

27-я Международная Крымская конференция

СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

Материалы конференции

10—16 сентября 2017 г.
Севастополь, Крым, Россия

Том 2

3. Системы СВЧ связи, вещания и навигации;
3а. Информационные технологии в телекоммуникациях
(в т. ч. интеллектуальные системы)

Москва • Минск • Севастополь
2017

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431
С255

Организаторы:

Российский фонд фундаментальных исследований (РФФИ) — проект № 17-07-20555
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)
ОАО «НПП "Исток" им. Шокина» (Фрязино)
ОАО «Интеграл», НТЦ «Белмикросистемы» (Минск)
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск)
НП ОАО «Фаза» (Ростов-на-Дону)
АО «Микроволновые системы» (Москва)
НПП «Системные ресурсы» (Москва)
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
ООО «Радиокомп» (Москва)
Уральский федеральный университет им. Б. Н. Ельцина (Екатеринбург)
National Instruments (Москва)
Таркус (Ростов-на-Дону — Севастополь)

Техническая и информационная поддержка:

IEEE, Moscow MTT/ED Chapter
IEEE, Moscow AP Chapter
Медиагруппа «Электроника»

С255 27-я Международная Крымская конференция «**СВЧ-техника** и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017). Севастополь, 10—16 сентября 2017 г. : материалы конф. в 9 т. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2017. — ISBN 978-966-335-433-0 (тт. 1—9).

Т. 2 : vi, 297 [283—579] с. : ил. — ISBN 978-966-335-435-4.

Во 2-й том включены материалы 44 докладов, которые были представлены на секционных заседаниях по направлениям: 3. Системы СВЧ связи, вещания и навигации; 3а. Информационные технологии в телекоммуникациях (в т. ч. интеллектуальные системы).

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

ISBN 978-966-335-433-0 (тт. 1—9)
ISBN 978-966-335-435-4 (т. 2)

© Оргкомитет КрыМиКо'2017
© КНТЦ им. Попова, 2017

Том 2

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

3.1 УМЕНЬШЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ, ВНОСИМОЙ БОРТОВОЙ АППАРАТУРОЙ КОМАНДНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ В ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАКЛОННОЙ ДАЛЬНОСТИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА
Булгаков Н. Н., Кривошеин А. А., Нагорный Д. Н., Алыбин В. Г., Сёмочкин А. С., Павлов Г. Б. 283

3.2 МЕТОД МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА С РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ ПО МОЩНОСТИ НА ОРТОГОНАЛЬНЫХ ЧАСТОТАХ
Крюков Я. В., Демидов А. Я., Покаместов Д. А. ..... *

3.3 ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОЙ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В WiFi-СЕТЯХ ПРИ НАЛИЧИИ КОЛЛИЗИЙ
Чернега В. С. 292

3.4 ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ПАССИВНОЙ РАДИОМЕТКИ, ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ
Смирнов О. В., Богатырёв Е. А., Смольский С. М. 300

3.5 ИЗМЕРЕНИЕ СТРУКТУРНО-ВРЕМЕННЫХ ПЕРАМЕТРОВ OFDM-СИГНАЛОВ
Беляев А. В., Касьянов А. О. 307

3.6 МНОГОЛУЧЕВАЯ ИМПУЛЬСНАЯ НАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА ВОЗВРАЩАЕМОГО АППАРАТА
Дядьков Н. А., Марков Ю. В., Важенин В. Г., Боков А. С. Седов Д. П., Калмыков Н. Н., Мельников С. А. 314

3.7р СТРУКТУРНЫЕ ФУНКЦИИ СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ
Шарыгин Г. С., Мещеряков А. А. 320

3.8р АДАПТИВНАЯ СИСТЕМА ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИОННЫХ РТС ОТ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ
Поповнин Ю. М. ..... *

3.9р О ЗАДАЧЕ ВЫДЕЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ СООБЩЕНИЙ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ ТЕПЛОВОЙ ПРИРОДЫ
Убайчин А. В., Жук Г. Г., Миненко Е. В., Абдирасул уулу Т. ..... *

3.10р ИССЛЕДОВАНИЕ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ И СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ ТЕПЛОВОЙ ПРИРОДЫ
Убайчин А. В., Жук Г. Г., Миненко Е. В., Абдирасул уулу Т. ..... *

3.11р ОЦЕНКА ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО РЕЗЕРВА КАНАЛА СВЯЗИ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ СО СПУТНИКА ФОРМАТА CUBESAT
Рылов С. А., Широких С. А., Богатырев К. А. 326

3.12р НЕКОТОРЫЕ АСПЕКТЫ ПРИМЕНЕНИЯ РЕЖИМА TDD В КВ РАДИОСВЯЗИ
Юрьев А. Н., Кузнецов Д. И. 331

3.13р ИССЛЕДОВАНИЕ И МОДЕЛИРОВАНИЕ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ НА БАЗЕ M-FSK С БОЛЬШИМ АНСАМБЛЕМ ЧАСТОТ И НИЗКОСКОРОСТНЫМИ ТУРБОКОДАМИ В КАНАЛЕ ВАТЕРСОНА В УСЛОВИЯХ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ
Толкачев М. М., Лобов Е. М. 339

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

3.14р АЛГОРИТМЫ ОЦЕНКИ СИМВОЛЬНОЙ СКОРОСТИ СИГНАЛОВ С МОДУЛЯЦИЯМИ M-FSK И M-PSK
Кучумов А. А., Липаткин В. И., Лобов Е. М. …… 350

3.15р ОБРАБОТКА ТРАЕКТОРНЫХ ДАННЫХ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ
Тактакишвили В. Г., Волчков В. П. …… 359

3.16р ИССЛЕДОВАНИЕ ПОРОГОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК И УРОВНЯ ВЛИЯНИЯ ПОМЕХ В СИСТЕМАХ С НЕЛИНЕЙНОЙ ОБРАБОТКОЙ РАЗЛИЧНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА
Тимошенкова Ю. С., Сафиуллин Н. Т., Пономарева О. А. ……364

3.17р PERFORMANCE ENHANCEMENT IN LDPC CODED HIGH-DIMENSION MIMO-OFDM SYSTEMS
Valetov R., Olmasov A. …… *

3.18р ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКА ИМПУЛЬСНОГО РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА НАЗЕМНЫХ ТРАССАХ РАЗНОСТНО-ВРЕМЕННЫМ МЕТОДОМ
Мещеряков А. А., Луц О. Я. ……371

СЕКЦИЯ 3/2: ОБОРУДОВАНИЕ СИСТЕМ СВЧ СВЯЗИ, ВЕЩАНИЯ И НАВИГАЦИИ

3.19 ВЛИЯНИЕ РЕЛЬЕФА МЕСТНОСТИ В ВИДЕ УСТУПА НА ПОВЕДЕНИЕ ТРАЕКТОРИИ ДЛЯ ЗАХОДА САМОЛЁТА НА ПОСАДКУ
Юнгайтис Е. М., Войтович Н. И., Головнин А. А., Жданов Б. В. …… 379

