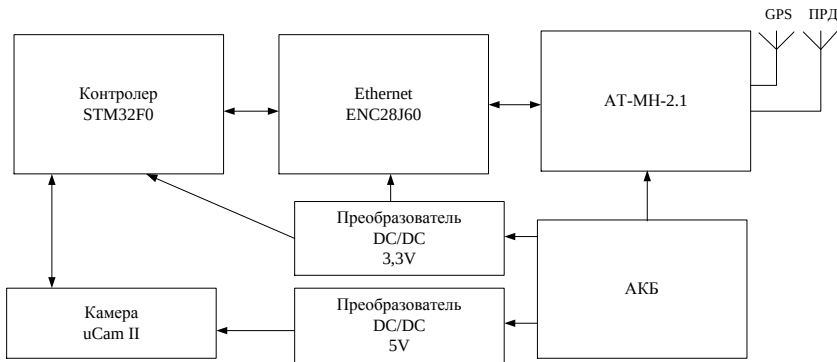


Рис. 2. Структурная схема фоторегистратора

В качестве фотокамеры выбран модуль Micro Serial Camera Module uCam II¹ производства компании 4D Systems. Фотомодуль установлен в защитном кожухе с возможностью подогрева объектива в случае обморожения. Контролер STM32F0051R8 выполняет обработку фотоснимка и отправляет его в терминал AT-MH-2.1. Сопряжение STM32F0051R8 с AT-MH-2.1 выполнено с помощью Ethernet контроллера ENC28J60 от Microchip, который в полном объеме поддерживает стандарт IEEE 802.3. Данный модуль имеет интерфейс SPI для связи с основным контроллером, который имеет 4 линии управления. Контроллер STM32F0051R8 настраивает параметры модуля (MAC адрес, приёмный передающий FIFO буфер, формат кадра) и с помощью кадра TCP запрашивает у спутникового терминала, координаты и время. Спутниковый терминал отвечает TCP кадром, и передаёт запрошенные данные телеметрии. Контроллер STM32F0051R8 упаковывает данные для передачи, и передаёт его спутниковому терминалу с помощью кадра TCP. Спутниковый терминал переда-

¹ http://www.4dsystems.com.au/product/uCAM_II/. — 20.03.2018.

ёт подтверждение приёма. На рис. 3 показан предполагаемый внешний вид устройства.



Рис. 3. Внешний вид фоторегистратора Гонец

4. Заключение

Проведено исследование возможности работы спутникового терминала связи «Гонец» АТ-МН-2.1 в автономных устройствах. В настоящее время проводятся работы по созданию энергоэффективного источника питания для возможности применения терминалов системы «Гонец» в автономных необслуживаемых устройствах на длительный срок.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена в рамках гранта «УМНИК НТИ MariNet» Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере (номер договора 11591гу 2017).

Список литературы

- [1] Быков Е.М., Безгин А.А., Лунев Е.Г. Создание и применение автономных измерительных платформ в арктическом регионе // Материалы Молодежной научной конференции «Комплексные исследования морей России: оперативная океанография и экспедиционные исследования». Севастополь: ФГБУН МГИ. 2016. С.517–521.
- [2] Безгин.А.А., Лунев Е.Г. Спутниковый фоторегистратор «Гонец» // МНТК «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». 2017. Т.4. С. 686- 692.
- [3] Низкоорбитальная космическая система персональной спутниковой связи и передачи данных / под ред. А.И. Галькевича. Тамбов: ООО «Издательство Юлис». 2011. 169 с.

Radiolight receiver cell with digital accumulation

¹Dmitriev A. S., ¹²Itskov V. V., ¹²Petrosyan M. M., ¹A. I. Ryjov

¹ Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics of RAS
Moscow, 125009, Russian Federation

²Moscow Institute of Physics and Technology
Dolgoprudny, 141701, Russian Federation
chaos@cplire.ru

Abstract: The problem of developing radiolight receiver is considered. Radiolight emission can be realized on the basis of ultra-wideband oscillators of chaotic generators. Furthermore, radiolight can be emitted by surfaces and objects which are "illuminated" by radiolight. The structure of the device is proposed and the experimental sample is described in this paper. The experimental sample shows its ability to record sources of incoherent microwave radiation with an integrated output power and ~ 2 mW at a distance of more than 100 meters

Keywords: radio light, radiometer, the energy receiver, uwb chaotic signal, vision

Ячейка приемника радиосвета с цифровым накоплением

А.С. Дмитриев^{1,2}, В.В. Ицков^{1,2}, М.М. Петросян^{1,2}, А.И. Рыжов¹

¹ Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
ул. Моховая, 11, корп. 7, Москва, 125009

² Московский физико-технический институт
Институтский пер. 9, г. Долгопрудный, Московская область, 141701,
chaos@cplire.ru

Аннотация: Рассматривается задача создания приемника некогерентного микроволнового излучения от источников, реализованных на основе сверхширокополосных генераторов хаотических колебаний, и «освещаемых» этими источниками предметов и поверхностей. Предлагается структура устройства, описывается экспериментальный образец и показывается его способность регистрировать источники некогерентного микроволнового излучения с интегральной выходной мощностью и ~ 2 mW на расстоянии более 100 метров.

Ключевые слова: радиосвет, радиометр, энергетический приемник, сип хаотический сигнал, зрение

Естественное тепловое некогерентное микроволновое излучение интенсивно используется в космических исследованиях, при наблюдении Земли из космоса [1-3] и в медицинской диагностике [4]. По своей структуре тепловое микроволновое излучение сходно со светом в видимом диапазоне электромагнитного спектра [5]. В обоих случаях речь идет о некогерентном шумовом излучении с широким спектром, что исключает эффекты интерференции и сводит вопросы наблюдения к оценке мощностных характеристик принимаемого сигнала. Искусственно созданное шумовое (шумоподобное) поле широкополосного (сверхширокополосного) некогерентного в пространстве и во времени излучения в радио или микроволновом диапазоне длин волн по аналогии с освещением в видимом глазом диапазоне при помощи специальных приборов будем называть радиоосвещением [5-7].

В [6,7] предложены малогабаритные источники радиоосвещения в микроволновом диапазоне частот, использующие для создания шумоподобного сверхширокополосного (СШП) излучения – аналога света в видимом диапазоне – генераторы хаотических колебаний. Наличие одного или нескольких источников, конструктивно выполненных в виде, сходном с обычными световыми приборами (лампа накаливания, светодиодная лампа), позволяет «освещать» в микроволновом диапазоне частот отдельные помещения, комплекс помещений, или часть открытого пространства.

Для полноценного применения такого типа излучения необходимо создать соответствующее применое устройство.

В этой статье рассматривается задача создания простого приемника ячейки радиосвета, формулируются требования к нему, предлагается структура и схемотехническое решение, реализуется и исследуется экспериментальный макет устройства.

Приемник радиосвета должен «уметь» измерять полную мощность приходящего СШП шумоподобного излучения. При этом от него требуется достаточно высокая чувствительность и большой динамический диапазон измеряемой интенсивности сигнала. Существенным параметром является также степень инерционности приемника или время накопления сигнала. Этот параметр тесно связан с чувствительностью приемника: чем больше накопление, тем меньший по мощности приходящий сигнал может быть зафиксирован. С другой стороны, степень инерционности приемника напрямую связана с возможностью его применения в мобильных условиях и лимитирует максимальную возможную скорость передвижения наблюдаемого объекта.

Исходя из этого сформулируем требования к приемнику радиосвета:

- полоса частот принимаемого сигнала должна соответствовать полосе частот излучаемого сигнала;
- время накопления сигнала 0.001 – 0.1 s, что позволит использовать приемник в ситуациях с относительными скоростями движения объектов от 1000 до 10 m/s;
- динамический диапазон по мощности принимаемого сигнала – не менее 40 dB, что позволит обеспечить работоспособность при изменении диапазона расстояний в свободном пространстве между приемником и источником сигнала не менее, чем в 100 раз.

Ближайшими по своим свойствам устройствами, которые можно использовать в качестве прототипов приемников радиосвета, являются радиометрические приемники [1-4] и энергетические приемники, используемые в прямохаотических системах связи [8]. Радиометрические приемники, как правило, имеют очень хорошие (с точки зрения требований к приемникам радиосвета) характеристики по чувствительности, но им свойственны узкий динамический диапазон и значительная инерционность. Энергетические приемники применяются для цифровой передачи данных. Они регистрируют быстро изменяющиеся поступающие сигналы (т.е. малоинерционные) и имеют большой динамический диапазон, но значительно уступают радиометрам по чувствительности.

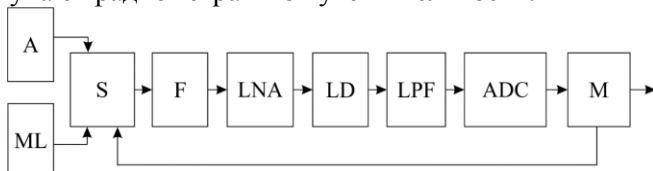


Рис. 1. Структура ячейки приёмника радиосвета: А – антенна, ML – согласованная нагрузка, S – переключатель, F – фильтр, LNA – малошумящий усилитель, LD – логарифмический детектор, LPF – фильтр нижних частот, ADC – аналогово-цифровой преобразователь, M – микроконтроллер.

Fig. 1. Radiolight receiver cell structure: A – antenna, ML - matched load, S - switch, F - filter, LNA – low noise amplifier, LD - logarithmic detector, LPF – low pass filter, M – microcontroller

Предлагаемая ячейка приемника радиосвета сочетает в себе полезные свойства радиометрических и энергетических приемников. Структура ячейки приемника представлена на рис. 1, а её внешний вид на рис. 2а. Печатная антенна (А) имплементирована в плату устройства, ее размеры и форма согласованы с полосой излучаемого источником радиосвета сигнала. По существу, антенна представляет собой несимметричный сверхши-

рокополосный диполь, одной частью которого является лепесток в форме части (сегмента) круга, а второй - остальная часть металлизированной платы. Лепесток через микрополосок соединен с переключателем (S), и далее через фильтр (F) - со входом малошумящего усилителя (LNA). Диаграмма направленности антенны имеет вид тора с провалом вдоль продольной оси антенны (рис. 2b). В плоскости перпендикулярной плоскости приемника диаграмма всенаправленна с неравномерностью < 2 dB.



Рис. 2 (a)

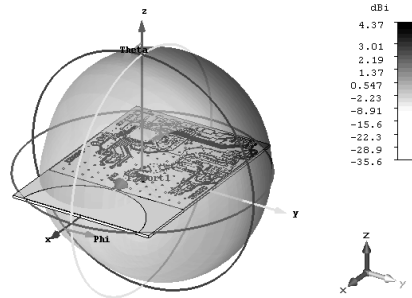


Рис. 2 (b)

Рис. 2. Ячейка приёмника радиосвета: (a) внешний вид устройства (размер печатной платы 50x35 мм, масса < 10 g); (b) диаграмма направленности антенны устройства.

Fig. 2. Radiolight receiver cell: (a) appearance of the device; (b) antenna pattern of the device

Для расширения динамического диапазона в ячейке вместо типичного для радиометрических приемников квадратичного детектора используется логарифмический детектор с малошумящим полосовым усилителем на входе. Сигнал с выхода фильтра нижних частот детектора подается на вход аналого-цифрового преобразователя (ADC) и обрабатывается микроконтроллером. Использование ADC вместо порогового устройства - основное аппаратное отличие рассматриваемой приемной ячейки от приемников сверхширокополосных радиоимпульсов в средствах прямохаотической связи [8].

Микроконтроллер осуществляет накопление сигнала для увеличения отношения сигнал/шум (SNR). С этой целью сигнал с выхода фильтра нижних частот (LPF) оцифровывается через интервалы времени Δt , превышающее время корреляции T_{cor} шумов на входе фильтра ($T_{cor} \sim 1/\Delta f$), и полученные отсчеты суммируются в цикле от 1 до N . После этого цикл накопления завершается, выводится результат, обрабатывается полученное значения суммарного сигнала и цикл повторяется. Таким образом, выдача значения сигнала на отображающее устройство производится через

каждые $N \cdot \Delta t$ сек. При этом уровень сигнала на выходе ячейки повышается по отношению к уровню сигнала на выходе LPF фильтра (что соответствует однократному измерению – отсчету) в N раз, теоретически чувствительность приемника увеличивается в $\sqrt{N}$ раз, а дальность приема в свободном пространстве увеличивается в $\sqrt[4]{N}$ раз. Однако растет и время наблюдения (в N раз).

В экспериментальной ячейке используется LNA с усилением ~ 20 dB в полосе частот 8 GHz (от 3 до 11 GHz), что при совместном использовании с логарифмическим детектором AD8317 (чувствительность ~ -60 dB в полосе частот 0.1 – 10 GHz, динамический диапазон 55 dB, полоса частот на выходе LPF детектора 10 MHz) позволяет на выходе LPF получить чувствительность -70 dBm при динамическом диапазоне приема 45 dB. Максимальная частота дискретизации отсчетов по времени с дальнейшим использованием для обработки в микроконтроллере определяется возможностями ADC. В приемнике используется собственный 12 разрядный ADC микроконтроллера STM32L, производящего обработку сигнала. Максимальная частота дискретизации у него составляет 10^6 отсчетов в секунду. Таким образом, минимально возможное время между отсчетами 1 μ s, что в 10 раз больше, чем характерное время автокорреляции шумовой компоненты на выходе фильтра детектора. С этой целью компенсации мощности собственных шумов перед началом измерений производится оценка значения напряжения на выходе детектора, для чего к переключателю вместо антенны подключается согласованная нагрузка. В проведенных с ячейкой экспериментах по оценке влияния накопления на реальную чувствительность приемника использовалась частота дискретизации 100 тыс. отсчетов в секунду. В качестве источника использовалась лампа радиосвета с полосой частот 3-5 GHz и излучаемой мощностью 2 mW.

В безэховой камере сначала измерялось фоновое значение сигнала (уровень собственных шумов) при заданном накоплении N . Затем при этом же накоплении измерялся суммарный уровень измеренного сигнала от источника радиосвета и фона. Путем измерения чувствительности приемника при изменении N , были получены данные по реальному выигрышу по чувствительности при накоплении. На рис. 3а представлены результаты сравнения уровня сигнала в относительных единицах и логарифмическом масштабе для случая без накопления (пунктирная кривая) и с накоплением $N = 10^4$ (сплошная кривая) время накопления 0.1 s. В левой части графиков показан уровень сигналов на выходе ячейки, соответствующий фону.

В правых частях графиков показан уровень сигналов после включения источника радиосвета. Превышение уровня накопленного сигнала над уровнем сигнала без накопления составляет 40 дБ, что точно соответствует $10\lg N$ при $N = 10^4$. Превышение сигнала над шумом (SNR) составляет 18 дБ без накопления сигнала и 32 дБ в случае с накоплением. Разница в выигрыше по SNR за счет накопления 14 дБ, что на 6 дБ меньше, чем теоретическая при таком накоплении. Недобор по чувствительности связан с неполной компенсацией фонового шума и наблюдается также при других уровнях накопления (рис. 3б). Тем не менее, даже такое «неидеальное» накопление позволяет значительно увеличить дальность работы приемника. Это было подтверждено в экспериментах по определению максимальной дальности, при которой виден источник. При отсутствии накопления эта дальность в условиях измерений составляла около 25 метров. Применение накопления с $N = 10^4$ позволило увеличить ее до 120 метров.

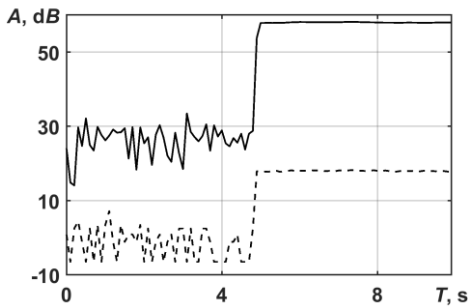


Рис. 3 (а)

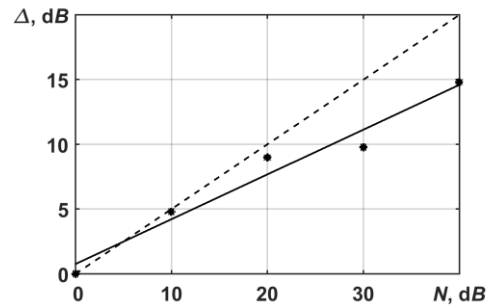


Рис. 3 (б)

Рис. 3. Влияние накопления на характер работы приёмника: (а) сигнал на выходе приемника без использования накопления (пунктирная кривая) и с накоплением $N = 10^4$ (сплошная кривая); (б) Теоретическая (пунктирная линия) и экспериментальная (сплошная линия) зависимости выигрыша для отношения сигнал/шум (SNR) от накопления N .

Fig. 2. The effect of accumulation on the receiver's operation: (a) the signal at the output of the receiver without the use of accumulation (dotted curve) and with accumulation $N = 10^4$ (solid curve); (b) Theoretical (dashed line) and experimental (solid line) win-win ratio for signal-to-noise ratio (SNR) from accumulation N .

Таким образом, предложенная ячейка обладает значительно большей чувствительностью, чем высокоскоростные энергетические приемники. При этом в пересчете на яркостную температуру чувствительность составляет $\sim 12^\circ \text{K}$, что значительно ниже, чем чувствительность типичных микроволновых радиометров ($0.1 - 1^\circ \text{K}$). Однако, как расчеты, так и эксперименты показывают, что при радиоосвещении достаточно типичной является ситуация, при которой динамического диапазона и чувствитель-

ности предложенной ячейки вполне достаточно для наблюдения локально освещенных в микроволновом диапазоне объектов и части пространства при мощности источников излучения в единицы милливатт.

Источники финансирования и выражение признательности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 1619-00084).

Список литературы

- [1] Шутко А.М. СВЧ-радиометрия водной поверхности и почвогрунтов. М.: Наука, 1986.
- [2] Armand N.A., Polyakov V.M. Radio Propagation and Remote Sensing of the Environment. N.Y.: CRC Press, 2005.
- [3] Кутуза Б.Г., Данилычев М.В., Яковлев О.И. Спутниковый мониторинг Земли: микроволновая радиометрия атмосферы и поверхности. М.: URSS, 2015.
- [4] Гуляев Ю.В. Физические поля и излучения человека. Новые неинвазивные методы медицинской диагностики. М.: РБОФ "Знание" им. С.И. Вавилова, 2009.
- [5] Polivka J., Fiala P., Machac J. // Prog. Electromagn. Res. 2011. V. 111. P. 311– 330.
- [6] Дмитриев А.С., Ефремова Е.В. // Письма в ЖТФ. 2016. Т 42. В. 24. С. 49-57.
- [7] Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Герасимов М.Ю., Ицков В.В. // РЭ. 2016. Т. 61. № 11. С. 1-11.
- [8] Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Лазарев В.А., Мохсени Т.И., Попов М.Г. // РЭ. Т. 61. № 8. С. 765-772.

References

- [1] Shutko A.M. [Microwave radiometry of the water surface and soil]. M.: Nauka, 1986.
- [2] Armand N.A., Polyakov V.M. Radio Propagation and Remote Sensing of the Environment. N.Y.: CRC Press, 2005.
- [3] Kutuza B.G., Danilychev M.V., Jakovlev O.I. [Satellite Earth Monitoring: Microwave Radiometry of the Atmosphere and Surface]. M.: URSS, 2015.
- [4] Guljaev Ju.V. [Physical fields and radiation of a person. New non-invasive methods of medical diagnostics]. M.: RBOF "Znanie" im. S.I. Vavilova, 2009.
- [5] Polivka J., Fiala P., Machac J. // Prog. Electromagn. Res. 2011. V. 111. P. 311– 330.
- [6] Dmitriev A.S., Efremova E.V. // Pis'ma v ZhTF. 2016. T 42. V. 24. S. 49-57.
- [7] Dmitriev A.S., Efremova E.V., Gerasimov M.Ju., Ickov V.V. // RJe. 2016. T. 61. № 11. S. 1-11.
- [8] Guljaev Ju.V., Dmitriev A.S., Lazarev V.A., Mohseni T.I., Popov M.G. // RJe. T. 61. № 8. S. 765-772.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of projects of the Russian Foundation for Basic Research No. 1619-00084

The method of image quality increase by normalize brightness histogram

Tumko V.V., Nacharov D.V., Mickhayluck Y.P.

Sevastopol State University

Sevastopol, 299053, Russian Federation

vvtumko@sevsu.ru, d.v.nacharov@sevsu.ru, ypmikhaylyuk@sevsu.ru

Abstract: A method for improving the image quality by normalizing the brightness histogram, based on the use of element-wise transformations in accordance with the class of the analyzed image is proposed. Classification of images is carried out by determining the significant maximums of the analyzed image histogram. The used transformations are shown.

Keywords: dynamic range, exposure, histogram, sub-band, power transform.

Метод повышения качества изображения посредством нормализации гистограммы яркости

Тумко В.В., Начаров Д.В., Михайлюк Ю.П.

Севастопольский государственный университет

г. Севастополь, 299053, Российская Федерация

vvtumko@sevsu.ru, d.v.nacharov@sevsu.ru, ypmikhaylyuk@sevsu.ru

Аннотация: Предложен метод повышения качества изображения посредством нормализации гистограммы яркости, основанный на применении поэлементных преобразований в соответствии с классом анализируемого изображения. Классификация изображений выполняется путем определения значимых максимумов гистограммы анализируемого изображения. Приведены используемые поэлементные преобразования.

Ключевые слова: динамический диапазон, экспозиция, гистограмма, поддиапазон, степенное преобразование.

1. Введение

Одной из основных задач обработки цифровых изображений является повышение визуального качества. Изображение можно назвать

качественным, если вид его гистограммы близок к нормальному распределению Гаусса [1]. Таким образом, приведение вида гистограммы к нормальному распределению может рассматриваться как способ улучшения качества изображений.

В статье предложен метод улучшения качества изображений путем нормализации гистограмм яркости. В рамках метода разработаны:

- 1) алгоритм классификации изображений;
- 2) алгоритм нормализации гистограммы.

В статье также приведены результаты экспериментальной проверки предложенного метода с использованием базы тестовых изображений.

2. Постановка задачи

Близость формы гистограммы изображения к нормальному распределению свидетельствует о правильном выборе экспозиции. Под экспозицией понимается количество света, попавшего на светочувствительную матрицу камеры в зависимости от времени открытия объектива (выдержки). На рисунке 1(1) показан пример изображения с недостаточной экспозицией. На гистограмме этого изображения, приведенной на рисунке 1(3), заметно смещение максимума в область малых значений.

На рисунке 1(2) показан результат обработки изображения с помощью степенного преобразования вида с показателем степени γ

$$s = T(I) = I^\gamma,$$

где s — яркость обработанного изображения, $T(I)$ — функция преобразования, I — яркость исходного изображения.

Поскольку $\gamma > 1$, функция преобразования яркости имеет меньшую крутизну в поддиапазоне малых яркостей, в результате преобразования происходит сдвиг максимума гистограммы в область больших значений. На рисунке 1(4) также показан вид гистограммы изображения после преобразования.

В результате обработки набора цифровых изображений было установлено, что эффект от степенного преобразования неодинаков для разных изображений, что обусловлено различием формы гистограммы произвольного изображения. Для решения этой проблемы были проанализированы гистограммы различных изображений.

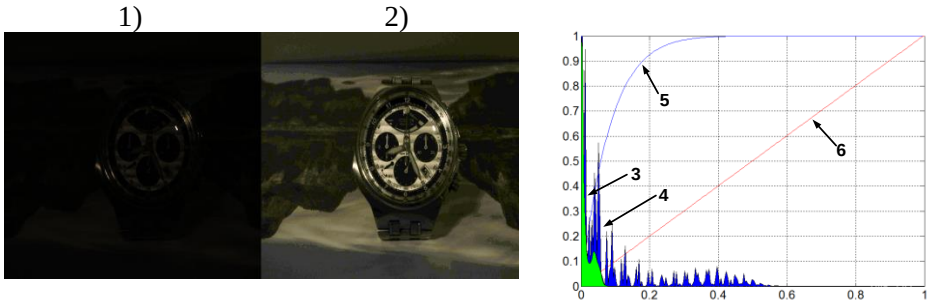


Рис. 1. Изображение до (1) и после (2) обработки и результат преобразования (3 – гистограмма изображения до обработки; 4 – гистограмма изображения после обработки; 5 – форма степенного преобразования; 6 – форма линейного преобразования)

Fig. 2. Image before (1) and after (2) processing and result of processing process (3 — image histogram before processing; 4 — image histogram after processing; 5 — power transformation; 6 — linear transformation)

На основании анализа ряда изображений сделан вывод о возможности классификации изображений на четыре основные типа (классы), учитывая схожие черты их гистограмм: «тёмные» (недостаточная экспозиция), «светлые» (избыточная экспозиция), «контрастные» (изображения с малым динамическим диапазоном) и «малоконтрастные» (изображения с большим динамическим диапазоном) [2, 5]. Характерные гистограммы каждого из классов показаны на рисунке 2.

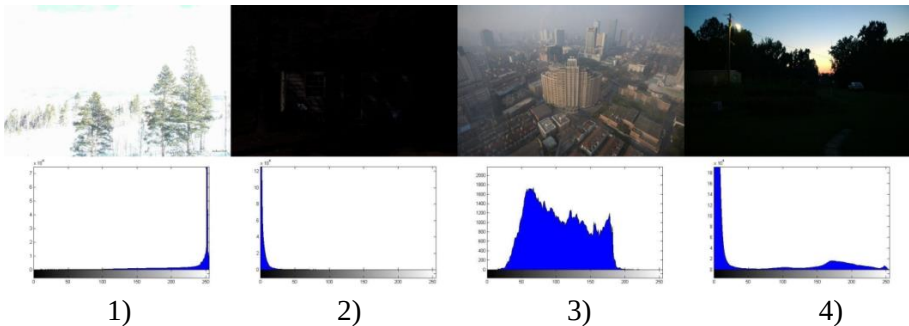


Рис. 2. Четыре класса изображений и их характерные гистограммы:
1) — «светлые», 2) — «темные», 3) — «малоконтрастные», 4) — «контрастные»

Fig. 3. Four image classes and their characteristic histograms:
1) — “light”, 2) — “dark”, 3) — “underexposed”, 4) — “overexposed”

Учитывая повышение эффективности применения конкретных преобразований к каждому классу, классификация изображений является неотъемлемой частью метода повышения качества изображения посредством нормализации гистограммы яркости.

Таким образом, для повышения качества изображения посредством нормализации гистограмм яркости необходимо:

- определить класс изображения;
- применить соответствующее поэлементное преобразование.

3. Алгоритм метода повышения качества изображения посредством нормализации гистограммы яркости

Схема предлагаемого метода обработки цифровых изображений путем нормализации гистограмм яркости показана на рисунке 3 (1). Метод включает в себя этап классификации обрабатываемого изображения, этап выбора вида степенного преобразования яркости и этап нормализации гистограммы обрабатываемого изображения.

Классификация изображений может быть выполнена по алгоритму поиска значимых максимумов и минимумов гистограммы яркости и оценку их взаимного расположения [2]. Работа алгоритма начинается с разделения всего диапазона яркости на «низкий» и «высокий» поддиапазоны (рисунок 3(2)), после чего происходит поиск максимумов и минимумов гистограммы в указанных поддиапазонах.