3.20 ЭЛЕКТРОННАЯ РЕГУЛИРОВКА ПОЛОЖЕНИЯ КУРСА ILS
Войтович Н. И., Ершов А. В., Жданов Б. В. …… 387

3.21 РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ КОГЕРЕНТНОГО ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА АЭРОЛОГИЧЕСКОЙ РЛС
Кудинов С. И., Гусев А. В., Иванов В. Э., Плохих О. В. …… 394

3.22 СИНТЕЗ ЦИФРОВОГО КОГЕРЕНТНОГО МОДЕМА ДЛЯ ОДНОЙ МОДЕЛИ КАНАЛА СВЯЗИ С ДВОЙНОЙ СЛУЧАЙНОСТЬЮ
Санников В. Г., Волчков В. П. …… 401

3.23 ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЯ МЕТОДОВ ОЦЕНКИ И КОМПЕНСАЦИИ ПОГРЕШНОСТЕЙ КВАДРАТУРНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В ЦИФРОВЫХ РАДИОПРИЕМНИКАХ
Пестряков А. В., Хасьянова Е. Р. ……408

3.24 МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КУРСОВОГО РАДИОМАЯКА ФОРМАТА ILS
Ершов А. В., Зотов А. В., Войтович Н. И. …… 413

3.25р ОРГАНИЗАЦИЯ ТЕРРИТОРИАЛЬНОГО ШИРОКОВЕЩАТЕЛЬНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ В СТАНДАРТЕ DVB-S2
Василевский И. Н., Поляков В. А., Дудник К. В., Антипин Е. А., Макеенко И. В., Горбанов Н. А., Яновский А. В. ……420

3.27р ИССЛЕДОВАНИЕ ЗОН ПОКРЫТИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ БЕЗЭКИПАЖНЫМ СУДНОМ
Михайлюк Ю. П., Афонин И. Л., Головин В. В., Иськив В. М. …… 425

3.28р ГЛИССАДНЫЙ РАДИОМАЯК ДЛЯ АЭРОДРОМОВ С ВЫСОКИМ УРОВНЕМ СНЕЖНОГО ПОКРОВА
Войтович Н. И., Жданов Б. В. ……433

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3.29р ТЕХНОЛОГИИ ИСПЫТАНИЙ СИСТЕМ/УСТРОЙСТВ ЭРА-ГЛОНАСС
Гринько А. А., Проценко М. Б. 440

3.30р АВТОНОМАТИЧЕСКИЙ ФОТО-ВИДЕО МОНИТОРИНГ УДАЛЕННЫХ ВОДНЫХ ОБЪЕКТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СЕТЕЙ СОТОВОЙ СВЯЗИ
Никитин Д. А., Прозоров А. М., Гусев А. В. 446

3.31р ПРИЕМНИК СИГНАЛОВ СПУТНИКОЙ СИСТЕМЫ ARGOS
Безгин А. А., Литвиненко С. Р., Лунев Е. Г., Юркевич Н. Ю. 451

3.32р РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ФАЗОВОГО МОНОИМПУЛЬСНОГО ПЕЛЕНГАТОРА
Быков Е. М., Ксендзов А. В. ..... *

3.33р АВТОРЕГРЕССИОННАЯ ЭКСТРАПОЛЯЦИЯ В РАДИОВЫСОТОМЕРЕ С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ
Марков Ю. В., Важенин В. Г., Чирков Г. В. 457

3.34р АЛГОРИТМ КОРРЕКЦИИ НЕСУЩЕЙ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ НИЗКОСКОРОСТНОГО ТУРБОКОДА В СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЕ СВЯЗИ
Толкачев М. М. 463

3.35р DEVELOPMENT OF GLOBAL AERONAUTICAL DISTRESS AND SAFETY SYSTEM (GADSS)
Ilcev D. S. 470

3.36р DEVELOPMENT OF GLOBAL AIRCRAFT TRACKING (GAT) SYSTEM
Ilcev D. S. 481

СЕКЦИЯ 3а: ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ

3а.1 ПРОБЛЕМЫ И НАПРАВЛЕНИЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ СПЕЦИАЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ СО СЛОЖНЫМИ СИГНАЛАМИ НЕЛИНЕЙНОЙ СТРУКТУРЫ
Сныткин И. И., Балюк А. А., Енин Н. Н. 492

3а.2 DIGITAL INFOCOMMUNICATION SYSTEM WITH DYNAMIC FEEDBACK
Epov A. E., Vedenkin D. A. ..... *

3а.3 ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДВАЖДЫ СТОХАСТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРИ ПОДГОНКЕ НА ОСНОВЕ ИМЕЮЩИХСЯ НАБЛЮДЕНИЙ
Васильев К. К., Дементьев В. Е., Андриянов Н. А. 497

3а.4 ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ С ПОМОЩЬЮ ИМПУЛЬСНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ
Бондарев В. Н., Сметанина Т. И. 504

3а.5р МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ СПЕЦИАЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ СИСТЕМ ТРАНСЛЯЦИОННЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ РЕКУРРЕНТНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ
Сныткин И. И., Балюк А. А., Енин Н. Н. 511

3а.6р ПОСТРОЕНИЕ МОБИЛЬНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЕЙ В СРЕДАХ РАСПРОСТРАНЕНИЯ С ПЛОСКИМИ НЕОТРАЖАЮЩИМИ ГРАНИЦАМИ
Кудрявченко И. В. 516

3а.7р ОБЕСПЕЧЕНИЕ ТРЕБОВАНИЙ О ЗАЩИТЕ ИНФОРМАЦИИ, НЕ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ГОСУДАРСТВЕННУЮ ТАЙНУ, В СВЯЗИ С ПРОЕКТОМ ИЗМЕНЕНИЙ В ПРИКАЗ ФСТЭК № 17
Дементьев В. Е., Андриянов Н. А. 523

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3а.8р СИСТЕМА ДИАГНОСТИКИ МАТЕРИНСКИХ ПЛАТ ПЕРСОНАЛЬНЫХ КОМПЬЮТЕРОВ
Кузьменко В. А., Редькина Е. А. 529

3а.9р МОДЕЛИ И МЕТОДЫ РАСЧЕТА РАЙОНА ВЕРОЯТНОГО МЕСТОНАХОЖДЕНИЯ ОБЪЕКТОВ ПОИСКА И СПАСАНИЯ ПРИ ДРЕЙФЕ НА МОРЕ
Селезень Я. Ю. ..... *

3а.10р ПРИМЕНЕНИЕ КОНТРОЛЛЕРОВ СЕМЕЙСТВА КМХ32 ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ НА БОРТУ ЛЕГКИХ И БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ
Тарасенко В. М. 534

3а.11р МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ИЗОБРАЖЕНИЙ. Часть 1. Быстрые многопараметрические преобразования
Мартюгин С. А. 539