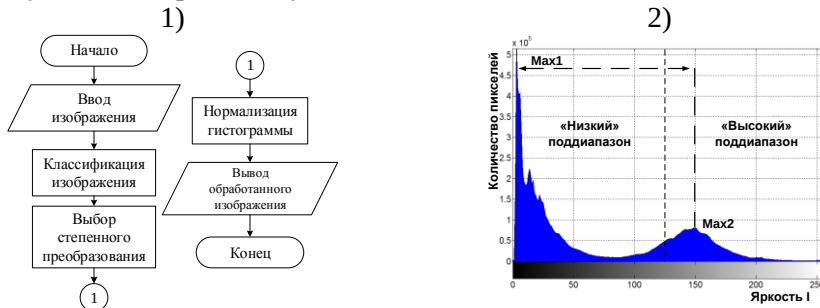


Рис. 3. Алгоритм метода нормализации гистограммы яркости (1) и поиск значимых максимумов (2)

Fig. 3. Brightness histogram normalization method algorithm (1) and significant maximums finding (2)

После поиска значимых максимумов (Max1 и Max2) производится оценка их расположения на гистограмме. Если найден один значимый максимум, то цифровое изображение будет классифицировано как

«темное» или «светлое». Если найдено два значимых максимума, то по гистограмме яркости оценивается расстояние между ними.

4. Выбор преобразования и нормализация гистограмм яркости

Для нормализации гистограмм изображений используются степенное и S-преобразование яркости [3].

Общий вид степенного преобразования яркости I с динамическим диапазоном $I_{\min} \dots I_{\max}$ в яркость S с динамическим диапазоном $S_{\min} \dots S_{\max}$ можно описать следующим выражением:

$$s = T(I) = \left(\frac{I - I_{\min}}{I_{\max} - I_{\min}} \right)^{\gamma} (s_{\max} - s_{\min}) + s_{\min}.$$

Показатель степени составляющих функции преобразования выбирается следующим образом:

- 1) $\gamma > 1$ — для «темных» изображений, так как необходимо обеспечить сжатие поддиапазона больших яркостей;
- 2) $\gamma < 1$ — для «светлых» изображений, так как необходимо обеспечить сжатие поддиапазона малых яркостей.

В качестве поддиапазона яркости, подлежащего сжатию, выбирается поддиапазон, яркости в пределах которого представлены малым количеством пикселей изображения. Для оценки доли пикселей, имеющих яркость в некотором поддиапазоне, используется интегральная функция распределения яркости I

$$F(I_j) = \sum_{j=1} p(I_j),$$

где $p(I)$ — гистограмма яркости I , нормированная к числу пикселей изображений; L — число градаций яркости.

Как правило, «темные» и «светлые» изображения содержат малое количество пикселей с яркостями в поддиапазонах больших и малых яркостей, соответственно. Выбор поддиапазона яркости, подлежащего сжатию с коэффициентом k_c [3], заключается в выборе поддиапазона малых яркостей $I_{\min} \dots I_{\min}^*$ или больших яркостей $I_{\max}^* \dots I_{\max}$, которому соответствует малый процент от общего числа пикселей. Границы $I_{\min}^*$, $I_{\max}^*$ таких поддиапазонов выбираются следующим образом

$$I_{\min}^* = I, \text{ при } F(I) = \Delta; \quad I_{\max}^* = I, \text{ при } F(I) = 1 - \Delta,$$

где Δ — пороговое значение, характеризующее процент пикселей, подлежащий сжатию.

Поэлементное преобразование изображения с использованием S-образной функцией описывается выражением

$$s = T(I) = \begin{cases} \frac{I^{\gamma_1}}{I_0^{\gamma_1-1}}, & \text{при } 0 \leq I \leq I_0; \\ 1 - \frac{(1-I)^{\gamma_2}}{(1-I_0)^{\gamma_2-1}}, & \text{при } I_0 \leq I \leq 1, \end{cases}$$

где I_0 — яркость, соответствующая перегибу функции преобразования; γ_1, γ_2 — показатели степени составляющих функции преобразования.

Для обработки «малоконтрастных» и «контрастных» изображений предлагается использовать S-образную и обратную S-образную функции соответственно. Необходимо отметить, что значения показателей степени γ_1 и γ_2 определяются следующим образом:

- 1) $\gamma_1 > 1; \gamma_2 < 1$ — для S-образной функции;
- 2) $\gamma_1 < 1; \gamma_2 > 1$ — для обратной S-образной функции.

На рисунке 4 показан пример преобразования «малоконтрастного» изображения с коэффициентом сжатия $k_c = 5$ и процентом пикселей, подлежащих сжатию равным 15%.



Рис. 4. Цифровое изображение до и после преобразования с коэффициентом сжатия $k_c = 5$ и $\Delta = 0,15$

Fig. 4. Digital image before and after transformation with compression factor $k_c = 5$ and $\Delta = 0,15$

5. Заключение

Предложен метод обработки цифровых изображений, состоящий из этапа классификации, выбора преобразования и этапа нормализации

гистограммы. Задачей дальнейших исследований является аппаратная реализация предложенного метода.

Источники финансирования и выражение признательности

Исследования выполнены при финансовой поддержке государства в лице Минобрнауки России (уникальный идентификатор проекта RFMEFI57817X0259).

Список литературы

[1] Тумко В.В., Начаров Д.В. Классификация цифровых изображений путем определения значимых максимумов // Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций, РТ-2017 / Материалы 13-ой Международной молодежной научно-технической конференции. Севастополь, 2017. — С. 145.

[2] Тумко В.В., Начаров Д.В. Обзор методов степенных преобразований яркости изображений // Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций, РТ-2016 / Материалы 12-ой Международной молодежной научно-технической конференции. Севастополь, 2016. — С. 150.

[3] Kwon J.-H., Wonhee C., Lee K., Lee S.D. Exposure-adaptive Color Image Enhancement // SPIE Proceedings. — 2009. — Vol.7250. — P. 10.

References

[1] Kwon J.-H., Wonhee C., Lee K., Lee S.D. Exposure-adaptive Color Image Enhancement// SPIE Proceedings. — 2009. — Vol.7250. — P. 10.

[2] Tumko V.V., Nacharov D.V. [Digital images classification by significant peaks finding] // Proc. of 13th International Youth Scientist Conference “Modern Issues in Radioelectronics and Telecommunications RT2017”. — Sevastopol, 2017. — P.145. (In Russian).

[3] Tumko V.V., Nacharov D.V. [Review of power-law image intensity transformation methods] // Proc. of 13th International Youth Scientist Conference “Modern Issues in Radioelectronics and Telecommunications RT-2016”. — Sevastopol, 2016. — P.150. (In Russian).

Acknowledgements

Research was accomplished with Russian Ministry of Education and Science financial support (unique project ID — RFMEFI57817X0259).

Application of complex-valued neural networks for identification of communication channels

Bondarev V.N., Smetanina T.I.

Sevastopol State University

Sevastopol, 299053, Russian Federation

bondarev@sevsu.ru

Abstract: We consider models of splittable complex-valued neural networks that oriented to the modeling and identification of nonlinear dynamical systems. Supervised learning algorithms based on the method of natural gradient descent are proposed. Comparative results of simulation and identification of communication channels characterized by amplitude and phase nonlinearities are presented. Architectures of complex-valued neural networks are proposed to compensate for the nonlinear properties of high power amplifiers of digital communication systems.

Keywords: neural networks, complex values, compensation of nonlinearities, identification, natural gradient.

Применение комплекснозначных нейронных сетей для идентификации каналов связи

Бондарев В. Н., Сметанина Т. И.

Севастопольский государственный университет

г. Севастополь, 299053, Российская Федерация

bondarev@sevsu.ru

Аннотация: Рассматриваются модели расщепляемых комплекснозначных нейронных сетей, ориентированные на моделирование и идентификацию нелинейных динамических систем. Предложены алгоритмы обучения с учителем на основе метода естественного градиентного спуска. Представлены сравнительные результаты моделирования и идентификации каналов связи, характеризующихся амплитудной и фазовой нелинейностями. Предложены архитектуры комплекснозначных нейронных сетей для компенсации нелинейных свойств усилителей высокой мощности систем цифровой связи.

Ключевые слова: нейронные сети, комплексные значения, компенсация нелинейностей, идентификация, естественный градиент.

1. Введение

Искусственные нейронные сети (ИНС) широко используются для решения различных задач цифровой обработки сигналов и идентификации нелинейных систем благодаря универсальным аппроксимирующим свойствам [1, 2]. При этом в большинстве случаев используются нейронные сети, обрабатывающие динамические переменные, задаваемые на множестве действительных чисел. В тоже время в системах связи широкое распространение получили сигналы и переменные, представляемые комплексными числами [3]. Прямое применение для обработки комплексных значений двухканальных ИНС, функционирующих в области действительных чисел, не всегда обеспечивает достижение требуемых значений показателей качества систем связи.

В данной работе рассматриваются различные архитектуры расщепляемых комплекснозначных ИНС (SCVNN — splitable complex-valued neural networks) и их применение для моделирования и идентификации каналов связи с нелинейностью. Проводится сопоставительный анализ обобщающих свойств двух архитектур комплекснозначных ИНС, обучаемых различными методами стохастического градиентного спуска с использованием критерия среднего квадрата ошибки.

2. Нейросетевая идентификация каналов связи

Задача идентификации заключается в определении структуры и параметров настраиваемой модели канала связи по наблюдаемым входным и выходным величинам [4]. В работе в качестве настраиваемых моделей используются нейронные сети, обучаемые на основе алгоритмов стохастической аппроксимации:

$$\Theta(n) = \Theta(n-1) - \mathbf{G}(n) \nabla_{\Theta} L(e(\mathbf{z}(n), \Theta(n-1))) , \quad (1)$$

где Θ — вектор параметров ИНС, $\mathbf{Y} = \nabla_{\Theta} L(e(\mathbf{z}(n), \Theta(n-1)))$ — градиент функции потерь L (например, градиент квадрата ошибки e), $\mathbf{z}$ — вектор всех наблюдений, $\mathbf{G}$ — матрица усиления.

Конкретный вид матрицы усиления определяет тот или иной алгоритм стохастической аппроксимации. Матрица $\mathbf{G}(n) = \mu(n) \mathbf{I}$ соответствует простому алгоритму стохастического градиентного спуска (SGD), где $\mu(n)$ — коэффициент скорости обучения. Если $\mathbf{G}(n) = \mu(n) [\mathbf{Y}\mathbf{Y}^T + \lambda \mathbf{I}]^{-1}$ — оценка обратной матрицы Гессе, то (1) соответствует алгоритму Левенберга-

Марквардта (LM). Если $\mathbf{G}(n)$ — это оценка обратной матрицы информации Фишера, то (1) будет соответствовать алгоритму естественно-градиентного спуска (NGD) [5].

В качестве примера объекта идентификации рассматривается модель спутникового канала связи с усилителем мощности, который характеризуется как нелинейной амплитудной $A(u)$, так и нелинейной фазовой $\Phi(u)$ характеристиками [6]:

$$y(t) = A(u(t)) \exp(j(\varphi_{u(t)} + \Phi(u(t)))) , \quad (2)$$

где $u(t)$ — комплексный входной сигнал, содержащий синфазную и квадратурные составляющие. При этом амплитудная и фазовая нелинейности определяются выражениями

$$A(u) = a_1 u / (1 + b_1 |u|^2) , \quad (3)$$

$$\Phi(u) = a_2 |u|^2 / (1 + b_2 |u|^2) , \quad (4)$$

где значения параметров равны: $a_1 = 2$; $b_1 = 1$; $a_2 = 4$; $b_2 = 9$.

В работе рассматривается идентификация каналов без памяти и с памятью. В последнем случае в состав модели канала включаются линейные нерекурсивные фильтры, моделирующие многолучевое распространение.

3. Результаты моделирования

Проведено несколько вычислительных экспериментов. В первом эксперименте выполнялось построение прямой и обратной моделей амплитудной нелинейности с помощью различных алгоритмов обучения ИНС (1). В качестве модели сети использовалась двухслойная ИНС прямого распространения, содержащая в скрытом слое 5 нейронов с сигмовидной нелинейной функцией преобразования. Было установлено, что NGD-алгоритм обучения обладает лучшими точностными характеристиками и сходимостью. Построенная в этом случае инверсная ИНС-модель (рис. 1), предназначенная для предсказания с целью компенсации амплитудной нелинейности, обеспечивает суммарную нормализованную среднеквадратичную ошибку (NMSE) на выходе канала на уровне -37,8 дБ.

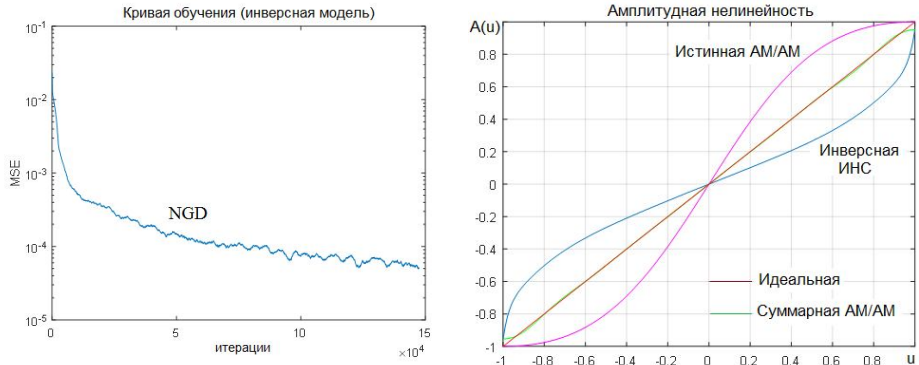


Рис. 1. Кривая обучения инверсной модели и амплитудные характеристики.

Fig. 1. Learning curve of the inverse model and amplitude characteristics

Во втором эксперименте сравнивались две архитектуры комплекснозначных ИНС: SCVNN — комплекснозначная расщепляемая ИНС прямого распространения с совмещенной обработкой синфазной и квадратурной составляющих сигнала и SCVNN-EXP — комплекснозначная расщепляемая экспоненциальная ИНС, изображенная на рис. 2.

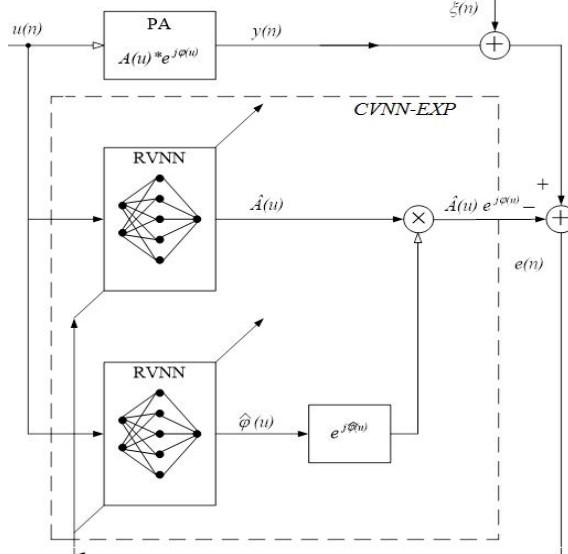


Рис. 2. Общая схема идентификации с использованием SVNN-EXP архитектуры.

Fig. 2. General scheme of identification using SVNN-EXP architecture

Установлено, что вторая архитектура позволяет точнее моделировать фазовую нелинейность и характеризуется меньшим значением NMSE: -43,0 дБ для SCVNN-EXP против -37,0 дБ для SCVNN. На рис. 3 изображены кривые обучения и характеристики восстановленных нелинейностей для ИНС с архитектурой SCVNN-EXP.

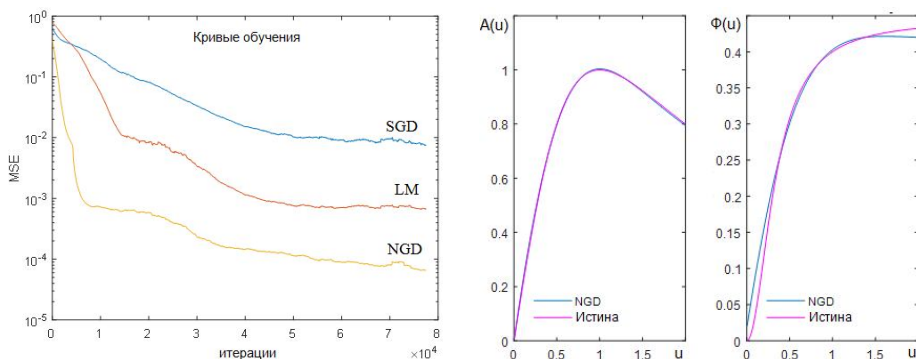


Рис. 3. Кривые обучения, амплитудная $A(u)$ и фазовые $\Phi(u)$ нелинейности SCVNN-EXP сети после обучения.

Fig. 3. Learning curves $A(u)$, amplitude and phase $\Phi(u)$ nonlinearities of the SCVNN-EXP network after training

В третьем эксперименте выполнялась идентификация канала с памятью. При этом настраиваемая модель представлялась в виде последовательного соединения ИНС с архитектурой SCVNN-EXP и адаптивного фильтра с конечной импульсной характеристикой. По результатам эксперимента значение NMSE на тестовом наборе данных составило -41,7 дБ. Точность определения коэффициентов фильтра составила 0,6%.

4. Заключение

Рассмотрены различные архитектуры комплекснозначных расщепляемых нейронных сетей и алгоритмы их обучения для идентификации каналов связи с нелинейностями. Рассмотрены примеры идентификации каналов с памятью и без памяти. Для каналов с памятью использовалась блочная схема идентификации в виде модели Гаммерштейна. Структура настраиваемой модели в этом случае состоит из нелинейной ИНС без памяти, за которой следует линейный адаптивный фильтр с конечной импульсной характеристикой.

Комплекснозначные нейронные сети, обучаемые на основе алгоритма естественного градиента, характеризуются более высокой скоростью схо-

димости и меньшей итоговой величиной NMSE, чем сети, обучаемые на основе алгоритмов SGD или LM.

Для случая идентификации каналов с памятью целесообразно применять алгоритм NGD только к обучению нелинейной ИНС, а линейную часть, представляемую адаптивным нерекурсивным фильтром, обучать на основе алгоритма SGD.

Список литературы

- [1] Бондарев В.Н., Аде Ф.Г. Искусственный интеллект: учеб. пособие для вузов. Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2002. 615с.
- [2] Хайкин С. Нейронные сети: полный курс. М.: Издательский дом «Вильямс», 2006. 1104с.
- [3] Du K.-L., Swamy M.N.S. Neural Networks and Statistical Learning. London: Springer, 2014. 824p.
- [4] Цыпкин Я.З. Информационная теория идентификации. М.: Наука, 1995. 336с.
- [5] Amari S.I. Natural gradient works efficiently in learning // Neural Comput. 1998. V. 10. P. 251–276.
- [6] Saleh A. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers // IEEE Trans. Commun. Com.. 1981. V. 29. No. 11. P. 1715-1720.

References

- [1] Bondarev V.N., Ade F. *Artificial intelligence: textbook*. Sevastopol, SevNTU Publ., 2002. 615p. (in Russian)
- [2] Haykin S. *Neural Networks: a comprehensive foundation*. Moscow, Izdatel'skij dom «Vil'yams» Publ., 2006. 1104p. (in Russian)
- [3] Du K.-L., Swamy M.N.S. Neural Networks and Statistical Learning. London, Springer, 2014. 824p.
- [4] Tsyppin Ya.Z. *Informacionnaya teoriya identifikacii* [Information theory of identification]. Moscow, Nauka Publ., 1995. 336p. (in Russian)
- [5] Amari S.I. Natural gradient works efficiently in learning. *Neural Comput.*, 1998, vol. 10, pp. 251–276.
- [6] Saleh A. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers. *IEEE Trans. Commun. Com.*, 1981, vol. 29, no. 11, pp. 1715-1720.

Алгебраический подход к синтезу хорошо локализованных сигнальных фреймов на конечном дискретном интервале

Волчков В.П.

Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ),
г. Москва, Россия, 111024, Российская Федерация

volchkovvalery@mail.ru

Аннотация: Для построения эффективных методов спектрально-временного анализа различных процессов используется специальный инструментарий - сигнальные фреймы, позволяющие разлагать сигналы на компоненты, хорошо локализованные одновременно и по частоте и по времени. Разрабатывается алгебраический метод синтеза таких сигнальных фреймов для дискретных сигналов на конечном интервале, допускающий гибкую настройку частотно-временного разрешения и быструю вычислительную реализацию. Приводятся результаты вычислительного эксперимента, подтверждающие хорошие свойства полученных фреймов.

Ключевые слова: фрейм Вейля-Гейзенберга, синтез оптимальных фреймов, хорошая частотно-временная локализация, сигнальный фрейм, эффективная вычислительная реализация, частотно-временное разрешение.

1. Введение

Одной из важнейших задач современных интеллектуальных систем обработки информации является разработка эффективных методов и алгоритмов спектрально-временного анализа процессов, наблюдаемых на выходе различных устройств регистрации. Отличительной их особенностью является нестационарность, что сильно затрудняет или ограничивает применение классических алгоритмов цифрового спектрального анализа.

В работе для решения этой проблемы предлагается использовать жесткие дискретные сигнальные фреймы Вейля-Гейзенберга (WH-фреймы) [1], определенные на конечном интервале. Рассматривается алгебраический подход к синтезу оптимального WH-фрейма, основанный на его «подгонке» к желаемому эталону, при которой отклонение от эталона минимизируется по среднеквадратическому критерию. В качестве эталона выбирается система комплексных функций из равномерно сдвинутых по времени и частоте импульсов с желаемым свойством симметрии, частотно-временным разрешением и диапазоном. Показано, что алгоритм опти-

мальной подгонки к эталону представляет линейный матричный оператор, факторизуемый в произведение разреженных матриц, что позволяет обеспечить его быструю вычислительную реализацию. Отметим, что полученные результаты можно рассматривать как обобщение результатов по оптимизации комплексных базисов Вейля-Гейзенберга, описанных в работах [2-6].

2. Математическая формализация задачи и ее решение

Будем считать, что регистрируемые сигналы $s(t), t \in \mathbb{R}$ являются полосовыми, а их низкочастотные эквиваленты локализованы в полосе частот $\Delta_f = [0, W]$ и во временном слоте $\Lambda_t = [0, T_o]$. Тогда на выходе квадратурной схемы дискретизации получим дискретные отсчеты комплексной огибающей $\dot{s}[n] = \dot{s}(n/W) \in \mathbb{C}$, $n \in J_N = \{0, 1, \dots, N-1\}$, следующие с частотой $f_d = W$ и количество которых равно $N = \lfloor T_o W \rfloor$. Определим желаемый формирующий импульс $g(t), t \in \mathbb{R}$, имеющий эффективную длительность $T = M/W$, ширину полосы $F = 1/T = W/M$. Тогда после его дискретизации на Λ_t и циклической редукции [5] получим

$$g[n] = g(n/f_d), \quad g_{ep}[n] = (g[(n)_{[N]}] + g[(-n)_{[N]}]) / 2, \quad n \in J_N, \quad (1)$$

где $(n)_{[N]} = n \pmod{N}$ – модуль числа $n \in J_N$ по основанию N .

Пусть $M \geq 2$ – натуральное число, тогда с учетом введенных обозначений желаемая система дискретных вещественных функций Габора на конечном дискретном интервале $J_N = \{0, 1, \dots, N-1\}$ описывается выражениями:

$$\mathbf{G} = (\mathbf{G}(i, \mu)) = (\mathbf{G}^{(0)}, \dots, \mathbf{G}^{(N_-)}) = (\Phi_{k,l}[n]), \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{k,l}[n] &= g_{ep}[n - lL_o] \exp(j2\pi kn/M), \\ n \in J_N, \quad \mu \in J_{N_-}, \quad k \in J_M, \quad l \in J_K, \end{aligned} \quad (3)$$

Согласно (2-3), эталонная система Габора представляет матрицу $\mathbf{G}$ размерности $(N \times N_-)$, в которой по столбцам $\mathbf{G}^{(\mu)} = [\Phi_{k,l}(0), \dots, \Phi_{k,l}(N-1)]^T$ стоят сдвинутые по времени и частоте импульсы $g_{ep}[n]$. Параметр $k \in J_M$ определяет сдвиги по частоте, параметр $l \in J_K$ – сдвиги по времени; $P \geq 2$ – коэффициент «перенасыщения» отсчетами; $L = N/M$, $L_o = M/P$. Количество используемых частотных сдвигов равно M , а временных сдви-

гов $K = P \cdot L$. Произведение $N_- = M \cdot K > N$ определяет общее число элементов частотно-временного разрешения, а параметры F, T импульса (1) задают разрешающую способность эталонной системы $\mathbf{G}$ по частоте и времени, соответственно. Система функций $\mathbf{G}$ является WH-фреймом, на конечном дискретном интервале J_N , если для любого сигнального вектора $\mathbf{s} = (\hat{s}[0], \dots, \hat{s}[N-1])^T$, выполняется неравенство [1]

$$A \|\mathbf{s}\|^2 \leq \|\mathbf{G}^* \mathbf{s}\|^2 \leq B \|\mathbf{s}\|^2, \quad (4)$$

где $0 < A \leq B < \infty$ называются границами фрейма, $(\cdot)^*$ – оператор эрмитового сопряжения матриц, $\|\cdot\|$ – евклидова норма. Если $A = B$, фрейм $\mathbf{G}$ называется жестким. Прямоугольная матрица $\mathbf{G}^* \in \mathbb{C}^{N_- \times N}$ описывает фреймовый оператор, а его действие на сигнал $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^N$ приводит к вектору $\mathbf{x} = \mathbf{G}^* \mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_-}$, который в инженерной трактовке описывает фреймовый частотно-временной спектр. Все дальнейшие построения будут сводиться к нахождению жесткого WH-фрейма $\mathbf{U}_{opt}$ с ортонормированными строками, который наилучшим образом приближает желаемый эталон $\mathbf{G}$.

Обозначим $\mathfrak{A}_{m,n} = \{\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{m \times n} : \mathbf{U}\mathbf{U}^* = \mathbf{I}_m, m < n\}$ множество прямоугольных матриц с ортонормированными строками. Тогда синтез матрицы оптимального WH-фрейма $\mathbf{U}_{opt} \in \mathfrak{A}_{N, N_-}$ по заданному эталону $\mathbf{G}$ можно представить как решение следующей экстремальной задачи

$$\mathbf{U}_{opt} : \min_{\mathbf{U} \in \mathfrak{A}_{N, N_-}} \|\mathbf{G} - \mathbf{U}\|^2. \quad (5)$$

Определим блочно-диагональную унитарную $(N \times N)$ -матрицу

$$\mathbf{F} = \mathbf{I}_{L_o} \otimes \mathbf{F}_o, \quad \mathbf{F}_o = K^{-1/2} (\exp(j2\pi pq/K))_{p,q \in J_K}, \quad K = PL = N/L_o \quad (6)$$

в которой по диагонали стоят унитарные матрицы Фурье $\mathbf{F}_o$ размерности $(K \times K)$, и сформируем ортогональную матрицу перестановки $\mathbf{P} \in \mathfrak{A}_N$:

$$\mathbf{P} = (P(i, j))_{i,j \in J_N}, \quad P(i, j) = \begin{cases} 1, & \text{если } j = L_o i_{[K]} + \lfloor i/K \rfloor; \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}, \quad (7)$$

где $a_{[n]} = a \pmod n$, $\lfloor \cdot \rfloor$ – оператор взятия целой части числа. Обозначим через $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N) \in \mathcal{M}_N$ матрицу, у которой на диагонали стоят собственные числа матрицы $\mathbf{B} = \mathbf{G}\mathbf{G}^*$. Тогда справедлива следующая теорема

Теорема. Матрица оптимального WH-фрейма может быть вычислена в явном виде по формулам

$$\mathbf{U}_{opt} = \mathbf{H}\mathbf{G}, \quad \mathbf{H} = \mathbf{P}^T \mathbf{F} \mathbf{\Lambda}^{1/2} \mathbf{F}^* \mathbf{P}, \quad (8)$$

где $\mathbf{H}$ определяет оператор оптимальной «подгонки» к желаемой эталонной системе функций $\mathbf{G}$ по среднеквадратическому критерию (5).

Из (6-8) следует, что матрица $\mathbf{H}$ факторизуется в произведение разреженных матриц $\mathbf{\Sigma}$, $\mathbf{F}$, $\mathbf{P}$, а значит алгоритм нахождения оптимального WH-фрейма (8) является вычислительно эффективным.

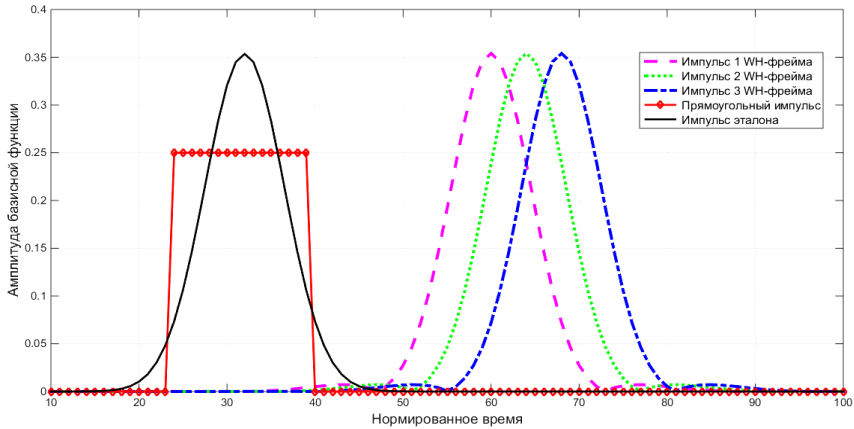


Рис. 1. Импульсы оптимального WH-фрейма

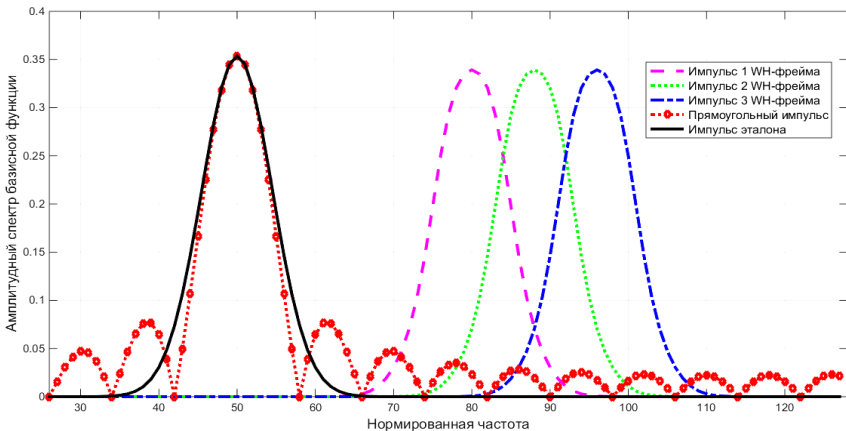


Рис. 2. Спектры импульсов оптимального WH-фрейма

На рисунках 1-2 представлены результаты вычислительного эксперимента оптимального WH-фрейма (8), позволяющие на конкретном примере оценить частотно-временную локализацию трех входящих в матрицу U_{opt} функций, а также сравнить их с одним из эталонных импульсов системы G и прямоугольным импульсом, имеющим аналогичную длительность. Анализ представленных графиков показывает, что импульсы WH-фрейма очень близки по форме к желаемым импульсам эталона и хорошо локализованы по времени и по частоте, позволяя обеспечить требуемые характеристики частотно-временного разрешения.

4. Заключение

- Для спектрально-временного анализа процессов предлагается новый подход, основанный на применении жестких WH-фреймов
- Решена задача синтеза оптимального WH-фрейма, обладающего желаемыми свойствами. При этом выбранный критерий качества минимизирует величину его отклонения от желаемого эталона по среднеквадратическому критерию и значительно упрощает структуру последующих решений.
- Синтезирован алгоритм «подгонки» WH-фрейма в эталону в виде произведения разреженных матриц, что позволяет обеспечить его быструю вычислительную реализацию в объектно-ориентированных средах программирования с алгеброй разреженных матриц

Список литературы

- [1] Добеши И. Десять лекций по вейвлетам / Пер. с англ. Е. В. Мищенко под ред. А. П. Петухова. – Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», 2001.
- [2] Волчков В.П. Сигнальные базисы с хорошей частотно-временной локализацией // Электросвязь. – 2007. - №2. – С. 21-25.
- [3] Волчков В.П., Петров Д.А. Оптимизация ортогонального базиса Вейля-Гейзенберга для цифровых систем связи, использующих принцип OFDM/OQAM передачи // Научные ведомости БелГУ. Серия «История. Политология. Экономика. Информатика». – 2009. - №1(56). - Вып. 9/1. – С.104-115.
- [4] Волчков В.П., Петров Д.А. Условия ортогональности обобщенных базисов Вейля-Гейзенберга для OFTDM сигналов // Научные ведомости БелГУ. Серия «История. Политология. Экономика. Информатика». – 2009. - №15(70). - Вып. 12/1. – С.190-199.
- [5] Волчков В.П. Новые технологии передачи и обработки информации. на основе хорошо локализованных сигнальных базисов // Научные ведомости БелГУ. Серия «История. Политология. Экономика. Информатика». – 2009. - №15(70). - Вып. 12/1. – С.181-189.
- [6] Волчков В.П., Петров Д.А. Обобщенная теорема Найквиста для OFTDM сигналов // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2010. Т.1. №1. С. 28-3

Увеличение размера словаря псевдослучайного кода в системах CDMA с помощью двойной корреляционной обработки

Чебачев В.О.¹, Виноградова С.В.²

¹ АО «НПП «Радар ммс»

197375, Россия, Санкт-Петербург, ул. Новосельковская д. 37 лит. А
chebachew_vo@radar-mms.com

² БГТУ «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова

190005, Россия, Санкт-Петербург, ул. 1-я Красноармейская д.1
vanasa2008@yandex.ru

Аннотация: Рассматривается система CDMA специального назначения. Рассматривается вопрос увеличения словаря псевдослучайного кода с сохранением приемлемых корреляционных характеристик. Критерием качества является максимальный уровень ПМД аperiodической корреляционной функции между каждой парой кодовых слов. Приемлемый уровень ПМД достигается обработкой сигнала и не затрагивает вопросы кодирования. Увеличение словаря производится за счет использования корреляционной функции амплитудного спектра кодового слова как дополнительного информационного признака, идентифицирующего кодовое слово. Применяется в системе RFID по технологии ПАВ.

Ключевые слова: CDMA, RFID, увеличение словаря, псевдослучайный код, ДКП, ПАВ, код Голда, код Касами.

1. Введение

Системы множественного доступа с кодовым разделением (CDMA) основаны на согласованной фильтрации и разделении каналов информационного трафика с помощью ортогональных или псевдослучайных кодов. Предметом исследования является псевдослучайный код. Псевдослучайный код должен отвечать двум требованиям – обеспечивать максимум корреляции при прохождении сигнала через фильтр «своего» канала, а также обеспечивать минимальный, но ненулевой уровень выбросов взаимной корреляционной функции (ВКФ) при прохождении сигнала через фильтр «чужого» канала. В практических приложениях на данный момент применяются псевдослучайные бинарные коды Голда и Большие семейства Касами. Уровень ВКФ между кодовыми словами в них соответствует границе Сидельникова, определяемой как

$$\rho_{max} = \sqrt{\frac{2}{N}} \quad (1)$$

где N – количество символов в коде.

Уровень выбросов соответствует границе (1) только если вычислять периодическую ВКФ. Для аperiodической ВКФ уровень выбросов асимптотически стремится к границе при увеличении N . Уровень аperiodической ВКФ однозначно определяет ключевую характеристику псевдослучайного кода – уровень помехи множественного доступа (ПМД).

Количество допустимых кодовых слов в словарях кодов Голда и Касами имеет порядок N и $N^{1,5}$ соответственно. Существуют приложения, в которых такой размер словаря недостаточен, например, пассивные системы радиочастотной идентификации (RFID). Речь идет о полностью пассивной системе RFID по технологии на поверхностных акустических волнах (ПАВ) [1].

2. Постановка задачи

Ставим задачу увеличения размера словаря псевдослучайного кода не более, чем в N^2 раз по сравнению с кодом Голда, то есть, размер словаря должен быть не более N^3 , где N – количество символов бинарного кода. При этом корреляционные характеристики кода должны быть близки к аналогичным у кода Голда, то есть, к (1). Задачу можно решить одним из двух способов – или нужно сгенерировать код с требуемыми корреляционными характеристиками, или обработать сигнал так, чтобы при принятии решения уровень ПМД соответствовал заданной границе. Псевдослучайный код со словарем N^3 , ВКФ которого соответствовала бы границе (1), на данный момент неизвестен, и его существование маловероятно. Поэтому идем по пути обработки сигнала.

3. Предлагаемый метод двойной корреляционной обработки

Суть предлагаемого метода в том, чтобы искать корреляционную функцию от двух слабо коррелированных характеристик сигнала и делать вывод о соответствии сигнала кодовому слову из словаря по двум корреляционным функциям в совокупности. Если сигнал проходит через «свой» фильтр, то максимум нормированной автокорреляционной функции (АКФ) в любом случае будет равен единице. А если сигнал проходит через «чужой» фильтр, то с высокой вероятностью уровень ПМД на выходе хотя бы одного фильтра не превысит (1). Решающее устройство же будет счи-

тать, что пришел «свой» сигнал, только тогда, когда отклики обоих согласованных фильтров превысят порог. В качестве первой характеристики, по которой вычисляется корреляционная функция, используется огибающая кодированного сигнала во временной области, а в качестве второй характеристики спектр косинусного преобразования (ДКП) от этой огибающей. Иллюстрация предлагаемого метода приведена на рисунке 1.

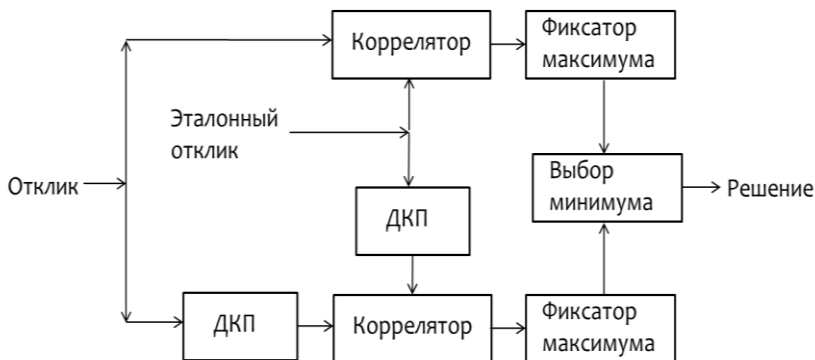


Рисунок 1. Структурная схема метода двойной корреляционной обработки

В [2] был рассмотрен алгоритм получения бинарного кода с заданным размером словаря. ВКФ между каждой кодовой парой в нем не соответствует границе (1), но пар, уровень ВКФ которых превышает границу, немного. Та же картина будет наблюдаться, если искать корреляционные функции не от самого сигнала, а от его энергетического спектра. В тех же случаях, когда уровень ВКФ между кодовыми словами все равно превышает границу (1), проблема решается выкалыванием слов из словаря.

4. Моделирование метода и полученные результаты

Корреляционные свойства кода анализируются с помощью гистограмма распределения максимумов корреляционных функций между кодовыми парами. Физический смысл этой функции плотность вероятности шума множественного доступа. Отправной точкой в исследовании является гистограмма кода, оптимального по границе (1), то есть кода Голда или Касами. На рисунке 2 (а) приведена гистограмма для Большого семейства Касами.

Использовался код длиной в $N=63$ символа. Размер словаря семейства Касами в таком случае составляет 441 кодовое слово. Гистограмма

нормирована относительно максимума АКФ. Уровень границы Сидельникова (1) составляет 0.28, что соответствует максимуму распределения ВКФ. Получить уровень ПМД ниже не представляется возможным.

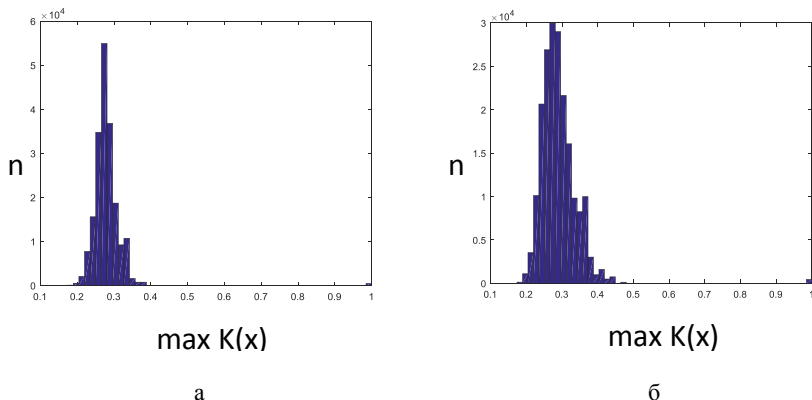


Рисунок 2. Гистограмма распределения уровня ВКФ между кодовыми словами большого семейства Касами (а) и расширенного кода, неоптимального по границе Сидельникова (б)

Далее построим такую же гистограмму для реального кода, рассмотренного в [2], с заданным размером словаря в $N^2=3969$ или $N^3=250047$ кодовых слов. Гистограмма распределения уровня ВКФ такого кода для обоих случаев приведена на рисунке 2 (б) и практически не будет отличаться друг от друга.

Если на рисунке 2 (а) нет кодовых пар, уровень ВКФ между которыми превышал бы границу Сидельникова, то на рисунке 2 (б) мы видим значительное количество таких кодовых пар, а также существенно выше математическое ожидание значений на гистограмме (0.38 вместо 0.28). Перед нами стоит задача обработать этот код так, чтобы его фактический уровень ПМД был как можно ближе к параметрам, приведенным на рисунке 2 (а). Для этого используем алгоритм, приведенный на рисунке 1. Результат обработки можем наблюдать на рисунке 3.

Полученный уровень ПМД немного выше, чем у кода Касами, но существенно ближе к границе Сидельникова, чем без обработки.

5. Заключение

Применение двойной корреляционной обработки позволяет расширить применение систем CDMA, в частности, использовать их при реализации пассивных систем RFID.

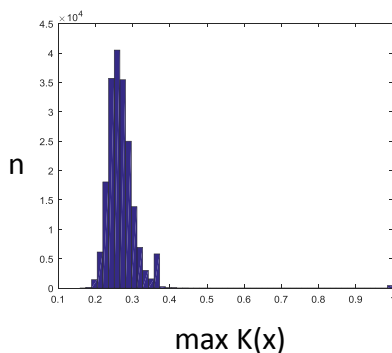


Рисунок 3. Гистограмма результирующего распределения уровня ВКФ между кодовыми словами кода, неоптимального по границе Сидельникова, после двойной корреляционной обработки

Список литературы

1. Сандип Лахини. RFID. Руководство по внедрению. Пер. с англ. – М.: КУДИЦ-ПРЕСС. – 2007. – 312 с.
2. Чебачев В.О., Калинин А.В. Многомерный код Голда – бинарный ортогональный код с произвольным размером словаря. – Вопросы радио-электроники, вып. 1, М: изд. АО «ЦНИИ «Электроника». 2016. – с. 42-46.
3. Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. – М.: Техносфера, 2007. 488 с.
4. Pramaita N., Johnson P.L., “Novel Hybrid Orthogonal Large Set Code Sequence for High Density Wireless Networks”, IPTEK, Journal of Proceeding Series, Vol. 1, 2014, p. 144-152.

Применение эволюционно-имитационного алгоритма для решения задачи параметрического синтеза процесса преобразования ресурсов

¹Антонова А.С., ¹Аксенов К.А.

¹ Уральский федеральный университет им. первого Президента России

Б.Н. Ельцина

г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация

antonovaannas@gmail.com

Аннотация: Задача параметрического синтеза процесса преобразования ресурсов связана с поиском значений управляемых параметров процесса, обеспечивающих достижение заданных выходных характеристик процесса. В работе представлены результаты применения эволюционно-имитационного алгоритма для решения задачи параметрического синтеза процесса преобразования ресурсов. Получены рекомендации по формированию отделов телекоммуникационного сопровождения цехов прокатки металлургического предприятия.

Ключевые слова: процесс преобразования ресурсов, параметрический синтез процесса, имитационное моделирование, эволюционное моделирование.

1. Введение

Процесс преобразования ресурсов (ППР) является инструментом формализации процессов организационно-технических систем и представляет собой преобразователь входных ресурсов в выходные при условии наличия свободных средств выполнения и срабатывании условий запуска процесса. К процессам организационно-технических систем относятся такие классы процессов, как производственные, логистические и организационные (бизнес-) процессы. Мультиагентная модель процесса преобразования ресурсов (МППР) разработана на основе интеграции имитационного, экспертного, ситуационного и мультиагентного моделирования [1]. Параметрический синтез ППР предназначен для выработки управляющих воздействий на систему с целью повышения эффективности ее работы. Параметрический синтез процесса с использованием модели МППР предполагает проведение экспериментов с моделью согласно плану экспериментов и выбор в дальнейшем эксперимента с лучшим результатом. К недостаткам данного подхода следует отнести необходимость формирования

такого плана экспериментов, который содержал бы в себе эффективное решение, что в случае полнофакторного эксперимента достаточно ресурсоемко в части машинного времени. Актуальным является применение гибридных эвристико-имитационных алгоритмов, уменьшающих пространство поиска, для решения задачи параметрического синтеза ППР.

В работе рассмотрено применение разработанного эволюционно-имитационного алгоритма [2] для решения задачи параметрического синтеза ППР. Эволюционно-имитационный алгоритм программно реализован в модуле оптимизации процессов предприятия автоматизированной системы выпуска металлургической продукции [3].

2. Постановка задачи параметрического синтеза ППР

Рассмотрим задачу параметрического синтеза процесса сопровождения телекоммуникационных систем цехов прокатки металлургического предприятия. Исследуемый процесс включает в себя прием, обработку и разрешение трех типов инцидентов (сервисные инциденты, запросы на обслуживание и запросы на консультацию) по шести видам предоставляемого сервиса (IP-телефония, локальная вычислительная сеть, промышленная громкоговорящая связь, промышленное видеонаблюдение, радиосвязь и телефонная связь) для двух цехов горячей (ГП) и холодной (ХП) прокатки. Исполнителями процесса являются сотрудники отделов сопровождения телекоммуникационных систем цехов; каждый отдел включает в себя две группы: группу обслуживания оборудования (ГОО) и группу обслуживания телекоммуникационных систем и АСУ ТП (группа ГОТС). Задача параметрического синтеза исследуемого процесса заключается в определении минимального числа сотрудников отделов при сохранении всех должностей и при обеспечении максимальной средней загрузки каждого сотрудника и максимального процента разрешенных инцидентов.

3. Применение эволюционно-имитационного алгоритма

На основании собранных статистических данных функционирования исследуемого процесса была разработана мультиагентная модель процесса преобразования ресурсов. Агенты в модели используются для распределения инцидентов по типам и видам внутри отделов в зависимости от квалификации специалистов и наличия у них свободного времени на разрешение инцидентов. В качестве управляемого (синтезируемого) параметра процесса выступает количество сотрудников с разбивкой по должностям в каждом отделе системы.

Работа эволюционно-имитационного алгоритма подразумевает динамическое изменение пространства поиска решения (формирование новой популяции в терминах генетического алгоритма [4]) с учетом оценки эффективности решений текущего пространства поиска (функций пригодности в терминах генетического алгоритма) и степени оригинальности решений (меры новизны в терминах алгоритма поиска новизны [5]). Оценка эффективности решения осуществляется с помощью модели МППР, на вход которой подаются значения управляемых (синтезируемых) параметров, а на выходе формируется значение целевой функции решения.

Для работы эволюционно-имитационного алгоритма первоначально с помощью проведения экспериментов с моделью процесса были выделены следующие управляемые параметры процесса. Для цеха горячей прокатки: число инженеров в отделе ГОО (4 чел.), число ведущих инженеров (2 чел.) и администраторов (4 чел.) в отделе ГОТС; для цеха холодной прокатки: число ведущих инженеров (1 чел.) и администраторов (4 чел.) в отделе ГОТС. В скобках указано количество сотрудников в отделах для базового эксперимента «как есть».

Результаты применения эволюционно-имитационного алгоритма к решению поставленной задачи приведены на рис. 1 в виде фрагмента окна работы пользователя с модулем оптимизации процессов автоматизированной системы выпуска металлургической продукции. В ходе работы алгоритма проводилась максимизация выходного параметра исследуемого процесса «Средняя загрузка всех сотрудников в процентах». Найденное решение, представленное на рис. 1 в столбце «Оптимальное значение», соответствует значению средней загрузки всех сотрудников, равной 62%.

Выходной параметр			
Наименование параметра:	Средняя загрузка сотрудников в проц		Оптимальное значение: 62.22990149348584
Входные параметры			
Наименование параметра			
ГП.ГОО.Инж	3	4	3
ГП.ГОТС.ВедИнж	1	2	1
ХП.ГОТС.Адм	1	4	1
ХП.ГОТС.ВедИнж	1	2	1
ГП.ГОТС.Адм	1	4	1

✓ Записать
✗ Отменить

Рис. 1. Результаты применения эволюционно-имитационного алгоритма для определения числа сотрудников отделов сопровождения в цехах холодной и горячей прокатки

На рис. 2 приведен пример изменения для базового эксперимента средней загруженности в процентах инженеров группы обслуживания оборудования в цехе горячей прокатки в течение месяца (14480 минут), а на рис. 3 — пример изменения средней загруженности инженеров той же группы за тот же период для эксперимента с лучшим результатом.

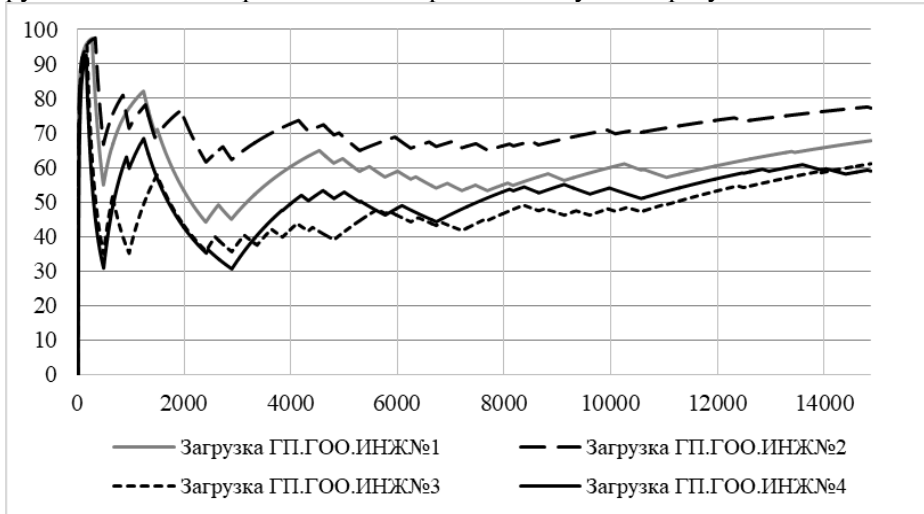


Рис. 2. Средняя загруженность в процентах инженеров группы ГОО в цехе горячей прокатки в течение месяца (14480 минут) для базового эксперимента

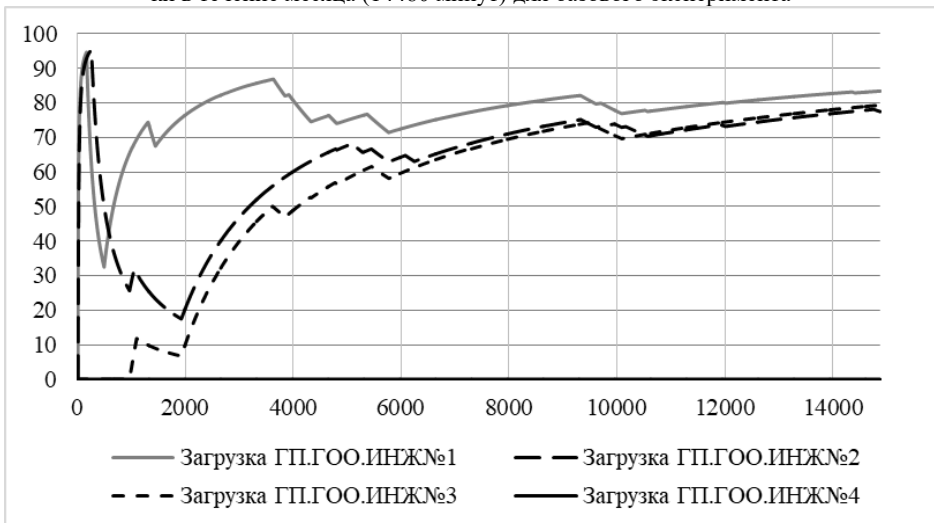


Рис. 3. Средняя загруженность в процентах инженеров группы ГОО в цехе горячей прокатки (ГП) в течение месяца (14480 минут) для эксперимента с лучшим результатом

Снижение числа инженеров, ответственных за разрешение определенных типов инцидентов, позволило повысить среднюю загруженность группы инженеров из отдела ГОО цеха горячей прокатки на 13,6%, при этом процент разрешенных инцидентов на конец месяца остался высоким (выше 90% для всех инцидентов). Также снижение числа ведущих инженеров из отдела ГОТС цеха холодной прокатки позволило повысить среднюю загруженность группы инженеров цеха холодной прокатки на 34%.

4. Заключение

В докладе рассмотрено применение эволюционно-имитационного алгоритма для решения задачи параметрического синтеза процесса преобразования ресурсов. Интеграция эволюционного и имитационного моделирования при решении данной задачи позволяет сократить пространство поиска решения (количество проведенных экспериментов с моделью для нахождения эффективного/оптимального решения). При решении задачи определения эффективного числа сотрудников отделов телекоммуникационного сопровождения цехов прокатки выработаны практические рекомендации, обеспечивающие максимизацию средней загрузки сотрудников и процента разрешенных инцидентов.

Источники финансирования и выражение признательности

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-37-00183.

Список литературы

- [1] Аксенов К.А. Модель мультиагентного процесса преобразования ресурсов и системный анализ организационно-технических систем // Вестник компьютерных и информационных технологий. Москва. 2009. № 6. С. 38-45.
- [2] Антонова А.С., Аксенов К.А., Ростунцев С.Д., Рудь А.И. Реализация эволюционно-имитационного алгоритма оптимизации процессов в системе моделирования производственных процессов металлургического предприятия // Современные проблемы науки и образования. 2015. № 2. URL: <http://www.science-education.ru/122-21220> (дата обращения: 04.05.2018).
- [3] Аксенов К.А., Антонова А.С., Спицина И.А., Сысолетин Е.Г., Аксенова О.П. Разработка автоматизированной системы анализа, моделирования и принятия решений для металлургического предприятия на основе мультиагентного подхода // Автоматизация в промышленности. 2014. № 7. С. 49-53.
- [4] Goldberg D. Genetic Algorithms. Addison Wesley, 1989.
- [5] Lehman J., Stanley K. Exploiting open-endedness to solve problems through the search for novelty // Proceedings of Eleventh International Conference on Artificial Life. 2008. P. 329-336.