3а.12р МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ИЗОБРАЖЕНИЙ. Часть 2. Внедрение цифровых водяных знаков в изображения
Мартюгин С. А. 546

3а.13р МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ИЗОБРАЖЕНИЙ. Часть 3. Шифрование изображений
Мартюгин С. А. 551

3а.14р ЗАКРЫТИЕ РЕЧИ ПУТЕМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛЬНОГО БАЗИСА
Дегтярев А. Н., Дочинец Е. А., Харитонов В. Ф. 557

3а.15р ГИПОТЕЗА О ГРАНИЦЕ К. ШЕННОНА
Дегтярев А. Н., Мирянова В. Н. 562

3а.16р РАЗРАБОТКА БОРТОВОГО ФОРМИРОВАТЕЛЯ СИГНАЛОВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ БЕЗЭКИПАЖНЫМ СУДНОМ
Михайлюк Ю. П., Афонин И. Л., Иськив В. М., Головин В. В., Щекатурин А. А., Цулеев А. А. 568

3а.17р ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ЛОКАЛИЗАЦИИ В RFID СИСТЕМАХ КОНТРОЛЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ ОБЪЕКТОВ
Лукьянчиков А. В. 574

* Материалы доклада не поступили в Оргкомитет к моменту формирования сборника и опубликованы в дополнительном 9-м томе при условии их получения Оргкомитетом не позднее 30 сентября 2017 г.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Decrease of the error, introduced on-board equipment of command-measurement system in determination inclined distant to the spacecraft

Bulgakov N.N., Krivoshein A.A., Nagornyh D.N.,
Alybin V.G., Siomochkin A.S., Pavlov G.B.
S.C. «Russia space systems»
Moscow, 111250, Russian Federation
otdelenie17@spacecorp.ru

Abstract: *Method of calibration the phase time delay of distant measurement signal from temperature of the thermostable plate and from input range-finder signal power is suggested and realized for decrease of error measurement of the inclined distant to the spacecraft. This factors consideration allow reduce error of the measurement inclined distant bring in on-board equipment to ± 0,5 ns.*

Keywords: *measurement of the inclined distant, error of the phase time delay, reseive-transmitter, spacecraft.*

Уменьшение погрешности, вносимой бортовой аппаратурой командно-измерительной системы в определение наклонной дальности космического аппарата

Булгаков Н.Н., Кривошеин А.А., Нагорных Д.Н., Алыбин В.Г.,
Сёмочкин А.С., Павлов Г.Б.
АО «Российские космические системы»
г. Москва, 111250, Российская Федерация
otdelenie17@spacecorp.ru

Аннотация: *Для уменьшения аппаратурной погрешности измерения наклонной дальности космического аппарата с помощью командно-измерительной системы предложен и реализован способ калибровки измерения времени задержки дальномерного сигнала в зависимости от температуры термостабилизированной плиты и от мощности входного дальномерного сигнала. Учёт этих факторов позво-*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

ляет снизить погрешность измерения наклонной дальности, вносимую бортовой аппаратурой, до значения ± 0,5 нс.

Ключевые слова: *измерение наклонной дальности, погрешность времени фазовой задержки, приемно-передающеее устройство, космический аппарат.*

1. Введение

В связи с повышением требований к точности определения координат потребителей через навигационные космические аппараты (КА) существенно возросли требования к точности поддержания их на расчетной орбите и, соответственно, к точности измерения их текущих навигационных параметров (ИТНП) и, в первую очередь, – наклонной дальности.

Наряду с этим существенную роль стали играть экономические соображения при реализации технических предложений по увеличению точности ИТНП. В частности, многопунктовый метод ИТНП, при котором в его процессе участвуют несколько наземных станций командно-измерительной системы (НС КИС) и при этом обеспечивается наивысшая точность ИТНП, признаётся непозволительной роскошью [1]. Поэтому при однопунктовом или квазиоднопунктовом методе требования к точности определения наклонной дальности возрастают, и в настоящее время находится в пределах (1 – 3) дм.

Для выполнения этих требований необходимо обеспечить учёт всех систематических погрешностей и свести к минимуму некоррелируемые, чаще всего медленно изменяющиеся флуктуационные погрешности ИТНП.

Принципы ИТНП в запросном режиме заключаются в передаче входного дальномерного сигнала (ВДС) с НС КИС на находящуюся на КА бортовую аппаратуру (БА) КИС, осуществляющую его ретрансляцию; ответный дальномерный сигнал принимается на НС КИС и по времени, прошедшем между передачей и приёмом НС КИС ВДС, осуществляется определение наклонной дальности.

В беззапросном режиме дальномерный сигнал формируется на КА в БА КИС и передаётся в НС КИС, при этом время его передачи определяется с помощью сверки наземной и бортовой шкал времени.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

Среди целого ряда имеющих место типов погрешностей ИТНП – методических, шумовых, аппаратурных, атмосферных, погрешностей электромагнитной совместимости, геодезической и временной привязок наибольший вклад в бюджет погрешностей в настоящее время вносят флюктуации атмосферных, аппаратурных погрешностей и погрешностей временной привязки (последний тип погрешности – только в беззапросном режиме ИТНП). Благодаря реализации ряда мероприятий по уменьшению непредвиденных изменений измеряемых параметров и учёту систематических погрешностей значения каждого типа основных погрешностей ИТНП удалось привести к величинам порядка нескольких дм (до 1 м). Проблемой дальнейшего увеличения точности ИТНП является решение вопросов по уменьшению каждого из трёх упомянутых типов погрешностей.

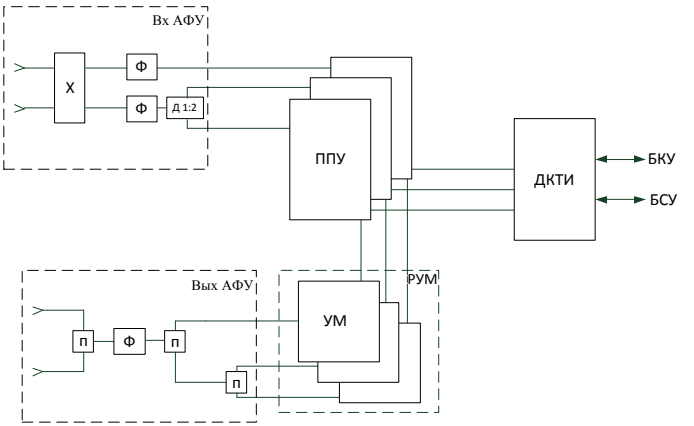
Данная работа посвящена вопросам уменьшения аппаратурных погрешностей в БА КИС при измерении наклонной дальности в запросном режиме ИТНП.

2. Устройство БА КИС для КА и способы измерения ИНТП КА

На рис. 1 представлена структурно-функциональная схема БА КИС, которая может обеспечить проведение ИТНП в запросном режиме.

В запросном режиме ИТНП БА КИС в формировании аппаратурной погрешности участвуют входное и выходное АФУ с фильтрами (Ф), трактами и переключателями (П), ППУ в виде приёмной и передающей его частей и резервированного усилителя мощности (РУМ). Из-за протяженности трактов и приборов, функциональных узлов, величина аппаратурной погрешности и медленных флуктуаций $\tau_{зад}$ может быть большой, однако при таком методе ИТНП отсутствуют геодезическая и временная погрешности т.к. пункты выдачи и приёма дальномерного сигнала совпадают.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



ДКТИ – дешифратор командной и телеметрической информации
АФУ – антенно-фидерное устройство
БКУ – бортовой комплекс управления
БСУ – бортовое синхронизующее устройство
УМ – усилитель мощности
Д 1:2 – делитель мощности 1:2

Рис. 1. Структурно-функциональная схема БА КИС

Fig. 1. Structural-functional diagram OBECMS

3. Экспериментальные исследования погрешностей ИТНП

Исследованию подлежали зависимости $\tau_{зад}$ от температуры термостабилизированной плиты, на которой размещены приборы БА КИС, и от мощности $P_{вх}$ ВДС. Зависимость $\tau_{зад}$ от температуры уже обсуждалась ранее [1], и первые исследования были проведены в [2], которое показали, что изменения $\Delta\tau_{зад}$ могут составлять величину порядка единиц нс. Однако эти исследования проводились при одном уровне $P_{вх}$. Учитывая, что в течение полёта КА $P_{вх}$ ВДС может существенно меняться (на величину порядка (50 – 60) дБ), впервые предложено исследовать величины изменения $\tau_{зад}$ от изменения как температуры приборов БА КИС, так и от $P_{вх}$ ВДС. Представляет также интерес исследовать изменение $\Delta\tau_{зад}$ при изменении

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

конфигурации БА КИС, при котором включаются разные резервируемые комплекты приборов БА КИС. На необходимость учёта смены конфигурации приборов для точного определения $\tau_{зад}$ также указано в [1].

Для проведения измерений $\tau_{зад}$, (схема БА КИС показана на рис. 1), БА КИС испытывалась в термокамере, в которой температура с требуемым временем выдержки устанавливалась в рабочем диапазоне температур от минус 20 до плюс 50ºС. Время фазовой задержки измерялось с помощью контрольно-проверочной аппаратуры при уровнях ВДС от минус 150 до минус 90 дБВт, что соответствует рабочему диапазону ВДС БА КИС.

$P_{вх}$ ВДС устанавливалась в пределах от порога чувствительности ППУ до максимального значения, при котором АРУ в ППУ выполняет свою функцию. Зависимости изменения $\Delta\tau_{зад}$ от величины $P_{вх}$ ВДС при разных значениях температуры для трёх разных ППУ, подключаемых к одному и тому же УМ, показаны на рис. 2, а зависимости изменения $\Delta\tau_{зад}$ от температуры при трёх значениях ВДС показаны на рис. 3. Абсолютные значения $\tau_{зад}$ для каждой из девяти конфигураций БА КИС представлены в таблице 1 и соответствуют режимам, для которых $\Delta\tau_{зад}$=0 ($P_{вх}$ = –110дбВт, Т = 25ºС).

Табл. 1. Абсолютные значения $\tau_{зад}$ (нс) БА КИС для разных конфигураций

Table 1. Absolute sences $\tau_{зад}$ (ns) OBECMS for the different configurations

УМ / АМР / ППУ / R-Т	УМ1 АМР1	УМ2 АМР2	УМ3 АМР3
ППУ 1 R-Т1	282,1	286,0	288,6
ППУ 2 R-Т2	281,8	286,3	288,5
ППУ 3 R-Т3	281,2	285,7	289,0

При всех измерениях Δτзад применялась статистическая обработка результатов измерений, заключающаяся в определении максимума корреляционной функции в виде $\Delta\tau_{зад} = \frac{\sum_1^n \tau_{задi}}{n}$, где $\Delta\tau_{задi}$ – значение измене-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ния $\Delta\tau_{зад}$ при i-том измерении, где i меняется от 1 до n. При этом n имеет порядок 1000. Точность определения $\Delta\tau зад$ повышается с увеличением n.

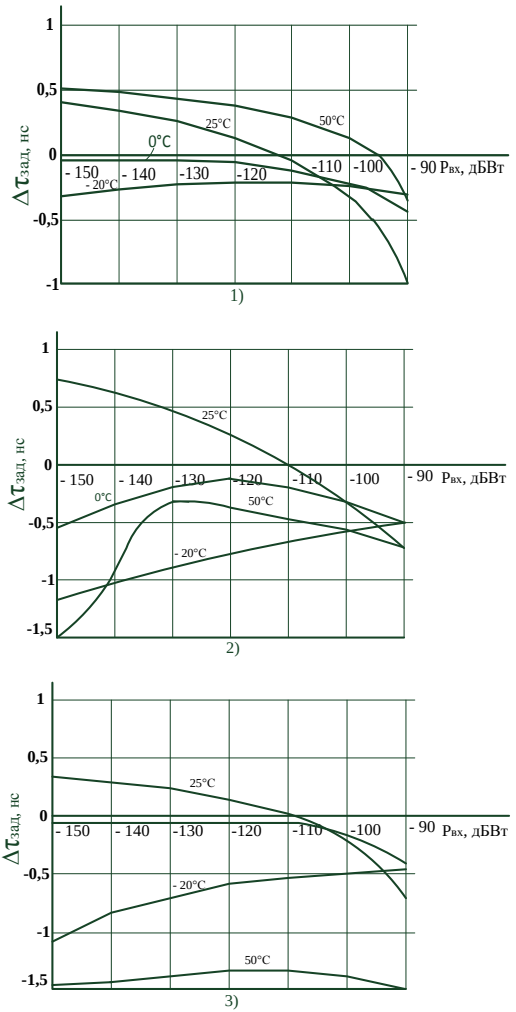


Рис.2. Зависимость $\Delta\tau_{зад}$ БА КИС от мощности ВДС
при одном и том же УМ и
1) – ППУ 1, 2) – ППУ 2, 3) – ППУ 3
Fig. 2. Dependence $\Delta\tau_{зад}$ UCIS from IRFS Power by the same Amp and:
1) – R-T1, 2) – R-T2, 3) –R-T3

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Из рис. 2 и 3 и табл. 1 можно сделать следующие выводы.

Зависимость $\Delta\tau_{зад}$ от температуры более сильная, чем от мощности ВДС, и если измерить в качестве калибровки $\tau_{зад}$ при одном значении температуры (например, при Т = 25ºС) и при одном значении $P_{вх}$ ВДС, то в диапазоне изменения температур от минус 20 до плюс 50ºС и $P_{вх}$ ВДС от 150 до минус 90 дБВт величина $\Delta\tau_{зад}$ может достигать для разных конфигураций БА КИС до 2 нс, что эквивалентно аппаратурной погрешности определения наклонной дальности порядка 60 см.