Обнаружение и определение интенсивности осадков по цифровым видеоизображениям

¹Гармаш В.Н., ²Коробочкин Д.М., ³Матвеев С.А.,
³Петров Ю.В., ³Рудыка С.А., ³Страхов С.Ю.

¹АО «Заслон»

ул. Коли Томчака, 9, Санкт-Петербург, 196084, РФ

gar-vitalij@yandex.ru

²ООО «Ситиман»

Малый проспект В.О., д. 54, корп. 2, Санкт-Петербург, 199178, РФ

dmitriy.korobochkin@gmail.com

³Балтийский государственный технический университет
«ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова

ул. 1-я Красноармейская, д.1., Санкт-Петербург, 190005, РФ

petrov-i4@yandex.ru

Аннотация: Предлагается способ автоматического обнаружения осадков и оценки их интенсивности по цифровым видеоизображениям. Благодаря возможности определения интенсивности осадков по одному изображению, а также за счет уменьшения количества операций свертки и умножения, характерных для известных аналогичных способов, предлагаемый обладает меньшей вычислительной сложностью и может применяться на подвижных носителях в режиме реального времени.

Ключевые слова: осадки, дождь, видеоизображения, система улучшенного видеонаблюдения, обнаружение, интенсивность, цифровая обработка

1. Введение

Традиционными способами определения интенсивности осадков являются методы прямого измерения объема осадков, собираемых в специальные осадкосборные устройства [1, 2], либо количества капель осадков, пролетающих через пространство между обкладками специальных измерительных конденсаторов [3]. Данные способы обеспечивают высокую точность измерений, однако их применимость существенно ограничена, поскольку для их реализации требуются специальные условия организации процесса сбора осадков (минимизация воздействия ветра на прибор, а также влияния самой станции на воздушный поток и т.д.). Известны дорогостоящие системы, основанные на зондировании исследуемой области

атмосферы с помощью поочередно посылаемых оптических лазерных, радиолокационных или акустических импульсов. Указанные системы требуют специальной настройки, монтажа и обслуживания, обладают высоким энергопотреблением.

Известен ряд способов, позволяющих получать информацию о наличии осадков и уровне их интенсивности на основе различных видеоданных [4, 5]. Однако все эти способы ориентированы на обработку видеоизображений, получаемых с помощью стационарных камер, поскольку используют стохастическую модель неподвижного заднего плана и дают существенно худшие результаты на фоне движущихся объектов.

Предлагаемый в докладе способ автоматического обнаружения осадков и оценки их интенсивности без специализированного и дорогостоящего оборудования при помощи камеры видимого диапазона, установленной на подвижном носителе, лишен этих ограничений.

2. Описание способа автоматического обнаружения осадков и оценки их интенсивности

Присутствие осадков на видеоизображении, помимо общего снижения контрастности, приводит к проявлению импульсных аномалий особого вида. Данные аномалии, в случае дождя, представляют собой сонаправленные протяженные низкоуровневые детали, подобные штриховым линиям. Пример таких деталей показан на рисунке 1а. Суть способа заключается в выделении этих линий (рисунок 1б) и оценке их количества [6].

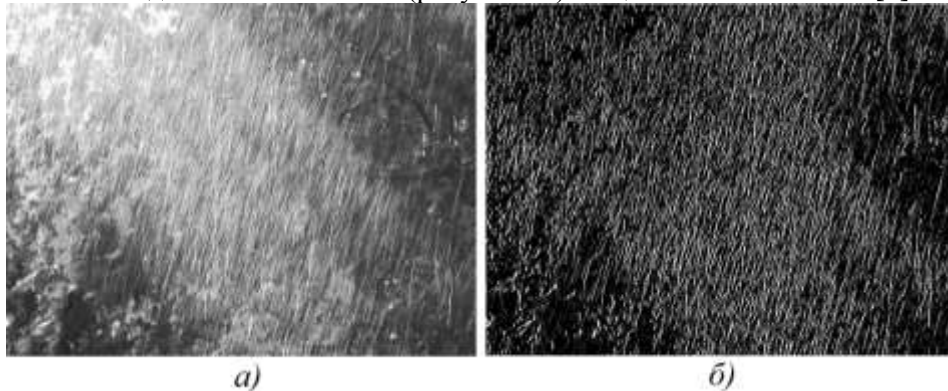


Рис. 1. Пример видеоизображения дождя, содержащего сонаправленные протяженные линии: а – исходное изображение; б – выделенные линии

Как можно заметить на рисунке 1а, следы выпадения дождя имеют вид протяженных линий с близким друг к другу углом наклона, поэтому на первом этапе обработки определяется преимущественное направление этих линий (модули и направления градиентов функции яркости изображения). После нахождения градиентов в каждой точке изображения строится их ориентированная гистограмма и находится ее максимальное значение [7].

На втором этапе обработки с целью выделения контуров, соответствующих углу наклона линий (выпадения осадков), производится свертка исходного изображения с масочными операторами Собеля, угловая ориентация которых соответствует преимущественному направлению вектора градиента изображения, вычисленному на предыдущем этапе.

Для подавления контуров различных объектов изображения (не связанных с осадками) и случайных шумовых составляющих на третьем этапе производится дискретная свертка с двумерным вейвлетом Хаара с различными углами наклона.

На заключительном четвертом этапе обработки определяется интенсивность сформированных «следов», которая зависит от объема осадков, выпадающих за единицу времени, причем её необходимо нормировать относительно размера изображения. Решение о наличии дождя и его интенсивности принимается при превышении полученных значений некоторых порогов.

3. Практические результаты

В результате обработки выборки изображений (более пятидесяти), полученных имитационным математическим моделированием, на которых отсутствуют или присутствуют осадки в виде дождя различной интенсивности (слабый, средний и сильный дождь), получены их статистические характеристики. Определены пороговые значения, которые позволяют установить соответствие полученных оценок и интенсивности осадков:

В результате проведенных исследований установлено, что изменение освещенности сцены изображения изменяет оценку интенсивности не более чем на 20%; контрастности изображения - не более чем на 10%; размера изображения - не более, чем на 25%. Оценка интенсивности осадков возможна и при использовании последовательности кадров (видеоизображения), дисперсия ошибки оценивания при этом может быть уменьшена до 2% от среднего значения.

Оценка интенсивности осадков возможна и при использовании последовательности кадров (видеоизображения), дисперсия ошибки оценивания при этом может быть уменьшена до 2% от среднего значения.

4. Заключение

Таким образом, разработан способ обнаружения и оценки интенсивности осадков в виде дождя. Существующие способы используют метод вычитания фона последовательности кадров изображения, что исключает их применение на подвижных носителях. Предлагаемый способ лишен указанного недостатка за счет обработки всего одного кадра изображения. Вычислительная сложность обеспечивает реализацию в реальном времени.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследований, проводимых в рамках НИОКТР, выполняемой при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (в соответствии с постановлением Правительства РФ от 09.04.2010 № 218 соглашение № 03.G25.31.0294). Работы выполняются в организации Головного исполнителя НИОКТР ФГБОУ ВО БГТУ «ВОЕНМЕХ» им. Д. Ф. Устинова.

Список литературы

- [1] А.с. 1728830 СССР, МПК7 G 01 W 1/14. Осадкомер / Куринны С.А., Рогоцкий В.В. (СССР). – 4714509/10; заявлено 04.07.89; опубл. 15.01.93, Бюл. 2. – С. 4.
- [2] Пат. 2054730 Российская Федерация, МПК H 01 J 9/04. Способ изготовления многолучевого электронного прибора / Розинский Л.С.; Савченков А.Г.; Буданова В.Н. и др.; заявитель и патентообладатель Акционерное общество открытого типа "Эмитрон". – № 5067762/07; заяв. 29.06.1992; опубл. 20.02.1996.
- [3] Пат. 2097797 Российская Федерация, МПК G 01 W 1/14. Индикатор атмосферных осадков / Белый Д.М.; заявитель и патентообладатель Ульяновский государственный технический университет. – № 94043956/28; заяв. 14.12.1994; опубл. 27.11.1997.
- [4] Красильников Н.Н. Цифровая обработка 2D- и 3D-изображений: учеб. пособие / Н.Н. Красильников. – СПб: БХВ-Петербург, 2011. – 608 с.
- [5] Barnum, P.C. Analysis of rain and snow in frequency space / P.C. Barnum, S. Narasimhan, T. Kanade // International Journal of Computer Vision. – 2010. – Vol. 86, No. 2-3. – PP. 256-274.
- [6] Пат. 2611696 Российская Федерация. Способ определения интенсивности осадков в реальном времени в авиационных системах улучшенного видения / Петров Ю.В.; Гармаш В.Н.; Коробочкин Д.М. и др.; заявитель и патентообладатель Российская Федерация в лице Министерства промышленности и торговли Российской Федерации (Минпромторг России). – № 2015147463; заяв. 03.11.2015; опубл. 28.02.2017.
- [7] Чуи Ч. Введение в вейвлеты / Ч. Чуи. – М.: Мир, 2001. – 412 с.

Developing prototype of CASE-tool to create Automation systems based on Web applications using Code Generation

¹Tarasiev A.A., ¹Filippova M.E., ¹Aksyonov K.A., ¹Aksyonova O.P.

¹Ural Federal University named after the first President of Russia B.N.Yeltsin

Yekaterinburg, Russian Federation

andrew4800@mail.ru

Abstract: This paper briefly describes a new approach to designing an automation system based on Web applications. At present, there is a tendency that different technologies become more accessible for non-professional users. The aim of the research is developing of a method and prototype of a software tool for designing various Internet applications, including simple websites of business cards, galleries and shops, as well as large portals, information systems and similar solutions. In this work the main requirements for the proposed software solution were determined, the process of its operation was described, and a prototype was developed.

Then next step is modification of a proposed CASE-tool prototype and development of a mathematical model in order to evaluate the main indicators mathematically using the objective function and optimize them using multidimensional minimization methods.

Keywords: Automation, Developing, CASE-tools, UML, Web applications, Code generation.

Разработка прототипа CASE-средства для создания автоматизированных систем на основе веб-приложений с использованием генерации кода

¹Тарасьев А.А., ¹Филиппова М.Е., ¹Аксенов К.А., ¹Аксенова О.П. ¹.

¹Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н.

Ельцина

ул. Мира, 32, Екатеринбург, 620002, Российская Федерация

andrew4800@mail.ru

Аннотация: В данной статье кратко описывается новый подход к разработке системы автоматизации на основе веб-приложений. В настоящее время существует тенденция к тому, что различные технологии становятся более доступными для непрофессиональных пользователей. Целью исследования является раз-

работка метода и прототипа программного инструмента для проектирования различных интернет-приложений, в том числе простых сайтов визиток, галерей и магазинов, а также больших порталов, информационных систем и аналогичных решений. В этой работе были определены основные требования к предлагаемому программному решению, описана процедура его разработки и спроектирован прототип.

Следующим шагом является модификация предлагаемого прототипа CASE-средства и разработка математической модели для математической оценки основных показателей с использованием целевой функции и оптимизации их с использованием методов многомерной минимизации.

Ключевые слова: автоматизация, разработка, CASE-средства, UML, Web-приложения, генерация кода.

1. Введение

В настоящее время существует тенденция к тому, что различные технологии становятся более доступными для непрофессиональных пользователей, что тем не менее ведет к ряду проблем. Все больше людей нуждаются в информационных системах для автоматизации каких-либо процессов, получения прибыли и снижения затрат и т.д.

Различные подходы, методы и инструменты для создания систем автоматизации часто могут быть недоступны обычным пользователям или иметь ряд неочевидных существенных недостатков [8]. Исходя из вышесказанного, можно сделать выводы о необходимости повышения уровня технической грамотности пользователей программного обеспечения, а также увеличения разнообразия методов и средств автоматизации создания информационных систем, для чего могут быть использованы новые подходы и инструменты.

В настоящее время для этих целей используются различные конструкторы и шаблонные платформы, CASE-средства, системы управления контентом (CMS), системы управления бизнес-процессами (BPMS) и т. д. Однако эти системы по-прежнему имеют ряд недостатков и не всегда могут применяться [8].

В этом исследовании рассматриваются информационные системы на основе Веб-приложений. Важно отметить, что данная область является наиболее масштабируемой, широко распространенной, динамично развивающейся и перспективной. Кроме того, в настоящее время наблюдается тенденция постепенной замены нативных приложений для каких-либо систем Веб-приложениями, поскольку последние являются более доступными и надежными.

В рамках этой работы был разработан сценарий разработки простого Веб-приложения с использованием объектно-ориентированного, структурного и мультиагентного подхода. При применении мультиагентного подхода каждая возможная роль разработчика рассматривалась как отдельный агент.

В рамках этой работы был проанализирован метод проектирования многоагентных информационных систем Карсаева и Городецкого. Предлагаемый метод основан на методологии Gaia и заключается в анализе нескольких агентов и разработке программного обеспечения. Разработчики модифицируют модель системы и разрабатывают пользовательский интерфейс, за которым следует автоматическая генерация исходного кода будущего программного обеспечения [1-6, 8].

Предлагаемый метод не позволяет описывать статические и динамические бизнес-процессы и, следовательно, не связан с их анализом и реорганизацией.

Авторы утверждают, что использование основанного на кадрах подхода и моделей процессов преобразования нескольких агентов (MRCP) позволяет разработать метод представления знаний для разработки информационных систем.

На основе опыта исследователей был предложен новый метод разработки веб-информационных систем с использованием объектного и агент-ориентированного подхода [7] на основе применения нового CASE-средства, которое реализует концепцию диалога системы с пользователем [7, 8].

В результате первичного анализа и моделирования была получена диаграмма потока данных, диаграмма использования, диаграмма диаграммы классов и последовательности для предметной области [7].

Данные диаграммы демонстрируют, что структуру всего сайта можно описать как классы (сущности и их методы и атрибуты), которые характеризуют системные модули, содержимое сайта и объекты базы данных, которые отражают его, а также страницы пользовательского интерфейса. Это полностью соответствует концепции Model-View-Controller (MVC), которая сейчас очень распространена для распределенных Веб-решений.

Целью данного исследования является разработка метода и прототипа программного инструмента для проектирования различных интернет-приложений.

Ожидается, что в результате работы будет разработана рабочая методология и будет разработано программное решение, которое значительно

но продвинет решение проблемы доступности для конечных пользователей систем для автоматизации разработки программных комплексов, ориентированных на Веб-решения, а также развития и доступности информационных технологий для общества в целом.

2. Объекты исследований и постановка задачи

Объектами исследований являлись информационные системы автоматизации, а также методы и программные средства упрощения и автоматизации процесса их проектирования и разработки.

Целью исследования является разработка метода и прототипа программного инструмента для проектирования различных интернет-приложений.

В рамках этой работы предполагается решить задачи определения требований к предлагаемому программному решению и разработки прототипа.

В первом приближении прототип системы должен быть подходящим для разработки простых приложений, для управления контентом которых достаточна функциональность CRUD (Create, Update, Delete). Эта система должна использовать генерацию кода для своей работы [8].

3. Описание предлагаемого решения

В ходе работы были разработаны основные требования к системе автоматизации для создания Веб-приложений.

Среди них наиболее важными являются простота и доступность пользовательского интерфейса. Это требование напрямую связано с поставленной задачей.

Кроме того, предлагаемый продукт должен устранить или свести к минимуму выявленные недостатки существующих систем. К ним относятся масштабируемость системы, широкая направленность, низкая стоимость, открытость, простота внедрения, простота внедрения создаваемого продукта, надежность и безопасность, низкое потребление ресурсов и т.д.

Исходя из этого, можно заключить, что данное CASE-средство также должно быть реализован как Веб-приложение. Кроме того, для внедрения системы желательно использовать технические решения и пакеты с открытым исходным кодом.

Исходя из сформированных требований был разработан прототип CASE-инструмента для автоматизации создания Веб-ориентированных приложений. В качестве языка реализации был использован PHP, а также

использовался MVC-фреймворк Laravel. Этот выбор обусловлен высокой скоростью разработки, наличием большого количества внешних функциональных пакетов, а также развитым сообществом.

Процесс работы пользователя с системой можно описать следующим образом.

Пользователь авторизуется в системе, а затем может перейти на вкладку просмотра своих проектов. На данной вкладке можно создать новый проект и указать его метаданные. Одновременно с этим запускается параллельный процесс генерации файлов проекта. Файлы проекта помещаются в отдельный каталог.

После этого пользователь указывает, какие объекты будут использоваться в системе, а также их метаданные. Наконец, пользователь последовательно описывает атрибуты каждого класса.

Как уже было сказано, концепция MVC позволяет организовать структуру приложения таким образом, что достаточно выполнить одну команду для создания моделей, контроллеров и представлений [16].

В тот момент, когда все данные заполнены, запускается процедура генерации кода и проект модифицируется. После этого он становится доступным для скачивания в качестве архива. В нотации BPM этот процесс можно описать следующим образом (Рис 1).

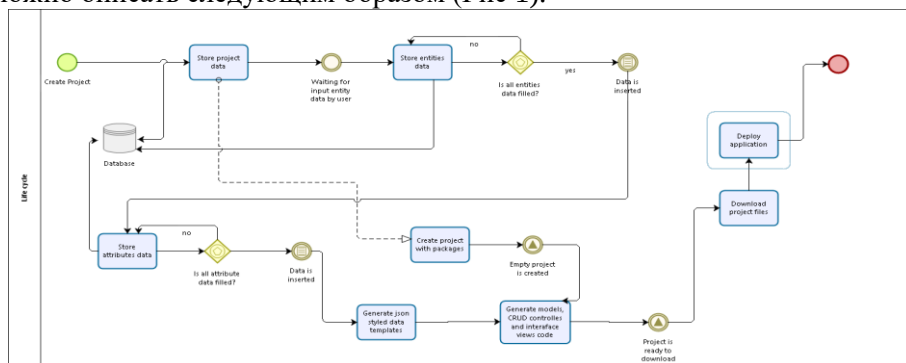


Рис. 1. Жизненный цикл работы системы в нотации BPM

Fig. 1. Business process model of proposed CASE-tool Lyfe-cycle

Генерация кода в описываемой системе может быть выполнена следующим образом.

Данные, вносимые пользователем о структуре сущности и ее атрибутах, должны быть записаны в какое-то унифицированное хранилище, такое как реляционная база данных или файл, содержащий информацию о

структуре шаблона. Для этого могут использоваться языки разметки, такие как XML или JSON.

После сохранения данных для обеспечения надежности и масштабируемости их можно прочитать другим процессом – например, командой, которая будет анализировать информацию и генерировать код шаблона.

Для фреймворка Laravel существует достаточное количество реализаций генерации кода на основе команд, инициированных разработчиком через командную строку.

4. Заключение

Таким образом, в рамках данной работы были определены основные требования к предлагаемому программному решению, описана процедура ее работы и разработан прототип.

В будущем планируется разработать математическую модель для математической оценки основных показателей с использованием целевой функции и оптимизации их с использованием методов многомерной минимизации. Основными параметрами будут скорость разработки и реализации, а также связанные параметры и производительность приложения и кода (грузоподъемность, объем трафика и т. д.).

Кроме того, необходимо продолжить работу над усовершенствованием прототипа CASE-инструмента, чтобы сделать его более универсальным, гибким, надежным и доступным.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа поддержана 211 актом Правительства Российской Федерации, договор № 02.A03.21.0006.

Список литературы

- [1] F. Zambonelli, N. Jennings, M. Wooldridge, “Developing Multiagent systems: The GAIA methodology” // ACM Transactions on Software Engineering and Methodology, 2003, vol.12, №.3, pp. 417-470.
- [2] V. Gorodetsky, O. Karsaev, V. Samoylov, V. Konushy, “Support for Analysis, Design and Implementation Stages with MASDK”, LNCS 5386, 2009, pp. 272-287.
- [3] K. A. Aksyonov, I. A. Spitsina, E. G. Sysoletin, O. P. Aksyonova, E. F. Smoliy, “Multi-agent approach for the metallurgical enterprise information system development” // DOI: 10.1109/CRMICO.2014.6959467, 2014, pp. 437-438 [24th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2014)].
- [4] K. A. Aksyonov, E.A. Bykov, E.F. Smoliy, A.A. Khrenov, “Industrial Enterprises Business Processes Simulation with BPsim.MAS”, 2008, pp. 1669- 1677, [Proceedings of the 2008 Winter Simulation Conference (WSC 2008)].
- [5] K. Aksyonov, E. Bykov, O. Aksyonova, N. Goncharova, A. Nevolina, “Extension of the multi-agent resource conversion processes model: Implementation of agent coalitions” // DOI:

10.1109/ICACCI.2016.7732110, WOS:000392503100094, 2016, pp. 593-597, [5th International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics].

[6] V. V. Alexandrov, S. V. Kuleshov, A. A. Zaytseva, “Active Data in Digital Software Defined Systems Based on SEMS Structures”, 2016, pp. 61– 69, [Logical Analysis of Data and Knowledge with Uncertainties in SEMS – Smart Electromechanical Systems, Studies in Systems, Decision and Control].

[7] A. Tarasiev, M. Philippova, I. Sitnikov, O. Aksyonova, “Development of a prototype CASE-tool for the company's website development in the environment BPSim.DSS” // CEUR Workshop Processing, 2017, pp. 21-27, [4th International Young Scientists Conference on Information Technologies, Telecommunications and Control Systems 2017].

[8] K. Aksyonov, A. Tarasiev, M. Filippova, V. Kanev, O. Aksyonova, N. Goncharova “Designing CASE-tool to developing Automation systems based on Web applications using Multi-Agent approach”, in press [EDAS Conference and Journal Management System 2018].

References

[1] F. Zambonelli, N. Jennings, M. Wooldridge, “Developing Multiagent systems: The GAIA methodology” // ACM Transactions on Software Engineering and Methodology, 2003, vol.12, №.3, pp. 417-470.

[2] V. Gorodetsky, O. Karsaev, V. Samoylov, V. Konushy, “Support for Analysis, Design and Implementation Stages with MASDK”, LNCS 5386, 2009, pp. 272-287.

[3] K. A. Aksyonov, I. A. Spitsina, E. G. Sysoletin, O. P. Aksyonova, E. F. Smoliiy, “Multi-agent approach for the metallurgical enterprise information system development” // DOI: 10.1109/CRMICO.2014.6959467, 2014, pp. 437-438 [24th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2014)].

[4] K. A. Aksyonov, E. A. Bykov, E. F. Smoliiy, A. A. Khrenov, “Industrial Enterprises Business Processes Simulation with BPSim.MAS”, 2008, pp. 1669- 1677, [Proceedings of the 2008 Winter Simulation Conference (WSC 2008)].

[5] K. Aksyonov, E. Bykov, O. Aksyonova, N. Goncharova, A. Nevolina, “Extension of the multi-agent resource conversion processes model: Implementation of agent coalitions” // DOI: 10.1109/ICACCI.2016.7732110, WOS:000392503100094, 2016, pp. 593-597, [5th International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics].

[6] V. V. Alexandrov, S. V. Kuleshov, A. A. Zaytseva, “Active Data in Digital Software Defined Systems Based on SEMS Structures”, 2016, pp. 61– 69, [Logical Analysis of Data and Knowledge with Uncertainties in SEMS – Smart Electromechanical Systems, Studies in Systems, Decision and Control].

[7] A. Tarasiev, M. Philippova, I. Sitnikov, O. Aksyonova, “Development of a prototype CASE-tool for the company's website development in the environment BPSim.DSS” // CEUR Workshop Processing, 2017, pp. 21-27, [4th International Young Scientists Conference on Information Technologies, Telecommunications and Control Systems 2017].

[8] K. Aksyonov, A. Tarasiev, M. Filippova, V. Kanev, O. Aksyonova, N. Goncharova “Designing CASE-tool to developing Automation systems based on Web applications using Multi-Agent approach”, in press [EDAS Conference and Journal Management System 2018].

Acknowledgements

This work is supported by Act 211 Government of the Russian Federation, contract № 02.A03.21.0006.

Simulation of the external acoustic noise in the test loudspeaker quality

¹Gromozdin V. V., ²Nadobenko E. A., ³Panina T. V.

Sevastopol "Testing center "Omega" – branch of NIIR

Vakulenchuk str. 29, Sevastopol, 299053, Russia

¹gromozdin@niir.ru, ²nea@niir.ru, ³panina@niir.ru

Abstract: Hereby an analysis of the normative documents related to the loudspeaker communication quality in vehicle cabin tests is given. Algorithm of the record and cancellation of the simulated ambient noise in man-simulator binaural microphones, which is applied during the tests, and the subsequent an initial noise adulteration to ensure full scope of a proper tests conditions.

Key words: acoustic, noise, simulation, vehicle, loudspeaker communication.

Имитация внешних акустических шумов при испытаниях качества громкоговорящей связи

Громоздин В. В., Надобенко Е.А., Панина Т.В.

Севастопольский «Испытательный центр «Омега» – филиал ФГУП НИИР

Ул. Вакуленчука, 29, г. Севастополь, 299053 Россия

gromozdin@niir.ru, nea@niir.ru, panina@niir.ru

Аннотация: Проведен анализ нормативных документов по проведению испытаний качества громкоговорящей связи в салоне транспортного средства. Представлен алгоритм записи и компенсации симитированного внешнего акустического шума в бинауральных микрофонах манекена, используемого при испытаниях, и последующего подмешивания исходного шума, чем обеспечивается полный объем адекватных условий проведения испытаний.

Ключевые слова: акустика, шум, имитация, транспортное средство, громкоговорящая связь.

1. Введение

Активное развитие систем обеспечения безопасности дорожного транспорта, одним из основных направлений которого является отече-

венная система экстренного реагирования при авариях “Эра-Глонасс”, использующая систему подвижной радиотелефонной связи (GSM, UMTS) и отечественную глобальную навигационную спутниковую систему Глонасс, требует тщательного проведения испытаний таких систем.

Проанализированы нормативные документы [1,2] к проведению испытаний, связанных с имитацией внешнего акустического шума, с целью выработки рекомендаций к разработке испытательной аппаратуры.

2. Объект исследований

Объектом исследований являлись нормативно-правовые акты, регламентирующие проведение испытаний автомобильной системы вызова экстренных оперативных служб на соответствие требованиям к качеству громкоговорящей связи в кабине транспортного средства – [1] и [2].

Анализ проведен с учетом международных рекомендаций [3], технической документации на оборудование для акустических испытаний HEAD acoustics GmbH.

3. Анализ требований стандартов

Общим требованием [1] и [2] к записи исходного шума в реальных условиях эксплуатации является проведение записи акустических шумов внутри салона транспортного средства (ТС) для различных характерных шумовых сценариев на широкополосный измерительный конденсаторный микрофон, расположенный в точке, близкой к точке размещения микрофона устройства/системы экстренного вызова (УСВ).

Проведение данных испытаний регламентируется следующими пунктами [1] и [2]:

- Работа канала передачи в акустических шумах [1, п.7.11.1].

Акустический сигнал идет от точки MRP (точка измерения уровня звукового давления, расположенная на расстоянии 25 мм перед губами человека или излучающим кольцом устройства "искусственный рот") к точке расположения микрофона УСВ, где аддитивно смешивается с выровненным имитируемым сигналом внешнего акустического шума именно в этой точке и далее идет на микрофон УСВ.

- Фоновый шум после установления соединения [1, п.7.12.2.1].

Фоновый шум в канале передачи сразу после установления телефонного соединения обычно выше, чем спустя несколько секунд. Это связано с процессами установления в алгоритмах эхокомпенсации, шумопо-

нижения и речевого кодирования. Начальное повышение уровня шума в УСВ не должно вызывать дискомфорта у дальнего абонента.

Акустический шумовой сигнал идет от акустической системы к точке расположения микрофона УСВ, где попадает на микрофон УСВ, которое и должно отработать фоновый шум в канале передачи сразу после установления телефонного соединения.

- Качество передачи фонового шума в присутствии речи дальнего абонента [1, п. 7.12.4.1].

Акустический шумовой сигнал идет от акустической системы к точке расположения микрофона УСВ, где попадает на микрофон УСВ и аддитивно складывается с CS сигналом (звуковым тестовым сигналом, представляющим собой последовательную комбинацию различных тестовых сигналов), подаваемым в направлении приема и имитирующего речь дальнего абонента.

- Качество передачи фонового шума с помощью "комфортного шума" паузы [1, п.7.12.5.1].

Акустический шумовой сигнал идет от акустической системы к точке расположения микрофона УСВ и который алгоритм генерации "комфортного шума" должен использовать, как опорный для создания "комфортного" шума.

Имеется также один пункт субъективных испытаний, который не может быть реализован в рамках установленных требований:

- Работа канала приема в акустических шумах [1, п.7.11.2. 1].

В данном случае сигнал от акустической системы должен попасть в точку расположения микрофона уха манекена, но он прошел выравнивание в точке возле микрофона УСВ, а это различные пространственные точки, соответственно, сигнал, попадающий в точку расположения микрофона уха манекена, может существенно отличаться от исходного шума в этой точке. Этот момент является недоработкой стандартов [1] и [2]. Выходом из данного положения может являться запись исходного акустического шума дополнительно на дополнительный микрофон, расположенный у правого уха головы водителя с последующей имитацией этого шума именно для этой точки при проведении данного пункта испытаний.

Проведение субъективных (экспертных) испытаний регламентируется разделами [1, п.7.14], [2, п.7.12], где указывается, что испытания проводятся в конкретном типе ТС с конкретной установленной и настроенной УСВ в реальных условиях эксплуатации.

Оба документа указывают, что на стороне абонентов необходимо вести запись переговоров (используя штатную аппаратуру записи переговоров в центрах обслуживания и бинауральную запись в салоне ТС).

Альтернативой данным методам испытаний является метод, описанный в [2, п.7.13] - Субъективная оценка качества громкоговорящей связи УСВ, основанная на использовании эталонных записей. Особо интересным представляется указание [2, п.7.13] на то, что после этого полученная запись разговора прослушивается экспертами и выставляется оценка по определенным критериям для моделируемой ситуации вызова.

Таким образом, для записи переговоров необходимо использовать трехканальный цифровой магнитофон, обеспечивающий протокольную запись проведения субъективных испытаний. Один канал для записи на стороне центра обслуживания и два канала для записи с бинаурального микрофона головы манекена, установленного на водительском месте.

Соответственно, проведение испытаний, связанных с имитацией внешнего акустического шума, состоит из двух этапов:

1. Предварительный этап - запись внешних акустических шумов в реальных условиях эксплуатации транспортного средства. Структурная схема соединений при этом может быть представлена на рис.1.

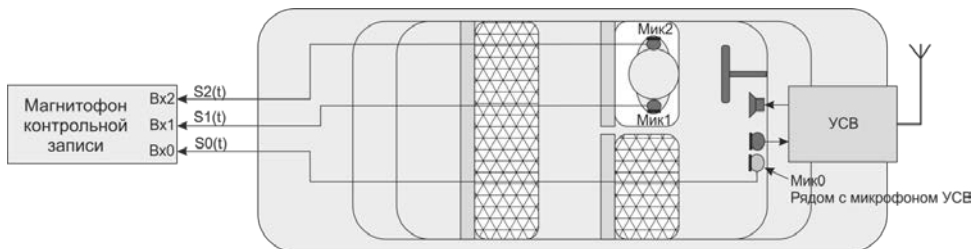


Рис. 1. Схема соединений при записи внешних акустических шумов

Fig.1. Connection diagram for recording external acoustic noise

На рис.1 исходные шумовые сигналы при записи шумового сценария:

$S0(t)$ – сигнал с Мик0, расположенного рядом с микрофоном УСВ;

$S1(t)$ – сигнал с Мик1 (правого бинаурального микрофона водителя);

$S2(t)$ - сигнал с Мик2 (левого бинаурального микрофона водителя).

2. Этап проведения испытаний - воспроизведение записанных шумовых сценариев таким образом, чтобы симитированный акустический

шум отличался не более, чем на 1дБ по общему УЗД, взвешенному по псофометрической кривой А, а его спектральная плотность в третьоктавных полосах отличалась не более, чем на 3дБ от спектральной плотности записанного (исходного) шума. При этом выравнивание общего УЗД и спектральной плотности должно производиться в соответствии с [3].

При этом, как было указано выше, на этапе проведения испытаний необходимо проводить контрольную запись переговоров в центрах обслуживания и бинауральную запись в салоне ТС. Структурная схема соединений при этом может быть представлена на рис.2.

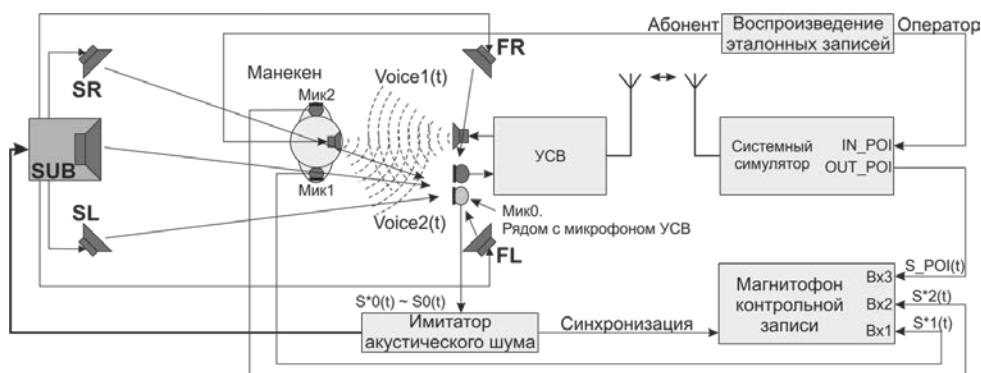


Рис. 2. Схема соединений при воспроизведении акустического шума и контрольной записи переговоров

Fig.1. Connection diagram when playing the acoustic noise control and record of negotiations

На рис.2 обозначены симитированные шумовые сигналы:

$S^*0(t)$ – сигнал с Мик0, расположенного рядом с микрофоном УСВ.

$S^*1(t)$ – сигнал с Мик1 - правого бинаурального микрофона манекена;

$S^*2(t)$ - сигнал с Мик2 - левого бинаурального микрофона манекена;

Нереализуемой оказывается ситуация с проведением субъективных испытаний, которые подразумевают наличие двустороннего разговора, и, соответственно, обеспечение идентичности симитированного шума исходному шуму во всех трех пространственных точках, в которых требуется проведение контрольной записи переговоров. Имитатор акустического шума с акустическая системой обеспечивают идентичность симитированного шума исходному только в точке расположения микрофона Мик0

($S^*0(t) \approx S0(t)$). При этом сигналы $S^*1(t)$ и $S^*2(t)$ могут существенно отличаться от исходных шумовых сигналов $S1(t)$ и $S2(t)$.

3. Алгоритм обеспечения адекватности проведения испытаний

Предлагается использовать тот факт, что запись исходного шума производится в течение достаточно короткого периода времени в 10с, при котором транспортное средство может двигаться с постоянной скоростью и обеспечивать при этом стационарный вид шумового фрагмента. При испытаниях шумовой фрагмент циклически воспроизводится. Это позволяет при соответствующей синхронизации (цепь Синхронизация на рис.2) обеспечить циклическое вычитание сигналов $S^*1/2(t)$ из смеси голоса оператора ($Voise1(t)$) и (или) водителя ($Voise2(t)$) и сигналов $S^*1/2(t)$ и последующее цифровое сложение с ранее записанными сигналами $S1/2(t)$, что, соответственно, обуславливает использование эталонных записей голоса оператора службы аварийного вызова и водителя [3, п.7.13.]. Сигналы внешнего акустического шума записаны в соответствии с рис.1.

Предлагаемый алгоритм действий приведен для упрощения на примере только сигналов для правого бинаурального микрофона $S^*1(t)$ и голоса оператора $Voise1(t)$:

1. Включается сигнал с акустической системы и выравнивается по общему УЗД и по спектральной плотности в точке рядом с микрофоном УСВ. Т.е. $S^*0(t) \approx S0(t)$.

2. В течение 10 с одного шумового фрагмента обеспечивается отсутствие передачи голоса оператора и производится запись на бинауральные микрофоны, в частности сигнал $S^*1(t)$. Т.е. в данном случае получаем запись фрагмента 10с сигнала $S^*1(t)$ – того шумового сигнала, который имеется в точке расположения микрофона Мик1 при имитации шума и выравнивании его для точки расположения микрофона Мик0.

3. Включается воспроизведение тестового сигнала $Voise1(t)$ и на микрофон Мик1 приходит аддитивная смесь сигналов $Voise1(t)$ и $S^*1(t)$.

4. С учетом того, что через каждые 10 сек временной вид шумовой составляющей $S^*1(t)$ идентично повторяется, имеется возможность в цифровом виде синхронно вычесть из суммы сигналов $[Voise1(t) + S^*1(t)]$ ранее записанный $S^*1(t)$, тем самым восстановив сигнал $Voise1(t)$ без шумов.

5. В полученный “очищенный” сигнал $Voise1(t)$ программно подмешивается (суммируется) ранее записанный сигнал $S1(t)$, точно соответ-

ствующий исходному шумовому фрагменту в данной точке расположения микрофона Мик1. В результате чего в правом бинауральном микрофоне образуется сигнал $Voice1(t) + S1(t)$, что в точности соответствует реальной обстановке в процессе эксплуатации транспортного средства.

4. Заключение

Анализ требований нормативных документов [1] и [2] показал, что регламентируемое ими требование записи на один измерительный микрофон, расположенный в точке, близкой к точке размещения микрофона устройства/системы экстренного вызова, не обеспечивает полного и адекватного проведения испытаний качества громкоговорящей связи в салоне транспортного средства.

Предложен алгоритм цифрового суммирования сигналов при проведении субъективных испытаний, полностью обеспечивающий адекватное проведение испытаний. Показано, что требование использования эталонных записей голоса оператора службы аварийного вызова и водителя является обязательным только в части воспроизводимости результатов испытаний, т.к. анализ результатов субъективных испытаний проводится экспертами на основе контрольных записей переговоров.

Список литературы

- [1] ГОСТ Р 55531-2013 Система экстренного реагирования при авариях. Методы испытаний автомобильной системы вызова экстренных оперативных служб на соответствие требованиям к качеству громкоговорящей связи в кабине транспортного средства.
- [2] ГОСТ 33468-2015 Система экстренного реагирования при авариях. Методы испытаний устройства/системы вызова экстренных оперативных служб на соответствие требованиям к качеству громкоговорящей связи в кабине транспортного средства.
- [3] ETSI EG 202 396:2011 Качество передачи речи и мультимедиа. Оценка качества обработки речи в присутствии фонового шума. Часть 1: Методика моделирования фонового шума и база данных фонового шума.

References

- [1] GOST R 55531-2013 emergency response system in case of accidents. Methods of testing the call system of automobile emergency services for compliance with the requirements for the quality of loudspeaker communication in the car cabin.
- [2] GOST 33468-2015 emergency response system in case of accidents. Methods of testing of the device / system of emergency services call for compliance with the requirements for the quality of hands-free communication in the cab of the vehicle.
- [3] ETSI EG 202 396: 2011 quality of speech and multimedia transmission. Evaluation of the quality of speech processing in the presence of background noise. Part 1: Background noise modeling methodology and background noise database.

Evaluation of the mobile infocommunication network stability in a propagation environment with flat boundaries

¹Kudryavchenko I.V., ²Karlusov V.Yu.

Sevastopol State University

Sevastopol, 299053, Russian Federation

¹IVKudryavchenko@sevsu.ru

²VYuKarlusov@sevsu.ru

Abstract: A method for estimating the stability of a mobile infocommunication network, which is based on a model of a maze with a size of $n \times m$ cells on a discrete plane with a square covering is considered. The results of a computational experiment for various network topologies and parameters of plane boundaries, which confirm the reliability of the proposed method, are analyzed.

Keywords: mobile intelligent unit (MIU), square coverage, a discrete plane, a maze, coefficient of the network's stability/availability.

Оценка устойчивости работы мобильной инфокоммуникационной сети в среде распространения с плоскими границами

¹Кудрявченко И.В., ²Карлусов В.Ю.

Севастопольский государственный университет

г. Севастополь, 299053, Российская Федерация

¹IVKudryavchenko@sevsu.ru

²VYuKarlusov@sevsu.ru

Аннотация: Рассматривается метод оценки устойчивости работы мобильной инфокоммуникационной сети, который базируется на модели лабиринта размером $n \times m$ клеток на дискретной плоскости с квадратным покрытием. Анализируются результаты вычислительного эксперимента для различных топологий сети и параметров плоских границ, подтверждающие достоверность предлагаемого метода.

Ключевые слова: мобильное интеллектуальное устройство (МИУ), квадратное покрытие, дискретная плоскость, лабиринт, коэффициент устойчивости/готовности сети.

1. Введение

В последние годы наблюдается повышенный интерес к применению малоразмерных беспилотных подвижных объектов, имеющих признаки «коллективного» поведения и управляемых с помощью компьютерных программ при минимальном участии человека-оператора. В качестве таких подвижных объектов могут рассматриваться мобильные интеллектуальные устройства (МИУ), которые в общем случае можно рассматривать как элементы инфокоммуникационной/сенсорной сети, размещенные на автономных подвижных платформах [1]. Подобная сеть обладает большой гибкостью и повышенной надежностью.

Данная работа развивает ранее изложенные идеи построения мобильных сенсорных сетей в средах распространения с плоскими границами в диапазонах сантиметровых и миллиметровых волн [2]. В докладе основное внимание уделяется вопросам повышения устойчивости работы такой сети.

2. Исследуемая модель

В качестве модели среды распространения с плоскими границами рассматривается лабиринт размером $n \times m$ клеток (n и m – целые числа) на дискретной плоскости с квадратным покрытием, причем, топология лабиринта уже определена [3]. Для оценивания устойчивости сети принимаем следующие ограничения.

1. Волна распространяется «по лучу» (вектор Пойнтинга плоской волны направлен перпендикулярно ее фазовому фронту) [4].

2. Коэффициент отражения ρ от плоских границ/препятствий принимает фиксированные значения.

3. Допускается однократное отражение волны от препятствия.

4. Критический угол $\theta_{кр}$ падения/отражения волны/луча ограничен.

Для устойчивой работы сети необходимо, чтобы, во-первых, осуществлялась надежная связь между МИУ за счет достаточно высокого уровня принимаемого сигнала, и, во-вторых, обеспечивался полный контроль каждой доступной свободной клеткой/ячейкой лабиринта.

Первое требование контролируется с помощью энергетического критерия – коэффициента связности w_{ij} между двумя клетками (где $i \leq n$, а $j \leq m$), который с учетом однократного отражения волны от препятствия может принимать следующие значения:

$$w_{ij} = \begin{cases} 1...2 & \text{– для области прозрачности;} \\ 0,5...1 & \text{– для области полутени;} \\ 0 & \text{– для области тени.} \end{cases}$$

Отметим, что области прозрачности и полутени совместно образуют зону покрытия [2].

Выполнение второго требования проверяется с помощью критерия полноты контроля лабиринта. То есть МИУ должны располагаться таким образом, чтобы любой дополнительный объект, размещаемый в лабиринте, мог быть обнаружен по изменению интенсивности принимаемого сигнала («на просвет»). Это возможно, если такой объект будет находиться между двумя МИУ в их общей зоне покрытия или между МИУ и препятствием в зоне покрытия МИУ на пути отраженного луча.

3. Расчетно-экспериментальный метод оценки устойчивости сети

Расчетно-экспериментальный метод оценки устойчивости сети, предлагаемый авторами, основан на построении матрицы весовых функций (функций связности) $W = DW + RW$ размерности $n \times m$, где DW – весовая функция прямых волн и RW – весовая функция отраженных волн, элементами которых являются коэффициенты связности $w_{ij} = (dw_{ij} + rw_{ij})b_{ij}$. Причем переменная b_{ij} имеет смысл индекса препятствий. Если клетка является препятствием, то $b_{ij} = 0$, а если свободна, то $b_{ij} = 1$. Расчет всех $(n \times m)^2$ коэффициентов связности позволяет получить возможные значения коэффициентов передачи сигнала c_{ij} из i -й клетки (в которой находится источник сигнала) в j -ю (где находится приемник). Таким образом, выполняется разметка ребер графа сети при любом заданном размещении вершин/узлов. Также для каждого узла графа рассчитывается мощность (то есть число клеток лабиринта) его зоны покрытия.

Далее осуществляется вычислительный эксперимент, в ходе которого случайным образом последовательно удаляются МИУ из сети и оцени-

вается ее текущее состояние по энергетическому критерию и критерию полноты. Если один из критериев не выполняется, то требуется дублирование удаленного узла. Наличие в данной клетке МИУ, которое входит в состав сети, может условно соответствовать состоянию клетки «свободно» в том смысле, что реально МИУ занимает только незначительную часть площади клетки и поэтому в ней можно дополнительно разместить, например, резервный МИУ. Однако, в процессе развертывания сети (обследования лабиринта) наличие МИУ в некоторой клетке является препятствием, и такая клетка считается занятой.

После выполнения моделирования с целью выявления уязвимых узлов, переходят к кластеризации сети, которая позволяет за счет разделения общей сети на подсети оптимизировать управляющий трафик. В качестве претендентов на роль узлов более высокого иерархического уровня в первую очередь рассматриваются узлы с максимальной зоной покрытия. Иными словами, в качестве основных элементов подсети имеет смысл выбирать узлы с наибольшим числом значащих коэффициентов связности. То есть требуется проанализировать матрицы W_{ij} и выбирать те из них, в которых содержится меньше всего нулей и максимальна сумма коэффициентов связности $\max \sum_i \sum_j w_{ij}$.

Табл. 1. Сравнительное оценивание устойчивости сетей.

Table 1. Comparative evaluation of networks stability.

Топология лабиринта Maze topology	Размер лабиринта $n \times m$, клеток Size of the maze $n \times m$, cells	Количество узлов (МИУ), k_i Number of nodes (MIU), k_i	Коэффициент отражения границы, ρ Border reflection coefficient, ρ	Вероятность отказа МИУ, 1/такт (q_i) Prob- ability of MIU failure, 1/measure (q_i)	Коэффициент устойчивости/готовности сети, k_r Coefficient of network stability/ availability, k_r
A	3×3	4	0	$10^{-3}/10^{-2}$	0,984/0,857
	3×3	3	1	$10^{-3}/10^{-2}$	0,988/0,890
B	3×3	6	0	$10^{-3}/10^{-2}$	0,976/0,800
	3×3	2	1	$10^{-3}/10^{-2}$	0,993/0,933
C	4×4	6	0	$10^{-3}/10^{-2}$	0,970/0,752
	4×4	3	1	$10^{-3}/10^{-2}$	0,989/0,898
D	5×5	10	0	$10^{-3}/10^{-2}$	0,943/0,6
	5×5	4	1	$10^{-3}/10^{-2}$	0,977/0,807

В табл.1 даны оценки устойчивости сетей, развернутых в лабиринтах, имеющих топологии A, B, C, D. В ней вероятность отказа МИУ q_i задается количеством отказов на один такт развертывания сети, а коэффи-

циент устойчивости/готовности работы сети k_r рассчитывается как отношение времени безотказной работы сети к общему времени ее работы, включая время восстановления.

4. Заключение

Предложен расчетно-экспериментальный метод оценки устойчивости мобильной инфокоммуникационной сети, основанный на ранее рассмотренной модели среды распространения с плоскими границами [2]. В ходе тестирования метода рассматривались различные топологии лабиринтов заданных размеров. При определении зон покрытий и матриц весовых функций применялись фиксированные значения коэффициентов отражения плоских границ $\rho_1 = 1$; $\rho_2 = 0,5$; $\rho_3 = 0$. Также было принято ограничение сверху допустимой величины угла падения/отражения волны/луча $\theta_{кр} \leq 45^\circ$.

Как следует из табл.1, учет отраженных волн от плоских границ позволяет исключить избыточность сети и повысить ее коэффициент устойчивости/готовности. Однако, следует учитывать характер функционирования сети при ее деградации на один узел. Если избыточность отсутствует ($\rho = 1$), то удаление одного из МИУ может приводить к кратковременным катастрофическим отказам всей сети. В случае же наличия избыточных узлов при $\rho = 0$ сохраняется контроль за значительной частью лабиринта.

Рассмотренный метод может быть использован при решении прикладных задач, связанных с поиском объектов, а также оперативного развертывания надежных беспроводных инфокоммуникационных и сенсорных сетей в условиях городской застройки или в пределах больших зданий. В этом случае размерность лабиринта может устанавливаться с учетом характерных временных интервалов движения МИУ, а коэффициенты отражения от препятствий должны уточняться на основе получаемых экспериментальных данных.

Список литературы

- [1] Технологические барьеры дорожной карты Автонет НТИ (Письмо РГ Автонет No А-002/2018 от 15 января 2018) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://nti.one/technology/docs/Tematiki_Razvitie_NTI%20Autonet.pdf– Заглавие с экрана. – (Дата обращения: 09.05.2018).
- [2] Кудрявченко И.В. Построение мобильных сенсорных сетей в средах распространения с плоскими неотражающими границами// СВЧ техника и телекоммуникационные технологии: 27-я Междунар. Крымская конф. (КрыМиКо'2017). — Севастополь, 10—

16 сент. 2017 г.: материалы докладов. — Москва; Минск; Севастополь, 2017. — С. 516—522.

[3] Кудрявченко И.В., Карлусов В.Ю. Моделирование роя частиц в задаче поиска на дискретной плоскости с заданными ограничениями // Инновационная наука — 2017. — №4, ч.3. — С.74–80.

[4] Саламатин В.В., Афонин И.Л. Основы электродинамики (традиционной и геометрической) / под ред. В.В. Саламатина. Севастополь: СевНТУ. 2003. 216 с.

References

[1] Tekhnologicheskiye baryery dorozhnoy karty Avtonet NTI (Pismo RG Avtonet No A-002/2018 ot 15 yanvarya 2018) [Elektronnyy resurs]. – Rezhim dostupa: http://nti.one/technology/docs/Tematiki_Razvitie_NTI%20Autonet.pdf, svobodnyy. (Data obrashcheniya: 14.05.2018 g.) (In Russian).

[2] Kudryavchenko, I.V. Construction of mobile sensor networks in propagation media with flat non-reflecting boundaries // Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017). —Sevastopol, Russian Federation, September 10-16, 2017. — Moscow; Minsk; Sevastopol, 2017, pp. 516—522 (In Russian).

[3] Karlusov, V.Yu., Kudryavchenko, I.V. Modelirovaniye roya chastits v zadache poiska na diskretnoy ploskosti s zadannymi ogranicheniyami / V.Yu. Karlusov, I.V. Kudryavchenko // Innovatsionnaya nauka – 2017. – №4, pt. 3, pp.74–80 (In Russian).

[4] Salamatina V.V., Afonin I.L. [Fundamentals of electrodynamics (traditional and geometric)] / ed. by V.V. Salamatina. Sevastopol: SevNTU, 2003. 216 p. (In Russian).

Аппаратно-программный комплекс для разработки и тестирования криптографических сопроцессоров

Тарасенко В.М., Ялалов Н.Р.

ООО «KM211»

г. Москва

now.here@list.ru

Аннотация: Представлен аппаратно-программный комплекс, позволяющий эффективно разрабатывать специализированные аппаратные сопроцессоры (преимущественно направленные на ускоренную криптографическую обработку данных) и отлаживать их взаимодействие с процессорным ядром КМх32. Проанализированы преимущества использования данного комплекса.

Ключевые слова: процессорное ядро КМх32, криптографическая обработка данных, аппаратный сопроцессор, аппаратно-программный комплекс.

1. Введение

В настоящее время вопросам построения специализированных вычислителей с высокой производительностью, ориентированных на шифрование больших объемов информации, уделяется значительное внимание, как в России, так и за рубежом [1-3]. Использование специализированного аппаратно-программного комплекса, разработанного инженерами компании KM211, позволяет сделать процесс разработки периферийных блоков более эффективным.

2. Ключевые этапы разработки периферийных блоков

В процессе разработки любого периферийного блока для микроконтроллера, независимо от его предназначения, можно выделить три ключевых этапа [4]. На первом этапе формируется логика работы периферийного блока, которая должна соответствовать выбранному алгоритму. Проверка производится при помощи компьютерного моделирования, это позволяет в полной мере отладить внутреннюю логику работы блока. На данном этапе отсутствует множество факторов и ограничений, что в свою очередь позволяет сконцентрировать все внимание разработчика на конкретной задаче.

Второй этап представляет собой синтез и проверку разработанного блока в микросхеме с программируемой логикой. Поскольку периферий-

ный блок не может функционировать как отдельное устройство, необходимо обеспечить его коммутацию с процессорным ядром и блоками памяти, таким образом, приходится выполнять синтез целого микроконтроллера. Данный этап открывает расширенные возможности, как для тестирования аппаратной части, так и для отладки соответствующего программного обеспечения, но в то же время накладывает ряд ограничений, которые, прежде всего, связаны с возможностями выбранной ПЛИС. Как показывает практика, именно этот этап является самым продолжительным и трудоемким. Для оптимизации процесса разработки на этом этапе был разработан и успешно используется описываемый комплекс.

Третий этап – моделирование работы блока на основе проекта топологии будущей СБИС, при этом учитываются временные задержки элементов и скорость распространения сигналов в линиях. Данный этап можно считать заключительным, исходя из того, что в дальнейшем, после изготовления микроконтроллера, внесение изменений в логику работы его аппаратных частей принято считать невозможным.

3. Особенности разработки криптографических сопроцессоров

У периферийного блока, предназначенного для криптографической обработки данных, существует две основные особенности.

Во-первых, необходимость работы с данными и ключами высокой разрядности. Она непосредственно зависит от алгоритма, который реализует сопроцессор, и, как правило, разрядность обрабатываемых данных возрастает, что в свою очередь непосредственно влияет на размеры и сложность разрабатываемого блока. Время синтеза проекта под ПЛИС увеличивается в геометрической прогрессии [4].

Во-вторых, отсутствие каких-либо дополнительных внешних выводов. Зачастую разработчиками используется минимальный набор выводов, позволяющий взаимодействовать с процессорным ядром и блоками памяти, при этом сопроцессор подключается только к системной шине микроконтроллера. Таким образом, возникает дополнительная сложность при синтезе проекта. В целях отладки необходимо предусмотреть возможность наблюдения за определенным набором внутренних сигналов посредством среды разработки под ПЛИС или подключить необходимые сигналы к внешним выводам для наблюдения за их состоянием при помощи логического анализатора. Оба способа увеличивают время синтеза проекта.

4. Оптимизация процесса разработки при помощи специализированного комплекса

Поиски способа оптимизации процесса разработки и отладки аппаратных криптографических ускорителей привели к созданию специализированного аппаратно-программного комплекса (САПК). Его основой является микроконтроллер КМх32_МС, разработанный таким образом, что поддерживается возможность подключения внешней микросхемы с программируемой логикой посредством системной шины. Это позволяет разрабатывать необходимые периферийные блоки и отлаживать их взаимодействие с процессорным ядром КМх32, предоставляя возможность осуществлять запись и чтение регистров синтезированного блока, обрабатывать сформированные им запросы на обработку прерываний и предоставлять прямой доступ к памяти.