Как видно из рис. 2 и 3, существует область ВДС, в которой $\tau_{зад}$ сравнительно мало изменяется как от величины ВДС, так и от температуры.

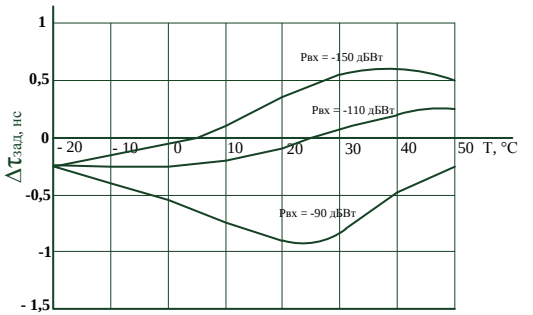
При малой $P_{вх}$ ВДС, вероятнее всего зависимости $\tau_{зад}$ от ВДС невелика, однако возрастает погрешность её определения даже при использовании статического метода измерения $\tau_{зад}$.

Можно рекомендовать способ уменьшения погрешности определения наклонной дальности до КА, который сводится к градуировке на земле зависимости $\tau_{зад}$ от $P_{вх}$ ВДС и температуре с занесением в формуляр БА КИС двух-четырех значений $\tau_{зад}$ при разных ВДС и температур для каждой из конфигураций БА КИС. При этом во время полёта КА можно по телеметрической информации учесть изменения $\tau_{зад}$ в окрестностях этих калибровочных точек. Используя такой способ определения $\tau_{зад}$, можно обеспечить точность её определения в пределах ± 0,5 нс.

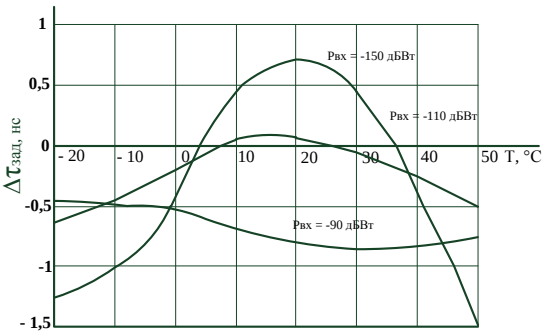
4. Заключение

Предложены способы уменьшения аппаратурной погрешности измерения текущих навигационных параметров КА, заключающиеся в учете влияния на величину фазовой задержки ВДС в запросном методе ИТНП не только температуры, но и величины ВДС. Даны рекомендации по учёту влияния ВДС при определении $\tau_{зад}$ для БА КИС во время полёта КА и уменьшения погрешности $\tau_{зад}$, вносимой медленными флуктуациями температуры и ВДС: градуировка $\tau_{зад}$ при разных величинах ВДС и разных температурах. В предложенном способе точность определения $\tau_{зад}$ ± 0,5 нс обеспечивается для каждой конфигурации БА КИС двумя – четырьмя калибровочными точками.

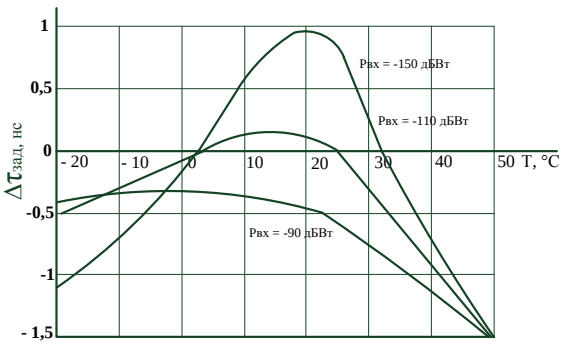
Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



1)



2)



3)

Рис.3. Зависимости $\Delta\tau_{зад}$ БА КИС от температуры термостабилизированной плиты при одном и том же УМ, подключаемом к:
1) – ППУ 1, 2) – ППУ 2, 3) – ППУ 3

Fig. 3. Dependence $\Delta\ \tau_{зад}$ from temperature of the termostable plate by the same Amp, commutated to:
1) – R-T1, 2) – R-T2, 3) –R-T3

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

Список литературы

[1] Урличич Ю.М. , Ежов С.А., Жодзишский А.И., Круглов А.В., Махненко Ю.Ю. Современные технологии навигации геостационарных спутников – труды ФГУП «РНИИКП», М. ФИЗМАТЛИТ. 2006 – 280 с.

[2] Павлов Г.Б., Соколов В.П., Алыбин В.Г. «Экспериментальные исследования температурных нестабильностей при измерении временной задержки сигналов в бортовой аппаратуре командно-измерительных систем». Будущее российской космонавтики в инновационных разработках молодых специалистов. Материалы научно-практической конференции 2 – 4 апреля 2012 года – Королёв. Московская обл. НОУ ДПО «НПК Машприбор» 2013 г, с. 27 – 30.

References

[1] Urlichich Y.M., Ezov S.A., Godzishsky A.I., Kruglov A.V., Machnenko Y.Y. [Modern technology of geostationary spacecrafts navigation]. *Trudy FGUP «RNIIKP»*, Moscow *Fizmatlit*, 2006, 280 p. (in Russian).

[2] Pavlov G.B., Sokolov B.P., Alybin V.G. [Experimental research of temperature instables by measure signals time delay, in unboard equipment of command-measurement systems]. *Buduchee rossiyskoy kosmonavtiki v innovationnych razrabotkach molodych specialistov. Materialy nauchno-prakticheskoy konferencii. Koroliov, Moscovskaj obl. 2 – 4 aprely 20112 . NOU DPO «NPK Mashpribor»*, 20B, 27 – 30 pp. (in Russian).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Evaluation of effective data transmission rate on WiFi-networks in the presence of collisions

Viktor S. Chernega
Sevastopol State University
Sevastopol, 299053, Russian Federation
v_chernega@rambler.ru

Abstract: *Here is represented the analysis of the throughput WiFi networks for 802.11n operating in the infra-structure mode, and are represented the expressions for evaluation of effective data transmission rate in the WiFi networks taking into account repeated transmission of frames at the expense of collisions and errors in the accepted frames and also dependence of effective speed on probability of repeated transmission in case of different field length of the useful information.*

Keywords: *network 802.11n, infrastructure mode, data and transport layer, collisions, throughput.*

Оценка эффективной скорости передачи данных в WiFi-сетях при наличии коллизий

Чернега В.С.
Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация,
v_chernega@rambler.ru

Аннотация: *Проведен анализ способов повышения пропускной способности WiFi-сетей стандартов IEEE 802.11n, функционирующих в инфраструктурном режиме. Приведены формулы для оценки эффективной скорости передачи данных в указанных сетях с учетом повторной передачи кадров за счет коллизий и наличия ошибок в принятых кадрах, а также зависимости эффективной скорости от вероятности повторной передачи при различной длине поля полезной информации.*