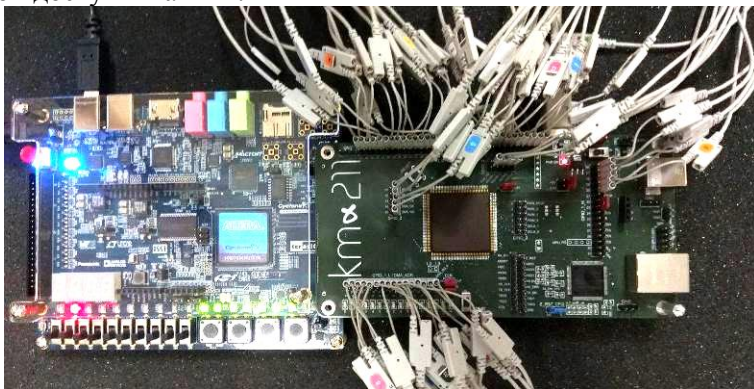


Рис. 1. Аппаратно-программный комплекс для разработки и тестирования

Микроконтроллер КМх32_МС является полностью отечественной разработкой, процессорное ядро и периферийные блоки созданы российскими специалистами. Комплекс представляет собой отладочную плату, для полноценной работы с которой достаточно персонального компьютера с соответствующим программным обеспечением.

Использование САПК обеспечивает следующие преимущества:

- достаточно выполнять синтез только исследуемого или разрабатываемого периферийного блока, поскольку взаимодействие с процессорным ядром и памятью уже реализовано. Таким образом, значительно снижается как время синтеза, так и требования к используемой ПЛИС;
- возможность наблюдения за внешней шиной посредством подключаемого прибора (осциллограф или логический анализатор) в значительной мере ускоряет исследование и отладку;

–наличие собственного компилятора и среды программирования позволяет создавать библиотеки для работы с блоком параллельно с разработкой самого блока;

–микроконтроллер КМх32_МС оснащен набором интерфейсов, поддерживающих распространенные мировые стандарты (Ethernet, USB, SPI, I2C, USART), комплекс легко может быть интегрирован в уже существующую систему.

Использование данного аппаратно-программного комплекса позволяет отлаживать взаимодействие разрабатываемого блока только с процессорным ядром КМх32, которое в свою очередь предназначено для использования в составе компактных, малопотребляющих устройств с повышенными требованиями к надежности, ориентировано на высокую защищенность данных и стабильность работы.

5. Заключение

Представленный аппаратно-программный комплекс неоднократно использовался специалистами компании КМ211 при разработке специализированных сопроцессоров, которые теперь используются в составе конечных устройств и таким образом доказал свою эффективность.

В связи с ростом числа задач, для выполнения которых требуются новые аппаратные решения [5], использование данного аппаратно-программного комплекса для разработки специализированных периферийных блоков является обоснованным, рациональным и перспективным.

Список литературы

[1] B. Schneier, Data and Goliath The Hidden Battles to Collect Your Data and Control Your World // W. W. Norton & Company, March 2015, p. 320.

[2] Михайлюк Т.Е., Жернаков С.В. К вопросу об аппаратной реализации модуля потокового шифрования для комплексной системы защиты информации // Вестник УГАТУ = Vestnik UGATU. 2015. №4 (70). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/k-voprosu-ob-apparatnoy-realizatsii-modulya-potokovogo-shifrovaniya-dlya-kompleksnoy-sistemy-zaschity-informatsii> (дата обращения: 10.05.2018).

[3] T.Wollinger, C.Paar How Secure Are FPGAs in Cryptographic Applications. URL: <https://eprint.iacr.org/2003/119.pdf> (дата обращения 10.07.2018)

[4] Беклемишев Д. Н., Орлов А. Н., Переверзев А. Л., Попов М. Г., Проектирование устройств с микропрограммным управлением на основе программируемых логических интегральных схем с использованием Verilog HDL и САПР Altera Quartus / под ред. А.Л. Переверзева. Учебное пособие. М.: МИЭТ, 2014. 100 с.

[5] Родионов А. Ю. Архитектура криптографического сопроцессора на ПЛИС // Вопросы защиты информации: Научно-практический журнал/ФГУП «ВИМИ». 2016. Вып. 3. №114. С. 16-19.

Повышение спектральной эффективности многочастотного модема с оптимальными финитными сигналами

Санников В.Г.

Московский технический университет связи и информатики

г. Москва, 123024, Российская Федерация

tes_mtuci@mail.ru

Аннотация: Исследуется схема цифрового многочастотного когерентного модема, в индивидуальных каналах которого содержатся узкополосные фильтры Баттерворта. Для повышения спектрально-энергетической эффективности модема в работе применен новый вид оптимальных финитных сигналов, максимизирующих среднее значение откликов фильтров Баттерворта, и новый метод реализации канальных модемов на основе удвоения ортогональных матричных поднесущих. Получены точные соотношения для спектрально-энергетической эффективности многочастотных модемов с узкополосными поднесущими.

Ключевые слова: цифровой когерентный модем, многочастотная модуляция, фильтры Баттерворта, оптимальные финитные сигналы, спектрально-энергетическая эффективность.

1. Введение

Развитие современных цифровых телекоммуникационных систем и сетей передачи данных (ЦСП) предполагает постоянное повышение их эффективности. В условиях частотно-ограниченного канала связи (КС) основными препятствиями повышения эффективности ЦСП являются шумы КС и межсимвольная интерференция (МСИ) [1]. Для ослабления МСИ в одночастотных ЦСП на приеме используют эквалайзеры [2]. К недостаткам использования эквалайзеров относятся: большая сложность приема в целом, низкая эффективность подавления МСИ. В современных ЦСП для ослабления МСИ от одночастотных методов передачи данных переходят к многочастотным [3]. Различают ЦСП с широкополосными и узкополосными поднесущими. К ЦСП с широкополосными поднесущими относится технология мультиплексирования с ортогональным частотным разделением поднесущих (OFDM) [4, 5]. Несмотря на ряд её достоинств, она имеет много недостатков. В цифровых абонентских линиях все чаще предлагается использовать методы многочастотной модуляции (МЧМ-

DMT) с узкополосными поднесущими по технологии xDSL [6]. Благодаря использованию ряда узкополосных фильтров здесь для устранения МСИ возможен синтез оптимальных финитных сигналов (ОФС) на передаче и набора согласованных с ними фильтров (СФ) и посимвольном приеме. Такая технология имеет ряд преимуществ по сравнению с OFDM [7] и является темой данной работы.

2. Исследуемая модель многочастотного модема с оптимальными финитными сигналами

Процесс модуляции/демодуляции двоичного сигнала $a(t) = \pm 1$ в анализируемой ЦСП с когерентной МЧМ показан на рисунке 1 [7]. Здесь введены следующие обозначения: БУД – блок установки длительности ОФС T_s , ВМЛ – вычислитель множителей Лагранжа решения вариационной задачи синтеза ОФС, ФОС1 – формирователь ОФС $y(t)$, ФОС2 – формирователь ОФС $y_{\perp}(t) = dy(t)/dt$, ФВ – фазовращатель на $\pi/2$, БВС – блок вхождения в связь, БОП КПС – блок оценки параметров КС, СФ – согласованный фильтр, СВН – схема восстановления несущей, СВТЧ – схема восстановления тактовой частоты, МПРУ – многопороговое решающее устройство.

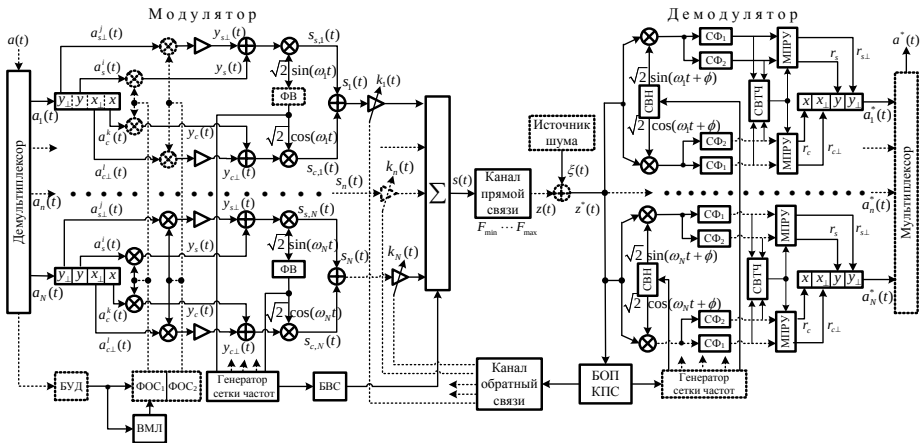


Рис. 1 – Структурная схема адаптивного МЧМ модема с ОФС

В модуляторе $a(t)$ с длительностью бита T_b и скоростью $V_b = 1/T_b$, в демультиплексоре преобразуется в импульсные потоки $a_n(t), n = \overline{1, N}$, с

длительностью импульсов NT_b , где N - число каналов. В каждом из каналов в блоках: $y_{\perp}y, x_{\perp}x$, формируются 4 более «медленных» потока $a_{n,k}(t), k=\overline{1,4}$, с длительностью импульсов $T_n=4NT_b$. Отклики блоков $y, y_{\perp}$ - это сигналы МАМ *квадратурного* канала, а блоков $x, x_{\perp}$ - *синфазного* канала. На выходе перемножителей *синфазного и квадратурного* каналов прямоугольные импульсы $a_c^k(t), a_{c\perp}^l(t)$ и $a_s^i(t), a_{s\perp}^j(t)$ преобразуются во взаимно-ортогональные ОФС $y_c(t), y_{c\perp}(t)$ и $y_s(t), y_{s\perp}(t)$, формы которых определяется на основе решения той или иной оптимизационной задачи. Сигнал на выходе модулятора равен

$$s(t) = \sum_{n=1}^N k_n(t) \{ [a_{c,n}^m y_c(t) + a_{c,n\perp}^l y_{c\perp}(t)] \sqrt{2} \cos \omega_n t + [a_{s,n}^i y_s(t) + a_{s\perp,n}^j y_{s\perp}(t)] \sqrt{2} \sin \omega_n t \}. \quad (1)$$

Данный сигнал поступает далее в реальный канал связи.

В *демодуляторе*, наблюдаемый на приеме сигнал $z(t)$, поступает одновременно на N каналов. В каждом из них он разветвляется на два квадратурных подканала формируемых в блоке СВН под действием сигналов генератора сетки частот приемника. Полагается, что СВН и СВТЧ приема обеспечивают идеальную синхронизацию модема. Сигналы с выходов умножителей поступают далее на фильтры (СФ1,2), согласованные с ОФС $y_s(t), y_{s\perp}(t)$, $y_c(t), y_{c\perp}(t)$. Отклики СФ в моменты, кратные T_s , поступают на блоки МПРУ, на выходах которых образуются оценки $r_s, r_{s\perp}, r_c, r_{c\perp}$ сигналов КАМ. На выходах блоков $x, x_{\perp}y, y_{\perp}$ восстанавливаются «медленные» импульсные потоки $a_n^*(t), n=\overline{1, N}$, которые на выходе мультиплексора объединяются в «быстрый» импульсный поток $a^*(t)$, принимающий значения (± 1) .

3. Применение новых ОФС в исследуемом МЧМ модеме

В работе [7] ОФС в схеме на рис. 1 формируются на основе их синтеза по критерию максимума ОФС на выходе фильтра Баттерворта (ФБ) в середине символического интервала. Для повышения энергетической эффективности модема в данной работе предлагается синтезировать ОФС по критерию максимума среднего значения ОФС на выходе ФБ. Такой синтез проведен в работе [8], согласно которой имеем новые ОФС вида

$$y(t) = \varepsilon \left\{ T^{-1} \int_0^T Q(\tau - t) d\tau - \sum_{i=0}^{n-1} \mu_i \left[(-1)^i Q^{(i)}(T - t) + Q^{(i)}(-t) \right] \right\}, \quad (2)$$

где ε - постоянная, определяемая по заданной энергии $E_x = E_b$ на входе ФБ, $Q(t)$ - канальная функция, определяемая как функция корреляции от импульсной реакции $q(t)$ ФБ n -ого порядка, $\mu_i, i = \overline{0, n-1}$ - множители Лагранжа, определяемые из уравнения

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_l T} \left[e^{a_l \frac{T}{2}} \cos \psi_l^- - e^{-a_l \frac{T}{2}} \cos \psi_l^+ \right] - \sum_{i=0}^{n-1} \mu_i \omega_l^i \left[e^{a_l \frac{T}{2}} \cos \psi_{l,i}^+ + (-1)^i e^{-a_l \frac{T}{2}} \cos \psi_{l,i}^- \right] = 0, \\ \frac{1}{\omega_l T} \left[e^{a_l \frac{T}{2}} \sin \psi_l^- + e^{-a_l \frac{T}{2}} \sin \psi_l^+ \right] - \sum_{i=0}^{n-1} \mu_i \omega_l^i \left[e^{a_l \frac{T}{2}} \sin \psi_{l,i}^+ + (-1)^i e^{-a_l \frac{T}{2}} \sin \psi_{l,i}^- \right] = 0, \quad l = \overline{1, n/2}, \end{cases} \quad (3)$$

$\psi_{l,i}^\mp = \beta_l T / 2 \mp i \theta_l$, $\psi_l^\mp = \beta_l T / 2 \mp \theta_l$, $\theta_l = \arctg(\beta_l / \alpha_l)$, $\alpha_l = \omega_\gamma \sin \varphi_l$, $\beta_l = \omega_\gamma \cos \varphi_l$, $\varphi_l = (2l-1)\pi / 2n$. Это уравнение определяет финитность ОФС $y(t)$, $0 < t < T_s$.

4. Новый метод повышения эффективности МЧМ модема

В виду идентичности каналов модема с МЧМ рассмотрим модернизацию только одного из каналов. Так вместо 4-х разрядного регистра в модуляторе на рис. 1 перейдем к 8-ми разрядному в новом модуляторе-2, приведенному на рисунке 2.

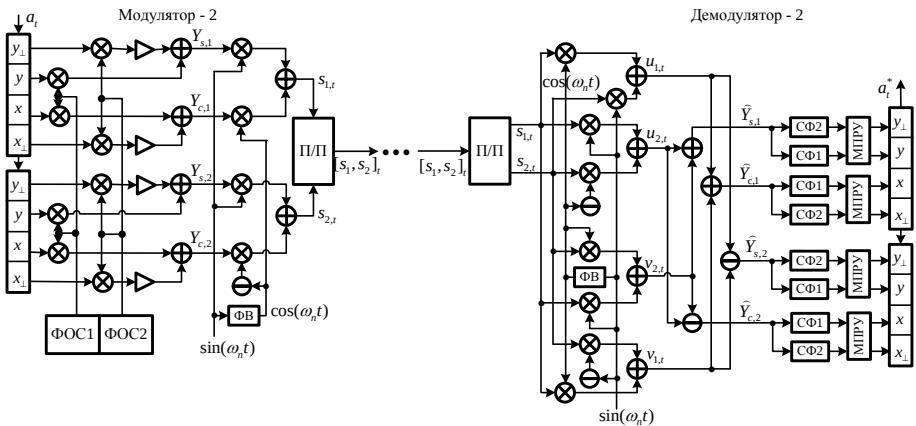


Рисунок 2 – Структурная схема модема с ОФС и удвоенной эффективностью

Особенность *модулятора-2* в том, что передаваемый сигнал представляется в виде двумерной функции времени вида $[s_{1,t}, s_{2,t}]$, где

$$s_{1,t} = Y_{c,1} \cos \theta_t + Y_{s,1} \sin \theta_t, \quad s_{2,t} = -Y_{s,2} \cos \theta_t + Y_{s,2} \sin \theta_t, \quad \theta_t = \omega_n t. \quad (4)$$

На рис. 2 введены блоки П/П – это параллельно/последовательное преобразование на передаче, а на приеме обратное преобразование. В демодуляторе-2 формируются вектор-функции вида

$$\begin{bmatrix} u_{1,t} \\ u_{2,t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_t & \sin \theta_t \\ \sin \theta_t & -\cos \theta_t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_{1,t} \\ s_{2,t} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} v_{1,t} \\ v_{2,t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_t & \sin \theta_t \\ -\sin \theta_t & \cos \theta_t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_{1,t} \\ s_{2,t} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Далее на выходах сумматоров и вычитателей демодулятора формируются оценки компонент модулятора-2 следующего вида

$$\begin{aligned} \hat{Y}_{s,1,t} &= u_{2,t} + v_{2,t} = 2s_{1,t} \sin \theta_t = Y_{s,1,t} + (Y_{c,1,t} \sin 2\theta_t - Y_{s,1,t} \cos 2\theta_t), \\ Y_{c,1,t} &= u_{1,t} + v_{1,t} = 2s_{1,t} \cos \theta_t = Y_{c,1,t} + (Y_{c,1,t} \cos 2\theta_t + Y_{s,1,t} \sin 2\theta_t), \\ \hat{Y}_{s,2,t} &= u_{1,t} - v_{1,t} = 2s_{2,t} \sin \theta_t = Y_{s,2,t} - (Y_{c,2,t} \sin 2\theta_t + Y_{s,2,t} \cos 2\theta_t), \\ \hat{Y}_{c,2,t} &= v_{2,t} - u_{2,t} = 2s_{2,t} \cos \theta_t = Y_{c,2,t} + (Y_{c,2,t} \cos 2\theta_t - Y_{s,2,t} \sin 2\theta_t). \end{aligned} \quad (6)$$

Воздействие данных оценок на соответствующие согласованные фильтры (СФ1 и СФ2) приводит к восстановлению низкочастотных компонент $Y_{s,1,t}, Y_{c,1,t}, Y_{s,2,t}, Y_{c,2,t}$ и подавлению высокочастотных компонент на частотах $2\theta_t = 2\omega_n t$. На выходах МПРУ восстанавливаются цифровые эквиваленты сигналов КАМ $a_c^k(t), a_{c\perp}^l(t)$ и $a_s^i(t), a_{s\perp}^j(t)$.

5. Спектрально-энергетическая эффективность модемов

К двум показателям эффективности модемов относятся показатели спектральной $\eta_F = V_b / \Delta F_{ks}$ и энергетической $\eta_E = E_b / G_0$ эффективности, где $\Delta F_{ks} = 2NF_p$ - полоса КС, $F_p = \delta_{p,\gamma} F_\gamma$, $\delta_{p,\gamma} = \left[(10^{-0.1L_p} - 1) / (10^{-0.1L_\gamma} - 1) \right]^{1/2n}$, E_b - энергия на бит данных, G_0 - спектральная плотность мощности АБГШ.

Из работы [7] для показателей эффективности узкополосных модемов с МЧМ получаем общие точные соотношения

$$\eta_{F,DMT} = l_r \frac{\alpha}{\delta_{n,\gamma}} \text{ld } M_{КАМ}. \quad (7)$$

$$\eta_{E,DMT} = \left[\text{erfcinv} \left(\frac{1 - \sqrt{1 - p_d \text{ld } M_{КАМ}}}{1 - 1/\sqrt{M_{КАМ}}} \right) \right]^2 \frac{2(M_{КАМ} - 1)}{3k_E(V_s) \text{ld } M_{КАМ}} \left(\frac{\hat{A}_n}{A_n} \right)^2. \quad (8)$$

где $M_{КАМ} = M^2$, l_r - число входных регистров модуляторов ($l_r = 2, 4, 8$), $\alpha = V_s / F_\gamma$, $\text{erfcinv}(y)$ - функция, обратная функции ошибки, $k_E(V_s) = E_y / E_b$ - коэффициент передачи по энергии, $A_n = A(f_n)$ - значения АЧХ КС (рис.1)

на центральных частотах разных каналов модема, $\hat{A}_n^2$ - их оценки, p_d - допустимая вероятность битовой ошибки.

6. Заключение

В работе предложен и исследован новый вариант многочастотного модема со спектральной эффективностью в 2 раза большей по сравнению с известным лучшим модемом. Оптимизация модема осуществляется благодаря синтезу для каждого канала модулятора двух ортогональных финитных сигналов, не вызывающих межсимвольных искажений на выходах канальных фильтров Баттерворта и обеспечивающих повышенную энергетическую эффективность многочастотного модема с узкополосными поднесущими. Предложенный метод модуляции/демодуляции может быть использован в новых проводных технологиях стандарта xDSL.

Список литературы

- [1] Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
- [2] Тамм Ю.А. Адаптивная коррекция сигнала ПД. – М.: Связь, 1978. 144 с.
- [3] Балашов В.А., Нудельман П.Я., Темесов А.М. Цифровая реализация алгоритмов многочастотных модемов // ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ. 1982. № 1. С. 32–34.
- [4] Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. – М.: Техносфера, 2007. 488 с.
- [5] Балашов В.А., Воробийченко П.П., Ляховецкий Л.М. Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами. – М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 2012. 228 с.
- [6] Лагутенко О.И. Современные модемы. – М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 2002. 345 с.
- [7] Санников В.Г., Алёшинцев А.В. Структура и эффективность адаптивного многочастотного модема с оптимальными финитными сигналами // ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ. 2016. № 6. С. 58–63.
- [8] Санников В.Г., Алёшинцев А.В. Синтез финитных сигналов, согласованных с характеристиками фильтра Баттерворта, по критерию максимума среднего значения его отклика / Доклады 71-ой Международной конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» REDS-2016. – М.: РНТО РЭС им. А.С. Попова. 2016, Том 2. С. 477–482.

Использование динамических псевдослучайных последовательностей в задачах радиосвязи

¹Веденькин Д.А., ¹Епов А.Э., ¹Юлушева А.И.

¹Казанский национальный исследовательский технический университет
им. А. Н. Туполева — КАИ г. Казань, 420111, Российская Федерация
denis_ved@mail.com

Аннотация: в данной работе рассматривается применение метод преобразования информации, распространяемой по каналу радиосвязи. Метод предназначен для обеспечения конфиденциальности передаваемой информации и основан на использование псевдослучайной последовательности. Исследуемый метод является развитием шифрующих систем, построенных с использованием генератора псевдослучайной последовательности, формируемой регистром сдвига с обратной связью. Отличие от классических генераторов заключается в том, что используется динамическое изменение выходов регистров сдвига. Продемонстрирована работа системы и методы анализа полученных битовых последовательностей.

Ключевые слова: криптосистема, динамическая система, генератор псевдослучайных чисел, регистр сдвига с обратной связью, нелинейное изменение обратной связи, битовый поток.

1. Введение

Целью статьи является демонстрация работы экспериментальной модели системы радиосвязи, которая содержит приемную и передающую стороны. Модель включает в себя предполагаемое устройство, использующее псевдослучайную последовательность (ПСП) для шифрования передаваемых сообщений. Для формирования псевдослучайной двоичной последовательности применяется генератор псевдослучайных чисел (ГПСЧ), который является развитием генератора на основе сдвиговых регистров с обратной связью, но обратная связь в регистрах сдвига динамическим образом изменяется в процессе работы системы. Другими словами, при использовании нелинейной зависимости между задействованными выходами регистра, возможно получить псевдослучайные последовательности, которые могут быть применимы для шифрования передаваемой информации. Поэтому в статье указано, что ГПСЧ является генератором на основе сдвиговых регистров с динамической обратной связью. Модель является упрощенной моделью типичной системы цифровой связи (DCS) [1].

2. Исследуемая модель

Предполагается, что по линии связи передается информационное сообщение, которое представляет собой битовый поток. Переданное сообщение может быть получено любым устройством, но декодируется только тем, которое имеет заранее заданные параметры, т.е. имеет ключ для дешифрования¹. Ключ для шифрования и дешифрования представляет собой псевдослучайную последовательность, формируемую генератором на основе регистров сдвига с динамической обратной связью. Информационное сообщение, в виде блока двоичных данных, объединяется с поступающей ПСП от генератора, что на выходе образует криптограмму согласно формуле:

$$c_i \approx m_i \oplus k_i, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (1)$$

Здесь c_i — зашифрованное сообщение, m_i — блок данных информационного сообщения, k_i — блок данных ПСП². На приемной стороне выполняются подобные действия, используя ПСП выделяется из криптограммы информационное сообщение.

Существует проблема в работе генераторов на основе регистров сдвига с обратной связью, заключающаяся в том, что в подобных генераторах при использовании обратной связи существует период повторения генерируемой ПСП, есть определенные зависимости между выходами для получения максимального периода и при определенной функции обратной связи на выходе может быть получено неизменяемое нулевое состояние. Это проблема описана в [3], в главах, посвященных подобным генераторам, также в [4] есть анализ различных периодов повторения.

Генератор ПСП на основе регистров сдвига с динамической обратной связью [5], где функция обратной связи изменяется, означает то, что

¹ Необходимо отметить, что в статье приводится схема, в которой используется потоковый шифр и генератор ПСП формирует ключи шифрования одинаковые на приемной и передающей стороне, но в данной модели проводились тесты с использованием асимметричной схемы шифрования. В асимметричной схеме генератор использовался для создания псевдослучайных значений для каждой передачи сообщения, вместо генерирования ключа шифрования.

² Данные выбраны в виде блоков, что упрощает получение результатов и анализ используемого метода в данной модели. Используемый метод шифрования и построения генератора выбран для постепенной реализации схемы с потоковым шифром (stream cipher), выполняя преобразование по одному биту, что может быть использовано в системе потокового вещания или постоянной радиосвязи между двумя устройствами. Описание назначения ПСП и схемы генераторов ГСПЧ, подробно рассматривается в [3].

010101010101010	01001011101001	010101010101010
1010101010101010101010101 010101010101010	1100111110010011101 1000110011010	1010101010101010101010101 010101010101010

Для анализа криптографической стойкости шифра применяются различные графические и статистические тесты, например, NIST. Ссылки и описание тестов приведены в [7]. В данной работе, на рисунке 1, приведен графический тест на основе дискретного преобразования Фурье. На графике приведено разложение ПСП, которые использовались для шифрования сообщений из таблицы 1.

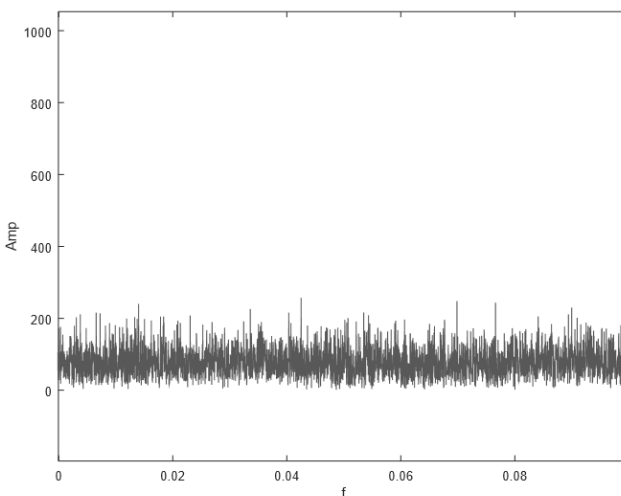


Рис. 1. Реализации результатов работы системы

По тесту наглядно видно присутствует ли периодичность у ПСП и чем она выше, тем ниже период повторения генератора.

4. Заключение

В работе представлена экспериментальная модель системы связи и модель является упрощенной моделью типичной системы цифровой связи. На передающей стороне, формируют носитель информации и передают информацию по линии связи с передающей стороны на приемную сторону. Формирование самого сигнала, передаваемого по каналу связи, осуществляется с помощью псевдослучайной динамической системы. Для работы

шифратора и дешифратора, выполненных в виде псевдослучайной динамической системы, устанавливают начальное значение ГПСЧ и параметры сигнала, например, размер передаваемого сообщения. Во время работы системы, характеристики и изменяются, что приводит к получению новой ПСП.

Описана проблема, решение которой является целью исследования применения ПСП в задачах радиосвязи. Для анализа криптографической стойкости шифра применяются различные графические и статистические тесты, поэтому в статье приведен один из методов анализа.

Полученные результаты работы системы показывают, что система работает по описанной в статье схеме и развитие её является перспективным для применения в задачах радиосвязи.

Список литературы

- [1] Б. Склиар. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр. // Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
- [2] Веденькин Д.А., Епов А.Э. Модель канала коммуникации для передачи кодированных сообщений на основе системы с динамической обратной связью // «Прикладная электродинамика, фотоника и живые системы-2018». 2018 г., Материалы конференции С. 254-256
- [3] Иванов М.А. Криптографические методы защиты информации в компьютерных системах и сетях. // КУДИЦ-ОБРАЗ, 2001 – 368 с.
- [4] http://www.xilinx.com/support/documentation/application_notes/xapp052.pdf - эффективность регистров сдвига, линейных регистров сдвига с обратной связью,
- [5] Патент. 2653470 Российская Федерация. Способ передачи криптограммы в системе связи и устройство для его осуществления / Веденькин Д.А., Епов А.Э., Габдулхаков И.М. заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВО «Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева - КАИ» (RU). - № 2017122674; заявл. 27.06.2017; опубл. 08.05.2018, Бюл. № 13.
- [6] Создание псп на основе динамической обратной связи для использования в системе передачи информации Веденькин Д.А., Епов А.Э. // АКТО-2016 сборник докладов, 2016. С. 388-393.
- [7] Панасенко С.П. Алгоритмы шифрования специальный справочник // БХВ-Петербург, 2009. – 576 с.

System for monitoring the GEN2 protocol

¹Lukyanchikov A.V.

¹FSAEI HE "Sevastopol State University"
Sevastopol, 299053, Russian Federation
brain75@mail.ru

Abstract: The software for monitoring the GEN2 protocol has been developed. The results of the monitoring system GEN2.

Keywords: GEN2 protocol, Software defined radio, digital signal processing.

Система для мониторинга протокола GEN2

¹Лукьянчиков А.В.

¹ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
brain75@mail.ru

Аннотация: Разработано программное обеспечение для мониторинга протокола GEN2. Обсуждаются результаты работы системы мониторинга протокола GEN2.

Ключевые слова: GEN2 протокол, Программно определяемое радио, цифровая обработка сигналов.

1. Введение

При построение систем учета и локализации товаров, последним трендом является использование технологии RFID [1]. Наиболее перспективной RFID технологией является использование протокола GEN2. В этом протоколе допустимо использование как активных так и пассивных меток. Диапазон частот для Российской федерации 866,0 — 868,0 МГц. Производство считывателей для таких систем осуществляется за рубежом и соответствие тактико-технических характеристик считывателя требованиям российских стандартов зачастую очень условно. Так же обстоит ситуация и с радиочастотными метками, которые зачастую приобретаются за рубежом. Во время отладки и настройки систем с такой комплектацией,

возникает необходимость оценить насколько точно соответствует как параметры радиочастотных меток так и параметры считывателей требованиям протокола GEN2 [2]. Поэтому создание системы позволяющей оценить параметры радиочастотных меток и радиочастотного считывателя является актуальной задачей.

Для решения этой задачи в работе разрабатывается система мониторинга, а также ее программная часть.

2. Анализ принципов построения системы мониторинга GEN2 протокола

Структурная схема системы изображена на рисунке 1. При построении системы мониторинга протокола GEN2 принято решение использовать технологию программно определяемого радио (SDR). Это позволило вынести всю обработку сигналов на персональный компьютер и уменьшить требования к аппаратной части и как следствие удешевить систему в целом. В качестве аппаратной части используется SDR приемник который по интерфейсу USB подключен к персональному компьютеру. Радиочастотный считыватель опрашивает радиочастотную метку, при этом система мониторинга записывает протокол обмена на персональный компьютер. Записывается узкополосный радиочастотный сигнала в диапазоне от 866,0 до 868,0 МГц с частотой дискретизации порядка 4 МГц. Записываются два квадратурных канала I и Q.

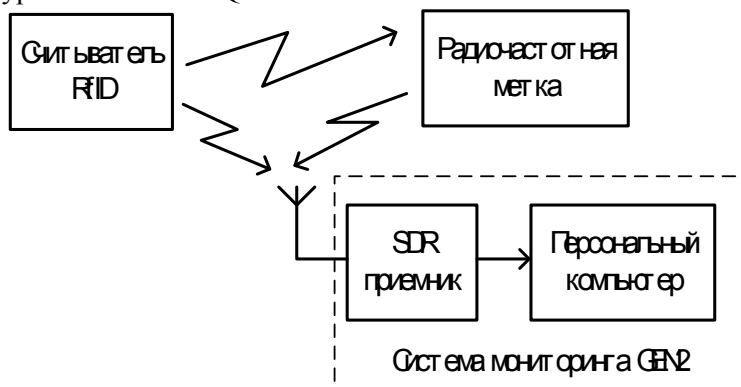


Рис. 1. Структурная схема системы мониторинга GEN2

Fig. 1. Block diagram of the monitoring system GEN2

Структурная схема приемника изображена на рисунке 2. Записываемый сигнал наводится в антенне приемника которая выполняет роль преобразователя электромагнитного поля в электрический сигнал. Далее

электрический сигнал попадает во входную цепь где осуществляется фильтрация по побочным каналам. Далее сигнал попадает в квадратурный преобразователь частоты, который состоит из двух идентичных перемножителей и квадратурного гетеродина. Здесь сигнал переносится в область нулевых частот. Затем осуществляется подавление высокочастотных изображений оцифровываемого сигнала путем подачи его на фильтр нижних частот. Далее сигнал оцифровывается с помощью АЦП и преобразуется в интерфейс USB. Разрядность АЦП составляет 8 бит на каждый канал.

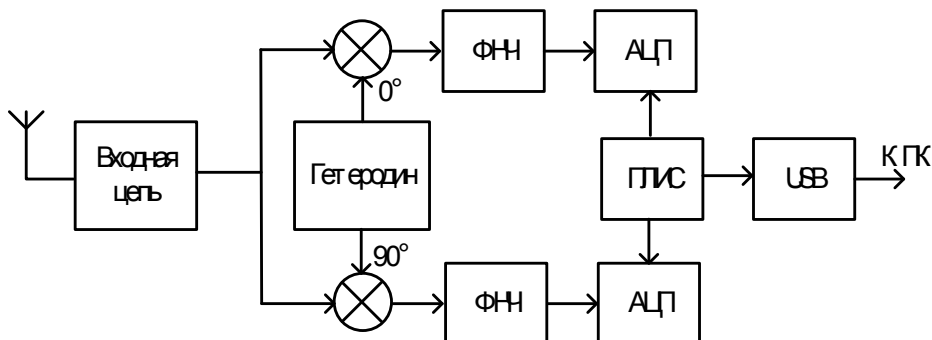


Рис. 2. Структурная схема SDR приемника для мониторинга протокола GEN2.

Fig. 2. SDR receiver for monitoring GEN2 protocol block diagram

Затем сигнал попадает в персональный компьютер где осуществляется его цифровая обработка. В частности производится избирательность по соседнему каналу. Далее происходит расшифровка протокола GEN2. Затем параметры сессии выводятся на экран персонального компьютера. Программное обеспечение написано на языке Java.

3. Результаты работы программного обеспечения для мониторинга GEN2 протокола

Элементы управления программного обеспечения для мониторинга протокола GEN2 изображены на рисунке 3. Кнопка «connect» предназначена для соединения с SDR приемником. Кнопка «Run!» запускает процесс цифровой обработки сигнала, и программное обеспечение переходит в режим поиска начала сессии протокола GEN2. Кнопка «Pause» позволяет перевести потоковый анализ входных данных в пошаговый режим, для более детального анализа элементов протокола GEN2. Кнопка «Step» работает только в пошаговом режиме анализа. При нажатии на нее происхо-

дит однократный анализ входного буфера данных с последующим входом в режим ожидания.

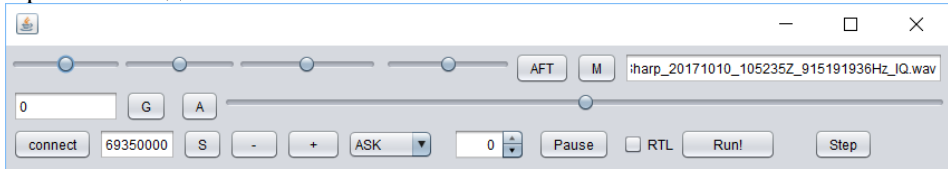


Рис. 3. Внешний вид элементов управления формы для мониторинга протокола GEN2

Fig. 3. Appearance form controls for monitoring the GEN2 protocol

Полученные выборки по интерфейсу USB поступают в разработанное ПО где осуществляется их цифровая обработка. В результате цифровой обработки сигналов в ПО выводится спектрограмма амплитуд принимаемого сигнала. Также во временной области выводится демодулированный сигнал. Пример работы программы изображен на рисунке 2.

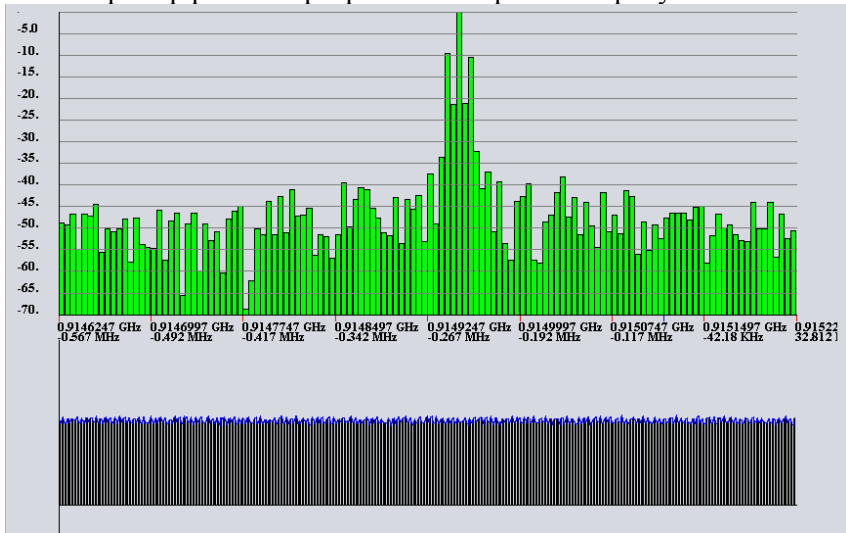


Рис. 4. Частотное и временное представление сессии протокола GEN2 в разработанном ПО

Fig. 4. The frequency and temporal presentation of the session of the GEN2 protocol in the developed software

Сессия протокола GEN2 начинается с иницирующей последовательности считывателя меток. Затем происходит ответ от метки который заключается в модулировании облучающего сигнала от считывателя меток. Описанная ситуация изображена на рисунке 5. Ответ от метки изображен в виде высокой вертикальной синей метки, которая свидетельствует о срабатывании корреляционного приемника.

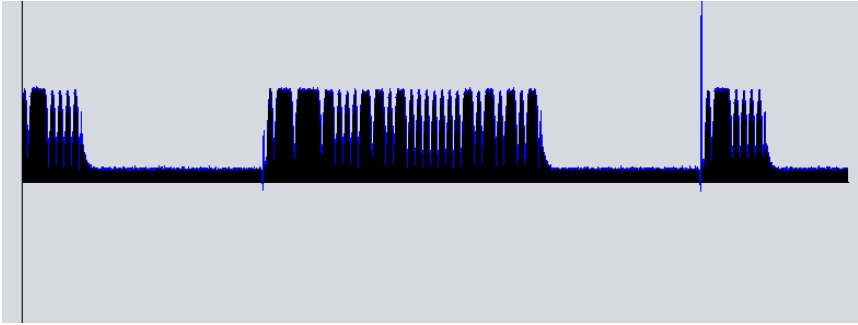


Рис. 5. Демодулированный сигнал сессии протокола GEN2 во временной области
Fig. 5. The demodulated session signal GEN2 in the time domain

4. Заключение

Таким образом, разработана система мониторинга протокола GEN2, которая позволяет анализировать параметры сессии при опросе радиочастотных меток. В результате анализа параметров сессии радиочастотного обмена появляется возможность тонкой настройки систем учета и локализации объектов с использованием технологии RFID.

Список литературы

- [1] V. D. Hunt, A Puglia, M. Puglia, "RFID-a guide to radio frequency identification", John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2007, p.214.
- [2] Лукьянчиков А.В. Повышение точности локализации в RFID системах контроля перемещения объектов // 2017 27th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2017). 10—16 September, Sevastopol, Crimea, 2016. PP-574-579.

References

- [1] V. D. Hunt, A Puglia, M. Puglia, "RFID-a guide to radio frequency identification", John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2007, p.214.
- [2] Lukyanchikov A.V. Improving the accuracy of localization in RFID control systems for moving objects // 2017 27th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2017). 10—16 September, Sevastopol, Crimea, 2016. PP-574-579.

Повышение помехозащищенности телекоммуникационных сетей на основе применения трансляционных нелинейных рекуррентных последовательностей

¹Сныткин И.И., ¹Балюк А.А., ²Сныткин Т.И.

¹Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М.Штеменко
г. Краснодар, 350063, Российская Федерация
alexbaluk1987@yandex.ru

²ФГБУ 27 Центральный научно-исследовательский институт МО РФ
г. Москва, 123007, Российская Федерация
djamell@mail.com

Аннотация: Исследуется помехозащищенность телекоммуникационных сетей с дискретно-частотными сигналами на основе трансляционных нелинейных рекуррентных последовательностей. Показано, что при использовании данных сигналов повышается устойчивость к воздействию структурных помех при сохранении оптимальности корреляционных свойств.

Ключевые слова: помехозащищенность, дискретно-частотные сигналы, нелинейные рекуррентные последовательности, структурные помехи.

1. Введение

В настоящее время в связи с возрастанием возможностей средств информационного противоборства, предполагающего комплексное деструктивное воздействие не только на информацию, но и на информационную инфраструктуру, вопросы обеспечения помехозащищенности беспроводных телекоммуникационных сетей (ТКС) приобретают особую актуальность. Как известно, под помехозащищенностью беспроводных ТКС подразумевается их способность эффективно работать в условиях действия не только естественных и взаимных, но и преднамеренных помех [1]. Одной из эффективных мер преднамеренных воздействий являются структурные помехи, структура которых подобна структуре используемых сигналов. Естественно, в случае мощных структурных помех ТКС с дискретными или частотными сигналами не будут работоспособными. Применительно же к дискретно-частотным (ДЧ) сигналам, система остается работоспособной, если число действующих на сигнал структурных помех меньше числа структурных элементов сигнала [2]. Для повышения спо-

способности противодействия данным помехам необходимо, во-первых, увеличивать объем системы ДЧ сигналов, и, во-вторых, обеспечить возможность смены их структуры по заданной программе. Ниже рассматривается предлагаемый способ повышения защищенности беспроводных ТКС от структурных радиопомех за счет применения систем дискретно-частотных (ДЧ) сигналов на базе трансляционных нелинейных рекуррентных последовательностей (ТНЛРП).

2. Системы ДЧ сигналов на базе ТНЛРП

Известен [3] алгоритм и правило формирования оптимальных систем ДЧ сигналов на основе использования последовательностей элементов простых полей Галуа $GF(p)$:

$$a_j \equiv \theta^j \pmod{M}, \quad (1)$$

где M – число элементов сигнала, θ – первообразный корень по модулю простого числа $p = M + 1$, $j = \overline{1, p-1}$.

Систему ДЧ сигналов составляют все циклические перестановки кодовой последовательности, сформированной по правилу (1). Объем V данной системы равен $V = M$.

На рисунке 1 представлены системы сигналов, построенных по правилу (1), при $M + 1 = 7$, а также частотно-временная матрица сигнала, соответствующего частотной кодовой последовательности (ЧКП) 1 3 2 6 4 5.

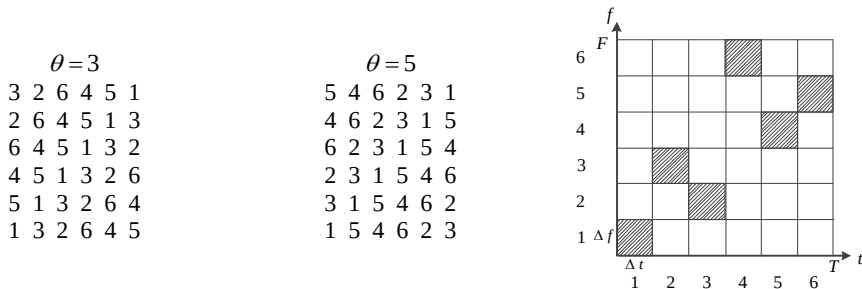


Рис. 1. Оптимальные системы ДЧ сигналов, построенные по правилу (1) при $M + 1 = 7$ и частотно-временная матрица сигнала с ЧКП 1 3 2 6 4 5

Число m совпадений элементов в ДЧ сигналах определяет вид взаимокорреляционной функции (ВКФ) таких сигналов в дискретных точках. Оценки ВКФ систем сигналов необходимы для определения эффективности использования отведенной полосы частот и взаимного влияния

абонентов в системах связи. Как видно из примера на рисунке 1, системы сигналов, построенных по правилу (1), являются оптимальными ($m = 0$).

Как указывалось выше, для повышения способности противодействовать структурным помехам, необходимо увеличивать объем V системы сигналов. Для увеличения объема V при фиксированном числе M элементов сигнала формируют композиционные системы путем объединения оптимальных систем [2]. Однако эти сигналы имеют частотные элементы, совпадающие во времени, что приводит к увеличению пиков взаимокорреляционных функций (ВКФ). Оценки ВКФ систем сигналов необходимы для определения эффективности использования отведенной полосы частот и взаимного влияния абонентов в системах связи. Также, с целью увеличения объема V при формировании ДЧ сигналов применяют комбинированные схемы, в результате формируются квазиоптимальные системы ($m > 1$). Квазиоптимальные системы ДЧ сигналов обладают большим объемом V , но и имеют большой уровень пиков ВКФ.

Вторым способом повышения защищенности от структурных помех является обеспечение возможности изменения структуры ДЧ сигнала в процессе работы по некоторой программе за счет наличия изменяемых параметров в правилах формирования кодовых последовательностей. Таким образом обычный ДЧ сигнал преобразуется в некоторую кодовую форму ДЧ сигнала или кодо-дискретно-частотный (КДЧ) сигнал.

Взяв в качестве исходной систему сигналов, построенных по правилу (1), изменению может быть подвержен только параметр θ . Число N оптимальных систем, которые можно построить по данному правилу, равно числу первообразных корней по простому модулю $p = M + 1$, и равно $N = \varphi(p - 1)$, где $\varphi(\dots)$ – функция Эйлера.

В данной работе исследуются системы ДЧ сигналов, формируемые на основе ТНЛРП, элементы a_j которых формируются путем перераспределения (трансляции) элементов $g_k = \theta^k \pmod{p}$, $k = \overline{1, p - 1}$, мультипликативной группы простого поля Галуа $GF(p)$ в соответствии с мультипликативной группой простого поля Галуа $GF(p)$ этой же характеристики p , но построенной с использованием другого первообразного корня δ [4]. Правило формирования такой системы будет выглядеть следующим образом:

$$a_j \equiv \theta^k \pmod{p}, \quad k \equiv \delta^j \pmod{p}, \quad (2)$$

где θ и δ – первообразные корни по простому модулю p .

Число N оптимальных систем, которые можно построить по правилу (2), равно числу всевозможных размещений с повторениями из $n = \varphi(p-1)$ по $k = 2$ и равно:

$$N = [\varphi(p-1)]^2. \quad (3)$$

Для примера на рисунке 2 представлены всевозможные ЧКП, сформированные по правилу (2) при $p = 7$.

$\theta=3, \delta=3$	$\theta=5, \delta=5$	$\theta=3, \delta=5$	$\theta=5, \delta=3$
6 2 1 4 5 3	3 2 1 4 6 5	5 4 1 2 6 3	6 4 1 2 3 5
2 1 4 5 3 6	2 1 4 6 5 3	4 1 2 6 3 5	4 1 2 3 5 6
1 4 5 3 6 2	1 4 6 5 3 2	1 2 6 3 5 4	1 2 3 5 6 4
4 5 3 6 2 1	4 6 5 3 2 1	2 6 3 5 4 1	2 3 5 6 4 1
5 3 6 2 1 4	6 5 3 2 1 4	6 3 5 4 1 2	3 5 6 4 1 2
3 6 2 1 4 5	5 3 2 1 4 6	3 5 4 1 2 6	5 6 4 1 2 3

Рис. 2. Оптимальные системы ДЧ сигналов, построенные по правилу (2) при $M + 1 = 7$.

3. Помехозащищенность системы ДЧ сигналов на базе ТНЛРП

Частным показателем помехозащищенности ТКС, характеризующим способность ТКС противодействовать структурным помехам при использовании КДЧ сигналов, может являться арсенальная скрытность S_a используемых сигналов.

Согласно [5], арсенальная скрытность S_a определяется числом V_{cn} возможных сменных параметров используемых сигналов (при использовании КДЧ сигналов – числом различных кодовых форм последовательностей, которые можно построить по заданному правилу).

Если принять, что вариант кодовой формы последовательности из данного множества V_{cn} выбирается с равными вероятностями $P_i = 1/V_{cn}$, то скрытность S_a будет оцениваться выражением:

$$S_a = \log_2 V_{cn} = \log_2 [V \cdot N], \quad (4)$$

где V – объем системы сигналов, а N – число данных систем.

С учетом выражения (3) получаем, что скрытность $S_a^{(2)}$ при использовании правила (2) равна:

$$S_a^{(2)} = \log_2 [(p-1) \cdot (\varphi(p-1))^2]. \quad (5)$$

Из графиков, представленных на рисунке 3 видно, что для сравнимого числа M структурных элементов сигнала арсенальная скрытность S_a при использовании ДЧ сигналов предлагаемой структуры превышает

соответствующую скрытность при использовании сигналов, сформированных по правилу (1).

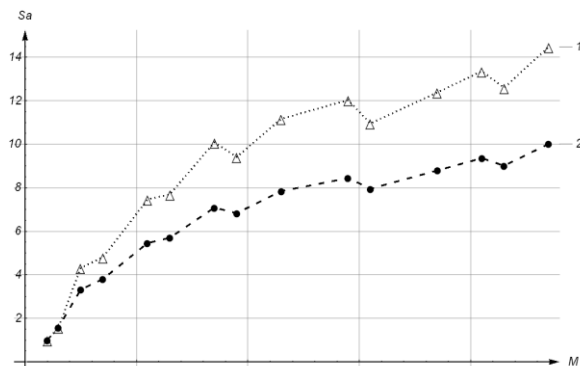


Рис. 3. Арсенальная скрытность КДЧ сигналов (кривая 1 соответствует ДЧ сигналу на основе ТНЛРП, 2 — на основе правила (1))

4. Заключение

Таким образом, предложенный алгоритм и правило формирования систем ДЧ сигналов на основе использования ТНЛРП обеспечивают повышение способности противодействия структурным помехам за счет увеличения числа изменяемых параметров и систем сигналов. Ввиду сохранения оптимальности корреляционных свойств, показатели помехоустойчивости ТКС не ухудшаются, следовательно, можно судить о возможности применения ДЧ сигналов на базе ТНЛРП в беспроводных ТКС с повышенными требованиями по помехозащищенности.

Список литературы

- [1] Максимов М.В., Бобнев М.П., Кривицкий Б.Х. и др. Защита от радиопомех // под ред. М.В. Максимова. Советское радио. 1976. 496 с.
- [2] Варакин Л.Е. Теория систем сигналов // Советское радио. 1978. 304 с.
- [3] Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами // Радио и связь. 1985. 384 с.
- [4] Сныткин И.И., Балюк А.А., Енин Н.Н. Метод повышения информационной безопасности специальных информационно-телекоммуникационных систем на основе применения систем трансляционных нелинейных рекуррентных последовательностей // Материалы 27-ой Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017), Т. 2. 2017. С. 511-515.
- [5] Каневский З.М., Литвиненко В.П., Макаров Г.В. Теория скрытности. // Воронеж. гос. техн. ун-т. Ч.1. 2003. 92 с.

Построение скрытных адресных процедур модели IPv6 на основе методов фиксированных и динамических хекстетов

¹Енин Н.Н., ¹Сизов А.А., ¹Ермолаев Г.А., ²Сныткин Т.И.

¹Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М.Штеменко
г. Краснодар, 350063, Российская Федерация
ok23vas@mail.ru

²ФГБУ 27 ЦНИИ Минобороны России
г. Москва, 123007, Российская Федерация
djammell@mai.coml

Аннотация: Исследуется скрытность процесса адресации в модели IPv6 на основе методов фиксированных и динамических хекстетов. Выявлена зависимость адресной скрытности для модели адресации IPv6 от числа используемых различных кодовых форм нелинейных рекуррентных последовательностей.

Ключевые слова: IPv6, скрытные адресные процедуры, динамические хекстеты, адресная скрытность, нелинейные рекуррентные последовательности, кодовые формы.

1. Введение

В работах [1, 2] были изложены положения, посвященные: анализу требований, предъявляемых к протоколам 1, 2, 3-го уровней модели OSI/ISO телекоммуникационных сетей (ТКС) в рамках концепции информационной безопасности и возможностей воздействия противника как на сеть в целом, так и 3-й (сетевой) уровень в частности; построению обобщенной и частной структурных моделей процесса передачи информации на 3-м (сетевом) уровне в условиях ведения противником радиоразведки; обоснованию необходимости построения динамических адаптивных протоколов адресации на 3-м (сетевом) уровне таких, которые бы обеспечивали: уменьшение длительности адресов или применение адресного поля переменной длины с шагом до 1 бита, с корректирующим выбором адресных идентификаторов разной длины для одного и того же структурного элемента сети; использование скрытных процессов адресации различных идентификаторов структурных элементов сети, в том числе в режиме «бегущий код»; использование при обработке

идентификаторов адресов корреляционных, а не дешифраторных, методов. Тем самым, такие динамические протоколы помимо всех прочих принципов, с точки зрения повышения эффективности, устойчивости, оперативности доведения информации по ТКС в условиях ведения противником радиоразведки, будут обеспечивать и функции «специального» подуровня адресации. Тем более что, 3-й (сетевой) уровень является наиболее «трудным и сложным» с позиции обнаружения различных внешних воздействий на него.

Поэтому разработка принципов, методов, способов, позволяющих реализовать указанные выше принципы построения адаптивных динамических протоколов 3-го (сетевого) уровня модели OSI/ISO ТКС, является актуальным направлением частных прикладных исследований.

2. Построение скрытных адресных процедур модели IPv6 на основе методов фиксированных и динамических хекстетов

Одним из возможных путей данного направления представлено применение в качестве адресных идентификаторов – КФИ (кодовых форм идентификаторов), реализующих принципы неполного кодирования с изменяющейся длительностью адресной части кадрового заголовка (КЗ) пакета с шагом до одного бита, сигнально-кодовых конструкций нелинейной структуры (СКК НС) небольшой длины L_a , изменяющейся с шагом $\Delta L_a \approx 1$ бит, обработка которых приемной стороной может осуществляться корреляционными методами в том числе (а не только дешифраторными).