Ключевые слова: *сеть 802.11n, инфраструктурный режим, канальный и транспортный уровень, коллизии, пропускная способность.*

1. Введение

Реальная пропускная способность компьютерных WiFi-сетей на транспортном уровне существенно отличается от скорости передачи на

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

физическом уровне. Снижение пропускной способности связано с необходимостью передачи служебной информации, введением обязательных технологических пауз между кадрами, а также необходимостью повторной передачи кадров в случае возникновения коллизий или ошибок при передаче. Проблемам теоретического расчета и измерения реальной пропускной способности в WiFi компьютерных сетях на транспортном уровне посвящен ряд публикаций [1,2]. Однако в этих работах определяется пропускная способность при условии отсутствия повторных передач кадров за счет коллизий и ошибок. В работе [3] проведена оценка пропускной способности WiFi-сетей при наличии коллизий при условии насыщенных сетей, характерных для беспроводных сетей крупных организаций и предприятий. Расчетные соотношения, приведенные в статье, громоздки и мало пригодны для практического использования.

Целью настоящей статьи является оценка реальной пропускной способности WiFi-сетей стандартов IEEE 802.11 n малых офисов и домашних сетей на канальном и транспортном уровнях эталонной модели взаимодействия открытых систем при наличии коллизий и повторной передачи кадров.

2. Оценка времени передачи кадров

В современных беспроводных сетях стандарта IEEE 802.11n за счет расширения полосы канала с 20 до 40 МГц и увеличения количества несущих OFDM сигналов с 48 до 53, а также применения пространственного разделения потоков данных и уменьшения в два раза защитных интервалов между символами скорость передачи сигналов на физическом уровне возросла более чем на порядок по сравнению с сетями стандарта IEEE 802.11g, в частности, с 54 Мбит/с до 600 Мбит/с. Однако рост пропускной способности на канальном уровне в сетях IEEE 802.11n при этом повысился по сравнению канальным уровнем сетей IEEE 802.11g всего лишь на 15%. Поэтому, для повышения пропускной способности в стандарте IEEE 802.11n на канальном уровне предусмотрено несколько способов [4]:

а) передача группы кадров с уменьшенной, по сравнению с короткой межкадровой паузой SIFS, межкадровой паузой (RIFS) и одним подтверждением безошибочного приема всей группы;

б) агрегированная передача кадров без межкадровых пауз с запросом группового подтверждения приема;

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

в) агрегированная передача кадров без межкадровых пауз с одним кадром подтверждения правильности приема агрегированного блока с неявным запросом подтверждения.

Для беспроводных сетей малых офисов характерно состояние ненасыщенной сети, при котором буферы передачи редко оказываются заполненными одновременно во всех беспроводных станциях сети. Однако в процессе обмена кадрами не исключаются коллизии и ошибочный прием кадров. При этом предполагается, что вероятность повторных коллизий и вероятность приема двух подряд ошибочных кадров пренебрежимо мала.

Эффективная скорость передачи данных между двумя клиентскими станциями сети с ретрансляцией через точку доступа при передаче группы кадров или их агрегировании на канальном и транспортном уровнях, определяется количеством полезной информации в битах N_B, выдаваемой получателю за время сеанса связи в секундах T_S, т.е.

$$V_{eff} = N_B / T_S. \quad (1)$$

Процедура сеанса связи по транспортному протоколу TCP между двумя клиентскими станциями STA-1 и STA-2 через точку доступа AP включает фазу установления соединения между источником и получателем, фазу передачи данных, фазу закрытия и разъединения. С учетом этого время сеанса связи представляется в следующем виде:

$$T_S = T_C + T_B + T_{FIN}, \quad (2)$$

где T_C — время фазы установления соединения; T_B — время передачи блока информационных пакетов данных; T_{FIN} — время фазы завершения и разъединения.

В связи с тем, что за время сеанса связи передается большое число информационных пакетов (>1000), то временем, затрачиваемым на установку соединения и на его завершение, можно пренебречь ввиду его малости. В этом случае время сеанса связи при передаче n блоков данных с укороченной межкадровой паузой определяется следующим выражением:

$$T_S \approx T_B = 2(T_{DIFS} + T_{BO} + nT_{DATA} + nT_{RIFS} + T_{BAR} + T_{SIFS} + T_{BA}), \quad (3)$$

где T_{DIFS}, T_{SIFS} и T_{RIFS} — время межкадровых пауз DIFS, SIFS и RIFS соответственно; T_{BO} — время обратного отсчета; T_{BAR} — время передачи кадра запроса подтверждения приема блока кадров; T_{BA} — время передачи кадра подтверждения группового приема BA.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Станция, отправившая очередной кадр получателю, ожидает в течение определенного временного интервала кадра подтверждения правильности его приема. При искажении переданного кадра вследствие коллизии или при обнаружении в нем ошибок, получатель не посылает кадра подтверждения и станция отправитель вынуждена повторить предыдущий информационный кадр снова. Время сеанса связи в этом случае оценивается следующим образом:

$$T_S \approx T_B + P_R T_B = T_B(1+P_C+P_E-P_C P_E), \quad (4)$$

где P_R — вероятность повторной передачи блока кадров; P_C — вероятность коллизии кадров; P_E — вероятность ошибочного приема кадра, равная вероятности ошибки приема OFDM-сигнала.

В многоквартирных домах в настоящее время практически в каждой квартире имеется собственная беспроводная компьютерная сеть и по причине их высокой плотности ряд из них работают на одной и той же несущей частоте, создавая помехи соседним сетям. За счет искажения символов возрастает вероятность ошибочного приема кадров, вероятность которого зависит от отношения сигнал/помеха. Для оценки P_E на практике целесообразно воспользоваться зависимостями вероятности ошибочного приема OFDM-сигнала от отношения энергии сигнала к спектральной плотности помехи ρ_0, приведенными в [5].

Передача кадров данных на транспортном уровне, запроса подтверждения и подтверждения приема рассчитываются по следующим формулам [2]:

$$T_{DATA}=T_{PR}+T_{SIG}+T_{EX}+T_{SYM}(N_{SERV}+N_{TAIL}+$$

$$+8(H_{MAC}+H_{SNAP}+H_{IP}+H_{TCP}+N_{DATA}))/N_{DBPS}; \quad (5)$$

$$T_{BAR}=T_{PR}+T_{SIG}+T_{EX}+8T_{SYM}\cdot N_{BAR}/N_{DBPS}; \quad (6)$$

$$T_{BA}=T_{PR}+T_{SIG}+T_{EX}+8T_{SYM}\cdot N_{BA}/N_{DBPS}. \quad (7)$$

где T_{PR} — длительность преамбулы кадра, причем длительность короткой преамбулы равна 16 мкс; T_{PH} — длительность заголовка на физическом уровне, равная при OFDM 4 мкс; T_{SIG} — длительность поля SIGNAL; T_{EX} — длительность сигнального расширения, равная 6 мкс; T_{SYM} — длительность одного OFDM символа; N_{SERV} — количество битов поля SERVICE; N_{DBPS} — количество битов на OFDM сигнал; N_{Tail} — размер поля хвостовика Tail в битах; N_{BAR} и N_{BA} — размер кадров в байтах, равных соответственно 26 и 34 байтам.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Время, затрачиваемое на передачу агрегированного пакета кадров, состоящего из кадров RTS и CTS, разделенных межкадровым интервалом SIFS, *n* кадров агрегированных данных A-MPDU, и кадра подтверждения группового приема BA на канальном уровне, определяется по формуле:

$$T_{S2}=2(T_{DIFS}+T_{BO}+T_{RTS}+3T_{SIFS}+T_{CTS}+nT_{AMPDU}+T_{BA}), \qquad (8)$$

где T_{AMPDU} — время передачи блока данных с дополнительным заголовком длиной 4 байта.