Реализация такого пути возможна на основе использования нелинейных рекуррентных последовательностей (НЛРП) в виде кодов квадратичных вычетов (ККВ), характеристических кодов (ХК) и других кодов (Холла, Якоби, Зингера), существующих в полях Галуа $GF(p)$, $GF(p^n)$, где p – простое число, $n = 1, 2, 3, 4, \dots$, для длительностей $\{\ell\} = \{p, p-1, p^n-1\} = \{4t+1, 4t+3, 4t, 4t+2\}$, $t = 1, 2, 3, \dots$. Такие НЛРП обладают абсолютной линейной сложностью (АЛС) (т.е. скрытностью) $АЛС = \ell$, или относительной линейной сложностью $ОЛС = \ell/\ell = 1(100\%)$ [3, 4]. Это означает, что для раскрытия НЛРП необходимо знать, по существу, всю ее структуру. Поэтому, применение НЛРП для процедур адресации делает их незаменимыми с точки зрения обеспечения высокой скрытности.

Процедура адресации на основе метода фиксированных хекстетов характеризуется следующими особенностями:

1) при записи адреса в каждом хекстете, вместо четырех шестнадцатеричных цифр, на 16-ти позициях также размещаются различные кодовые формы 16-ти элементной НЛРП, $L=16$;

2) «фиксированность» в этом способе означает то, что используется НЛРП длительностью $L=16$, причем основным видом НЛРП такой длительности является НЛРП в виде характеристического кода, существующего в поле $GF(17)$, т.е. такая НЛРП соответствует 16-и позициям хекстета.

Процедура адресации на основе метода динамических хекстетов характеризуется следующими особенностями:

1) эффективно используются отличительные свойства НЛРП, а именно существование НЛРП для длительностей L с $\Delta L=1$ бит и тем самым возможно реализовать требование о динамизации адресации, прежде всего, с точки зрения изменения длительности адресных КФ;

2) в диапазоне до $L=128$ НЛРП в виде кодов квадратичных вычетов (ККВ), характеристических кодов (ХК), кодов Якоби (КЯ), Холла (КХ) и Зингеровых кодов (ЗК) существуют для 65 различных значений длительностей, что позволяет создать различные группы сочетаний 8 хекстетов различной длины, суммарная длина которых равна 128 битам.

3. Отличительные особенности скрытных адресных процедур

Для метода фиксированных хекстетов сохраняется процедурный принцип формирования адресного поля, характерный для модели IPv6, и его использование при приеме позволяет обеспечить высокую адресную (арсенала сменных параметров адреса) хекстетную скрытность $S_a^x = \log_2 256 = 8$, общую адресную скрытность $S_a^z = \log_2 256^8 = 64$, повышается достоверность адресного приема за счет возможности создания и реализации второго (корреляционного) канала приема как хекстетного, так и общего адресного.

Метод динамических хекстетов позволяет как и способ фиксированных хекстетов реализовать различные модели адресации: иерархическую, всевязную, зоновую и др; сохраняется процедурный принцип формирования адресного поля и его использования при приеме, что не требует серьезных технических модификаций и обеспечивает высокую скрытность арсенала сменных параметров по длине хекстетов.

4. Заключение

Исследуемый метод адресации, учитывающий объем необходимых идентификационных кодовых адресов для специальных ТКС и основывающийся на использовании НЛРП небольшой длины, обеспечивает существенное повышение эффективности адресации (прежде всего с точки зрения скорости передачи адресной информации, в 1-3 раза), достоверности идентификации элементов сети ТКС (с позиции повышения вероятности правильной идентификации, в 2-3 раза), значительное повышение имитостойкости процесса адресации в 2-3 раза.

Также, в отличие от модели IPv6, обеспечивается возможность реализации способов совершенной и псевдосовершенной идентификации (нумерации) структурных элементов сети специальных ТКС и построения на этой основе сегментно-иерархической полносвязной модели идентификации элементов сети. Это, в свою очередь, повышает эффективность сетевых процедур, их скрытность и имитостойкость.

Список литературы

- [1] Сныткин И.И., Енин Н.Н., Балюк, А.А. и др. Структурная математическая модель процесса передачи информации на сетевом уровне пакетных радиосетей в условиях радиоэлектронной борьбы и информационного противоборства. Успехи современной радиоэлектроники № 4. М.: Радиотехника, 2016. С. 53-61.
- [2] Сныткин И.И., Енин Н.Н., Балюк, А.А. и др. Структурная математическая модель процесса передачи информации на третьем (сетевом) уровне пакетных радиосетей систем передачи данных в условиях РЭБ и информационного противоборства при воздействии посредством ложных или захваченных пакетных радиустановок / Успехи современной радиоэлектроники № 3. М.: Радиотехника, 2016. С. 33-40.
- [3] Сныткин И.И., Балюк, А.А., Сныткин Т.И. Балюк, А.А. Структурная скрытность нелинейных рекуррентных последовательностей, существующих в простых полях Галуа GF(p) / Нелинейный мир № 4, Т. 15. М.: Радиотехника, 2017. С. 25-33.
- [4] Сныткин И.И., Енин Н.Н., Балюк А.А. Проблемы и направления обеспечения информационной безопасности специальных информационно-телекоммуникационных систем со сложными сигналами нелинейной структуры. / Материалы 27-ой Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017), Т. 2. Москва, Минск, Севастополь, 2017. С. 492-496.

Применение методов трансляционного двоичного кодирования адресных полей модели IPv6 для повышения скрытности и имитостойкости процессов адресации открытых телекоммуникационных сетей

Сныткин И.И., Енин Н.Н., Сизов А.А.

Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М.Штеменко
г. Краснодар, 350063, Российская Федерация
ok23vas@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты исследований по вопросу применения методов трансляционного двоичного кодирования адресных полей модели IPv6 для повышения скрытности и имитостойкости процессов адресации открытых телекоммуникационных сетей. Получены результаты имитационного моделирования процедур адресации и на их основе проведён анализ достижимой скрытности адресации применяемого метода.

Ключевые слова: IPv6, трансляционное двоичное кодирование, скрытные адресные процедуры, динамические хекстеты, адресная скрытность.

1. Введение

В работах [1, 2] в интересах повышения скрытности и имитостойкости адресных процедур в телекоммуникационных сетях (ТКС) предлагается использование метода динамического блочного трансляционного двоичного кодирования адресных идентификаторов, где «динамические» означает, что кодовая конструкция адреса изменяется как по внутренней структуре, так и по длине ℓ (число знаков элементов символов кода) в процессе функционирования ТКС, что обеспечивает потенциальное повышение эффективности процесса адресации в условиях информационного противоборства. Блочное означает, что адресному кодированию подлежит определенный блок каждой из 8-ми хекстетной конструкции десятичных цифр – аналогов каждого хекстета-слова. Причем в качестве блока может выступать или каждая цифра от 0 до 9 десятичного числа хекстета, и тогда такая блочность будет называться «цифровой», или число (десятичное от 0 до 65535) хекстета, и тогда такая блочность будет называться «хекстетной». «Трансляционное двоичное»

означает, что каждой десятичной цифре $a_i \in \overline{(0,9)}, i = 1, 2, 3$ каждого j -го хекстета (слова) $j = \overline{1, \dots, 8}$, или каждому числу адресного хекстета (слова) $b_j \in \overline{(0,65535)}$ ставится в соответствие двоичная цифра (1 или 0) из последовательности цифр (1 и 0), которая строится как последовательность значений характеров $\phi(a_i)$ или $\phi(b_j)$, элементов a_i или b_j мультипликативной группы поля $GF(p)$, отображающих – транслирующих последовательность чисел (цифр) мультипликативной группы полей Галуа $GF(p)$, где p – простое число, $p \geq (a_{i_{\max}}$ или $b_{j_{\max}})$ в последовательности характеров $\{\phi(a_i)\}$ или $\{\phi(b_j)\}$. В этом случае последовательность цифр (от 0 до 9) числа каждого хекстета (пятизначное число) или последовательность чисел каждого хекстета (четыре пятизначных числа от 0 до 65535) превращается в последовательность двоичных цифр (1 и 0).

2. Способ «динамических хекстетов» для модели IPv6

Высокая мощность кодирования нелинейных рекуррентных последовательностей (НЛРП) позволяет создавать большое количество кодовых форм заданной длины [3]. Рассматриваемый способ в наибольшей степени эффективно использует отличительные свойства НЛРП, а именно существование НЛРП для длительностей L с шагом в один бит и тем самым позволяет реализовать требование о «динамизации» адресации, прежде всего, с точки зрения изменения длительности адресных кодовых форм идентификаторов. Действительно, в диапазоне длин до $L=128$ НЛРП в виде кодов квадратичных вычетов (ККВ), характеристических кодов (ХК), кодов Якоби (КЯ), Холла (КХ) и Зингеровых кодов (ЗК) существуют для 65 различных значений длительностей. Это обстоятельство позволяет, сохраняя длину адресного поля в 128 бит (согласно IPv6), создать различные группы сочетаний 8 хекстетов различной длины, суммарная длина которых равна 128 битам (см. Таблица 1).

Табл. 1. Генерация групп хекстетов по заданному условию

3	3	3	3	3	3	3	107	=	128
3	3	3	3	3	3	13	97	=	128
3	3	3	3	3	3	30	80	=	128
3	3	3	3	3	3	67	43	=	128
3	3	3	3	3	3	89	21	=	128
3	3	3	3	3	3	103	7	=	128

3. Анализ достижимой скрытности

По произведенным вычислениям удовлетворяющих условию групп хекстетов была выявлена квадратичная зависимость количества удовлетворяющих условию групп хекстетов (соответствуют различным IPv6-адресам) от шага вычислительной итерации (шаги итераций принудительно делят вычислительный процесс на поиск удовлетворяющих условию групп хекстетов в заранее формируемых диапазонах значений). Методом наименьших квадратов было восстановлено уравнение квадратичной регрессии:

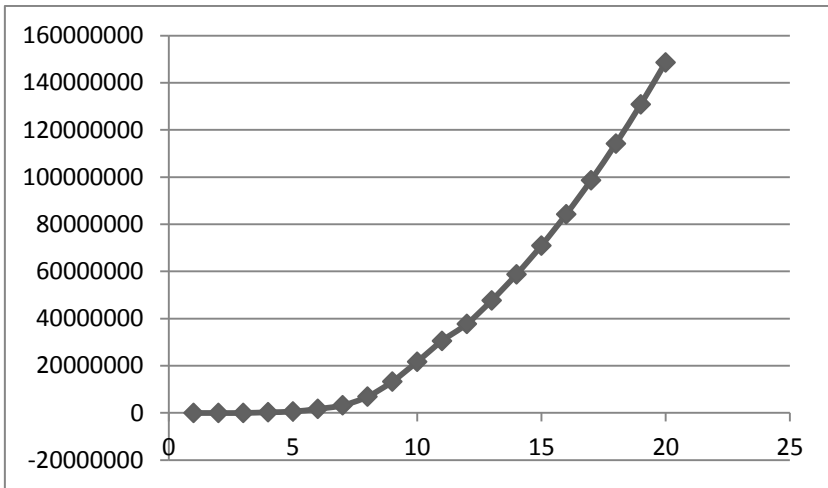


Рис. 3.1. График уравнения квадратичной регрессии

В алгебраической форме уравнение имеет следующий вид:

$$y = 558684.13x^2 - 4020582.27x + 5549413.22$$

Общее приблизительное количество удовлетворяющих условию групп равно 2564869150.

Таким образом общее количество кодовых форм полученных только лишь за счёт длин хекстетов 10^9 , что позволяет обеспечить высокую скрытность арсенала сменных параметров:

$$S_a^{DT} = \log_2 2 \cdot 10^9.$$

4. Заключение

Основные достоинства рассматриваемого способа адресации: сохраняет процедурный принцип формирования адресного поля и его использования;

использование различных длин хекстетов и всевозможных их сочетаний при сохранении длины адресного поля в 128 бит, позволяет создавать высокую динамичность смены (замену) адресных кодовых форм только за счет длин хекстетов, более 2-х млрд. адресов;

данный способ позволяет повышать достижимую достоверность адресного приема за счет возможности создания и реализации второго (корреляционного) канала приема, как хекстетного, так и общего адресного, что является объектом дальнейших исследований.

Список литературы

[1] Сныткин И.И., Енин Н.Н., Балюк, А.А. и др. Структурная математическая модель процесса передачи информации на сетевом уровне пакетных радиосетей в условиях радиоэлектронной борьбы и информационного противоборства. Успехи современной радиоэлектроники № 4. М.: Радиотехника, 2016. С. 53-61.

[2] Сныткин И.И., Енин Н.Н., Балюк, А.А. Метод повышения информационной безопасности специальных информационно-телекоммуникационных систем на основе применения систем трансляционных нелинейных рекуррентных последовательностей. / Материалы 27-ой Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017), Т. 2. Москва, Минск, Севастополь, 2017. С. 511-515.

[3] Сныткин И.И., Балюк, А.А., Сныткин Т.И. Метод раскрытия структуры нелинейных рекуррентных последовательностей в виде кодов квадратичных вычетов. Нелинейный мир № 5. М.: Радиотехника, 2017. С. 3-10.

Scalable IoT systems architecture

Papulovskaya N.V.

Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin,
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation

n.v.papulovskaia@urfu.ru

Abstract: The analysis of the existing Internet of things (IoT) systems is carried out, three levels of application are defined: household, civil and industrial. The shortcomings of the implementations associated with the popular client-server architecture are revealed. The possibility of building scalable solutions in a service-oriented architecture is considered. Argued the merits of such decisions, providing compatibility, fault tolerance and security at any level of the application of the IoT system.

Keywords: scalability, service-oriented architecture, microcontrollers, client-server systems, wireless technologies.

Архитектура масштабируемых систем интернета вещей

Папуловская Н.В.

¹Уральский федеральный университет имени первого Президента
России Б.Н. Ельцина»

г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация

n.v.papulovskaia@urfu.ru

Аннотация: Выполнен анализ существующих систем интернета вещей (IoE), определены три уровня применения: бытовой, гражданский и промышленный. Выявлены недостатки реализаций, связанные с популярной архитектурой клиент-сервер. Рассмотрена возможность построения масштабируемых решений в сервис-ориентированной архитектуре. Аргументированы достоинства такого решения, обеспечивающие совместимость, отказоустойчивость и безопасность на любом уровне применения системы IoT.

Ключевые слова: масштабируемость, сервис-ориентированная архитектура, микроконтроллеры, клиент-сервер, беспроводные технологии.

1. Введение

Интернет вещей (Internet of Things – IoT) – это концепция сети предметов («вещей»), оснащенных технологиями для взаимодействия друг с другом или с внешней средой. Постепенно технология IoT становится частью повседневной жизни людей. Интернет вещей применяется в производстве, в управлении транспортной системой и коммунальными услугами, в медицине и здравоохранении, в сельском хозяйстве, а также для мониторинга окружающей среды [1, 2]. Умные устройства имеют возможность снимать показатели, анализировать данные и передавать их через сеть Интернет [3].

Существует множество решений как коммерческого, так и любительского уровня, реализующих концепцию интернета вещей, однако они имеют существенные недостатки в интеграции и масштабировании. Закрытые коммерческие решения умного дома направлены на предоставление платных услуг и не интегрируются с открытыми системами. Любительские разработки решают ограниченный круг задач и не имеют возможности масштабирования. Наиболее ярким примером открытой системы интернета вещей является сервис народного мониторинга (narodmon.ru). Эта система позволяет собирать данные от пользовательских устройств на базе микроконтроллеров и миникомпьютеров с широким спектром подключенных датчиков, а также обеспечивает обратную связь для управления исполнительными устройствами.

Очевидным недостатком сервиса народного мониторинга является низкая отказоустойчивость. Сервис является централизованной системой с ограниченным функционалом и слабой защитой от внешнего воздействия.

Целью настоящей статьи является описание архитектуры систем интернета вещей, которая обладает набором преимуществ, ориентированных на перспективное внедрение и эксплуатацию сложных инфокоммуникационных систем.

2. Возможности устройств интернета вещей

В настоящее время возможности электронных сенсоров не только достигли уровня человеческого восприятия, но и во многом превзошли их. Так, например, человек не способен определить уровень радиации, атмосферного давления или наличие в воздухе опасных примесей. Кроме того, электронное устройство может функционировать непрерывно и в труднодоступных местах.

Устройства интернета вещей – это не только органы чувств информационных систем, но и «послушные» исполнительные узлы и механизмы. Простые электронные схемы, сопряженные со сложными механизмами позволяют решать любые задачи по автоматическому управлению.

Сами по себе сенсоры и исполнительные механизмы не функционируют. Над конечными устройствами IoT всегда расположен компьютер или микроконтроллер с программным обеспечением. Совместимость контроллера с другими контроллерами и информационными системами определяется протоколами передачи данных и не накладывает ограничений по производителю или аппаратной архитектуре.

К компонентам системы интернета вещей кроме датчиков, исполнительных механизмов и контроллеров относятся также модули сетевого взаимодействия. Кроме протоколов проводного интерфейса (RS-232, I2C, SPI, Ethernet, RS-485, USB) большое развитие получили беспроводные стандарты: Bluetooth, WiFi, GSM, LTE, LoRa [4].

В отличие от специализированных систем автоматического управления устройства интернета вещей базируются на открытых цифровых стандартах и протоколах, что позволяет реализовать произвольное техническое решение из готовых компонентов.

3. Уровни применения систем интернета вещей

Для многих людей интернет вещей стал хобби, в котором воплощаются как простейшие задачи автоматизации, так и интересные новаторские идеи. Это бытовой уровень применения, который, как правило, не выходит за территорию квартиры или дачного участка.

Существуют также различные системы гражданского назначения, которые решают задачи специализированных и муниципальных организаций: управление освещением, городским транспортом, светофорами, приборами учета и пр. В отличие от бытового уровня такие системы основаны на промышленных решениях, решают задачи общественного назначения и могут быть интегрированы с другими системами.

Следующий уровень применения - промышленный. Производители начинают использовать в своей деятельности технологии «Интернета вещей» и анализа данных, чтобы сохранить свою конкурентоспособность [5]. Этот уровень использует технологии интернета вещей для снижения затрат, сбора и анализа данных, построения прогнозов и повышения уровня безопасности.

Каждый из перечисленных уровней, как правило, имеет одну общую особенность: оригинальная архитектура под конкретные цели. Масштабирование и объединение таких систем вызывает затруднение.

4. Архитектура масштабируемой отказоустойчивой системы

Предлагается пересмотреть подход к построению систем IoT таким образом, чтобы можно было реализовать произвольное решение на модульном принципе, позволяющем обеспечивать:

- совместимость;
- отказоустойчивость;
- масштабируемость.

Традиционно системы IoT реализуются в архитектуре клиент-сервер (рис. 1). Конечным элементом системы является микроконтроллер (МК) с набором датчиков (Д) и исполнительных устройств (ИУ). Микроконтроллер через сеть интернет отправляет и принимает данные от WEB-сервиса. Развитие системы неминуемо усложняет программное обеспечение микроконтроллера, так как от последнего требуется реализация всех сетевых уровней и наличие алгоритмов обработки сбоев.

Использование архитектуры клиент-сервер в системах IoT приводит к следующим недостаткам:

- отсутствие асинхронного интерфейса;
- отсутствие буферизации;
- статическая маршрутизация;
- высокие затраты при модернизации;
- наличие жестких связей и зависимостей;
- ограниченный набор коммуникационных технологий;
- сложность программного обеспечения на стороне клиента.

Эти недостатки отсутствуют при использовании сервис-ориентированной архитектуре (SOA), описанной в [6], ключевым технологическим элементом которой является сервисная шина предприятия ESB.

Структурная схема системы IoT, построенной в архитектуре ESB представлена на рис. 2.

Программное обеспечение микроконтроллера реализует только:

- чтение показаний датчиков;
- выполнение команд управления;
- обмен данными в синхронном режиме с адаптером по фиксированному протоколу.

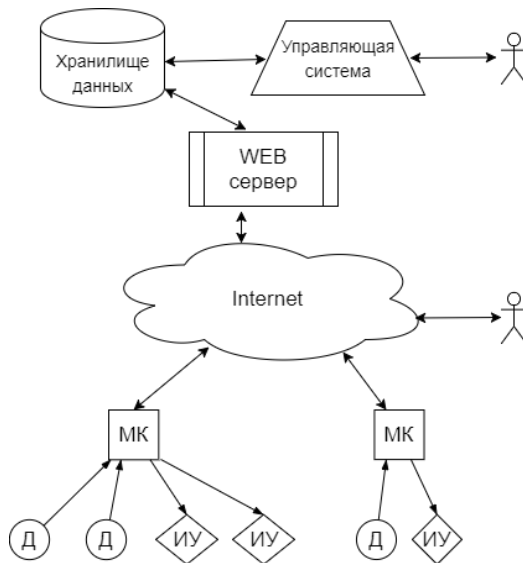


Рис. 1. Система IoT в архитектуре клиент-сервер

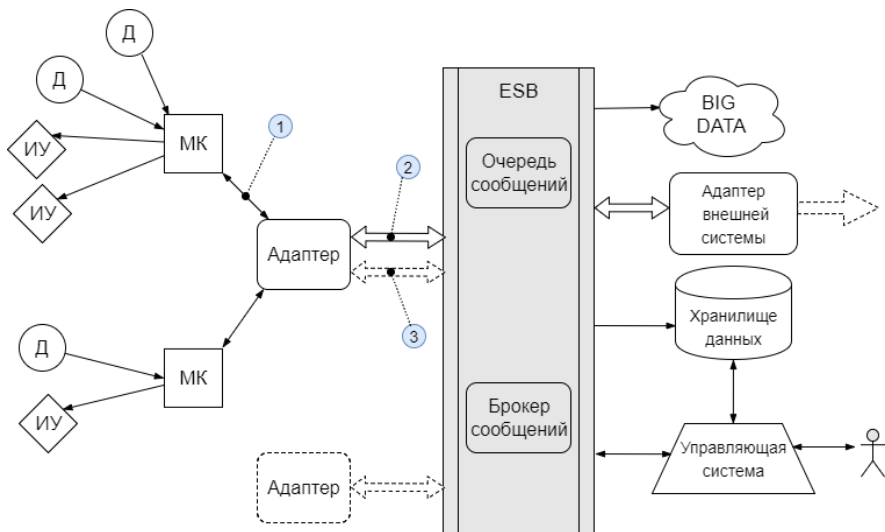


Рис. 2. Структурная схема масштабируемой системы IoT

Адаптер является промежуточным звеном, которое осуществляет взаимодействие с микроконтроллерами по протоколу низкого уровня исходя из географической удаленности и технических возможностей связи.

В задачи адаптера входит буферизация сообщений, трансформация в формат шины данных и отправка на сервер очереди сообщений. Адаптер имеет возможность переключения на альтернативный канал передачи данных. В его функции входит мониторинг состояния подключенных к нему узлов и сигнализация состояния системы. Программное обеспечение адаптера настраивается в зависимости от функционального назначения введенной ему подсистемы и может быть перенастроено без внесения изменений в другие части системы. Сервис-ориентированная архитектура извлекает конечные узлы от задач коммуникационного взаимодействия, так как эта функция возложена на адаптер. На рис. 2 сноской (1) обозначен канал передачи данных низкоуровневого протокола, (2) – основной канал связи с системой шифрования данных, (3) – резервный канал связи.

Шина данных обеспечивает хранение, диспетчеризацию и трансформацию сообщений. Таким образом обеспечивается интеграция с различными системами, в том числе внешними. Без модификации компонентов системы IoT возможна динамическая настройка маршрутов и подключение дополнительных узлов.

Существуют готовые открытые программные средства и библиотеки, реализующие функционал шины данных. На промышленном уровне целесообразно использовать коммерческие решения, такие как IBM WebSphere ESB, Oracle Enterprise Service Bus, SAP Process Integration и др. Для целей гражданского и бытового применения систем IoT вполне достаточно возможностей таких продуктов как Apache Camel, JBoss ESB и т.п.

5. Заключение

В данной работе был проведен анализ систем интернета вещей, выявлены недостатки и проблемные места реализаций в архитектуре клиент-сервер. Предложена архитектура, способная обеспечить масштабируемость, гибкость, совместимость, отказоустойчивость и безопасность на любом уровне применения IoT.

Сервис-ориентированная архитектура позволяет разрабатывать решения, имеющие долговременные перспективы эксплуатации и модернизации. Цифровизация экономики и государства должна полагаться на такие технологии, которые имеют высокие эксплуатационные характеристики.

ками, имеют возможность масштабирования, интеграции и рассчитаны на длительный период использования.

Список литературы

- [1] Менцев, А.У. Технология будущего: интернет вещей //Интернетнаука. 2016. Т. 2. №. 12. С. 77-80.
- [2] Цветков В.Я. Интернет вещей как глобальная инфраструктура для информационного общества// Современные технологии управления. №6 (78). Режим доступа: <https://sovman.ru/article/7803/> (дата обращения: 01.07.2018)
- [3] Интернет вещей: Безграничные возможности взаимодействия человека и машин [Электронный ресурс]: Публикация ООО «Эрнст энд Янг — оценка и консультационные услуги», 2016 . Режим доступа: [http://www.ey.com/Publication/vwLUAssets/EY-mne-internet-of-things-rus/\\$File/EY-mne-internet-of-things-rus.pdf](http://www.ey.com/Publication/vwLUAssets/EY-mne-internet-of-things-rus/$File/EY-mne-internet-of-things-rus.pdf) (дата обращения: 01.07.2018)
- [4] Nikolay S. Knyazev, Victor A. Chechetkin; Denis A. Letavin Comparative analysis of standards for Low-power Wide-area Network. 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO), 2017, Pp. 1 - 4, doi: 10.1109/SINKHROINFO.2017.7997528
- [5] «Интернет вещей» и его значение для промышленности [Электронный ресурс]: Публикация PWC, 2017. Режим доступа: https://www.pwc.ru/ru/publications/iot-for-industry_.pdf, свободный. (дата обращения: 01.07.2018)
- [6] Шаппелл Д. ESB – сервисная шина предприятия/ Д. Шаппелл [пер. с англ. под ред. В. М. Беленковича]. Спб.: БХВ-Петербург, 2008. 368 с.

References

- [1] Menciev, A.U. Tehnologija budushhego: internet veshhej //Internetnauka, 2016, vol. 2, no. 12, pp. 77 - 80. (In Russian).
- [2] Cvetkov V.Ja. Internet veshhej kak global'naja infrastruktura dlja in-formacionnogo obshhestva// Sovremennye tehnologii upravlenija. №6 (78). Available at: <https://sovman.ru/article/7803/> (accessed 01.07.2018)
- [3] Internet veshhej: Bezgranichnye vozmozhnosti vzaimodejstviya cheloveka i ma-shin. Available at: [http://www.ey.com/Publication/vwLUAssets/EY-mne-internet-of-things-rus/\\$File/EY-mne-internet-of-things-rus.pdf](http://www.ey.com/Publication/vwLUAssets/EY-mne-internet-of-things-rus/$File/EY-mne-internet-of-things-rus.pdf) (accessed 01.07.2018)
- [4] Nikolay S. Knyazev, Victor A. Chechetkin; Denis A. Letavin Comparative analysis of standards for Low-power Wide-area Network. *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications* (SINKHROINFO), 2017, pp. 1 - 4, doi: 10.1109/SINKHROINFO.2017.7997528.
- [5] «Internet veshhej» i ego znachenie dlja promyshlennosti. Available at: https://www.pwc.ru/ru/publications/iot-for-industry_.pdf (accessed 01.07.2018)
- [6] Shappell D. ESB – Enterprise Service Bus. Spb.: BHV-Peterburg, 2008. 368 p.