Длительность кадров запроса агрегированной передачи RTS и ее подтверждения CTS рассчитывается по формулам:

$$T_{RTS}=T_{PR}+T_{SIG}+T_{EX}+8T_{SYM}\cdot N_{RTS}/N_{DBPS}; \qquad (9)$$

$$T_{CTS}=T_{PR}+T_{SIG}+T_{EX}+8T_{SYM}\cdot N_{CTS}/N_{DBPS}. \qquad (10)$$

На транспортном уровне время передачи агрегированного блока увеличивается дополнительно на время передачи подтверждения на транспортном уровне, рассчитываемого по формуле:

$$T_{ACK\text{-}TCP}=T_{PR}+T_{SIG}+T_{EX}+T_{SYM}(N_{SERV}+N_{TAIL}+$$
$$+8(H_{MAC}+H_{SNAP}+H_{IP}+H_{TCP}))/N_{DBPS}. \qquad (11)$$

3. Практические результаты

На рис.1 показаны графики зависимостей пропускной способности на канальном и транспортном уровнях от размера поля данных при различных вероятностях ошибочного приема при передаче блока кадров с укороченной паузой, рассчитанные по формулам (4-7), а на рис. 2 — графики зависимостей пропускной способности на транспортном уровне от размера поля данных при различных вероятностях ошибочного приема, рассчитанные по формулам (4-11), при условии, что полоса пропускания канала равна 20 МГц и используется один пространственный поток, а временные интервалы имеют следующие значения: T_{BO} = 7,5 мкс; T_{DIFS} = 28 мкс; T_{SIFS} = 10 мкс; T_{RIFS} =2 мкс; T_{PR} = 16 мкс; T_{PH} = 4 мкс; T_{EX}=6 мкс при количестве битов, содержащихся в сигнальном символе N_{DBPS}=288.

На рис. 3 изображены зависимости пропускной способности на канальном уровне на участке Клиент-Точка доступа-Клиент от количества блоков *n*, входящих в агрегированный пакет, с учетом ожидания подтверждения на транспортном уровне при различной вероятности коллизий.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

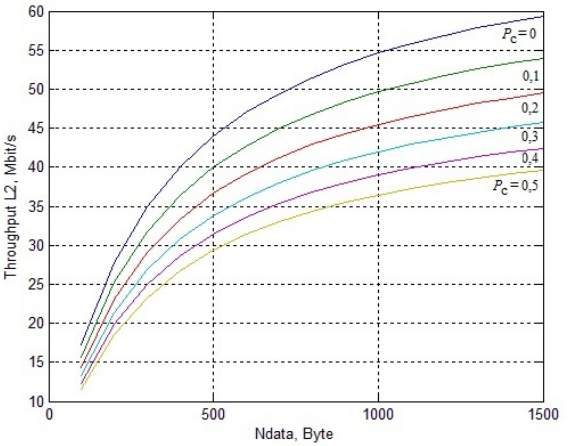


Fig. 1. Dependences of network transmission capacity of IEEE 802.11n at the channel (L2) level by transmission of the unit of frames with the shortened pause in case of different probabilities of collisions of *P*c

Рис. 1. Зависимости пропускной способности сети IEEE 802.11n на канальном (L2) уровне при передаче блока кадров с укороченной паузой при различных вероятностях коллизий *P*c

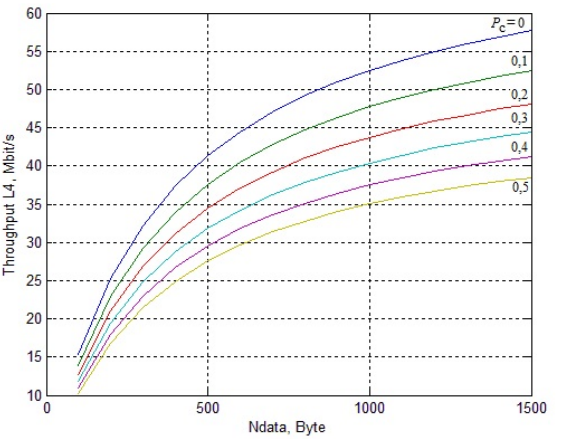


Fig. 2. Dependences of network transmission capacity of IEEE 802.11n at the transport (L4) level by transmission of the unit of frames with the reduced pause in case of different probabilities of collisions of *P*c

Рис. 2. Зависимости пропускной способности сети IEEE 802.11n на транспортном (L4) уровне при передаче блока кадров с укороченной паузой при различных вероятностях коллизий *P*c

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

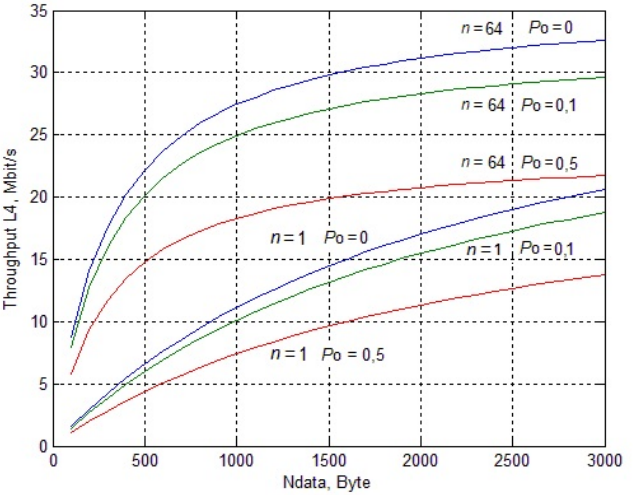


Fig. 3. Dependences of network transmission capacity of IEEE 801.11n at the data link layer from the number of the aggregated units in case of different probability of collisions of *P*c

Рис. 3. Зависимости пропускной способности сети IEEE 801.11n на канальном уровне от количества агрегированных блоков при различной вероятности коллизий *P*c

4 . Заключение

1. Получены выражения, позволяющие оценивать пропускную способность локальных сетей передачи данных стандарта IEEE 801.11n при работе с точкой доступа на канальном и транспортном уровнях при наличии коллизий и ошибок в принятых кадрах.

2. Приведены зависимости пропускной способности при агрегировании кадров от степени агрегации и длины поля полезной информации, от количества агрегированных блоков данных, а также от вероятности коллизий кадров.

Источники финансирования

Работа основана на результатах исследований, которые были проведены при частичной поддержке Минобрнауки РФ в базовой части государственного задания (номер госрегистрации:115 042 010 035).

Список литературы

[1] Чернега В. Пропускная способность транспортного уровня беспроводных локальных сетей IEEE 802.11g, функционирующих в инфраструктурном режиме // Международный журнал «Компьютинг». 2013. Т.1. №12. С.47-54.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[2] Чернега В.С. Оценка пропускной способности на канальном и транспортном уровнях сетей 802.11n, функционирующих в инфраструктурном режиме // Материалы 26-й международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». — Москва, Севастополь, 2016. — Т. 4: с.394-400.

[3] Bianchi G. Performance analysis of the IEEE 802.11 distributed coordination function. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. Volume 18 Issue 3, September 2006 Page 535-547.

[4] IEEE Std 802.11n -2009. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput.

[5] Ермолаев В.Т. Флаксман А.Г. Теоретические основы обработки сигналов в системах мобильной радиосвязи (Электронное методическое пособие) http://www.unn.ru/pages/e-library/methodmaterial/2010/56.pdf

[6] Vinkestijn A. Leistungsmessung im WLAN / Angelique Vinkestijn, Fabian Beck // Bachelorarbeit. HSR, 2013. — 182 S.

References

[1] Chernega V. Performance of a Transport Level of WLANS IEEE 802.11g Functioning in Infrastructural Mode] /V. Chernega // International Journal of "Computing". 2013, vol. 12, Issue 1, pp. 47-54. (in Ukrainian).

[2] Chernega V. Evaluation of throughput at the channel and transport levels 802.11n networks operates in infrastructure mode. Proceedings of the 26th International Conference “Microwave &Telecommunication Technology” (CriMiCo’2016) Sevastopol, Russia, 2016. - Volume 4: P.394-400. (In Russian).

[3] Bianchi G. Performance analysis of the IEEE 802.11 distributed coordination function. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. Volume 18 Issue 3, September 2006 Page 535-547.

[4] IEEE Std 802.11n -2009. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput.

[5] Ermolaev V.T., Flacsman A.G. Theoretical bases of signal processing in systems of a mobile radio communication (The electronic methodical manual) http://www.unn.ru/pages/e-library/methodmaterial/2010/56.pdf (In Russian).

[6] Vinkestijn A. Leistungsmessung im WLAN / Angelique Vinkestijn, Fabian Beck // Bachelorarbeit. HSR, 2013. — 182 S.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted out with the partial support of the Ministry of Education of the Russian Federation in the base part of the state task (State registration number: 115 042 010 035) .

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Time-domain representation of a signal backscattered from a passive RFID tag

Smirnov O.V., Bogatyrev E.A., Smolskiy S.M.
National Research University (MPEI)
14, Krasnokazarmennaya st., Moscow, Russia, 111250
oleg210591@mail.ru

Abstract: *At the present time, the main standard regulates the functioning of passive and semi-passive RFID is ISO/IEC 18000-6C. It dictates the usage of simple binary ASK and PSK modulation schemes based on a backscattering modulation principle. We set the goal of research of possible increase of communication rate via implementing modulation schemes that differ from recommended by ISO/IEC 18000-6C. In this work we introduce the time-domain representation of a signal backscattered from a passive RFID tag. It allows to us to formulate general requirements to RFID tag parameters to implement different kinds of modulation schemes in the tag-to-reader communication line.*

Keywords: *RFID, time-domain, backscattering, modulation, RFID tag, UHF.*

Представление сигнала, рассеиваемого пассивной радиометкой, во временной области

Смирнов О. В., Богатырёв Е. А., Смольский С.М.
Национальный исследовательский университет «МЭИ», ул. Красноказарменная, 14, 111250, Москва, Российская Федерация
oleg210591@mail.ru

Аннотация: *В настоящее время ISO/IEC 18000-6C является основным стандартом, регулирующим функционирование пассивных и полупассивных RFID меток. Он предписывает применение простейших бинарных видов модуляции типа ASK и PSK, реализуемых за счет применения эффекта модуляции обратного рассеяния. Основной задачей, решаемой авторами настоящей работы, является исследование возможности повышения скорости передачи данных в RFID системах за счет применения схем модуляции, отличных от рекомендованных ISO/IEC 18000-6C. В работе приводится новая форма записи сигнала, рассеиваемого пассивной радиометкой, представленная во временной области. Она позволяет сформулировать общие требования к параметрам метки для реализации различных видов модуляции в линии метка-считыватель.*

Ключевые слова: *RFID, модуляция обратного рассеяния, радиометка, рассеяние электромагнитных волн, РЧИД.*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Introduction

Only two kinds of binary modulation schemes (ASK, PSK) implements in RFID systems that functioning at 860-960 MHz at the tag-to-reader communication line for now. The use of these types of modulation is due to the ease of realization of the modulator at the tag side. Well known that the communication rate for such modulation schemes is pretty low and it is may not enough for some applications of RFID, e.g. for some sensors that use RFID as a communication interface with an information system. After analysis of different articles it was found that there are some authors who design modulators for more complex kinds of modulation at tag-to-reader communication line [1, 2, 3]. They use different math models of RFID system for the description of their modulators [2, 3].

The ease of the realization of the modulator at the tag side is based on backscattering modulation principle [4]. It results that the tag don't need to have its own oscillator for the generation of a carrier frequency. For communication, RFID tag uses a carrier of a signal transmitting from a reader. This carrier backscatters from tag antenna and receives at the reader side. The backscattering of a signal from antennas it is not something new it was discussed in several works [5, 6] but it started to use for communication properties since RFID development. Generally, the variation of load impedance yields to the variations of radar-cross section (RCS) of the antenna and it leads to the changes of parameters of the scattered, e.g. phase and amplitude.

There are several ways for description of RFID system functioning so it is necessary to choose the right model for it. Since we will talk about RFID as a communication system, we need to analyze the backscattered signal and transfer its definition from antenna theory to system theory.

2. Backscatter communication

The most common description of RFID system is a radar equation, where the tag is presented as an aim with RCS σ. One can calculate the power received by the reader via such equation:

$$P_{BS1,2} = \frac{P_T G_{R,T} G_{R,R}}{\left(4\pi r\right)^3} \sigma_{1,2}, \quad (1)$$

where P_T is the power of a signal that the reader transmits, $G_{R,T}, G_{T,R}$ is the gain of reader antenna in transmitting and receiving mode, r is the distance between

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

reader and tag, $\sigma_{1,2}$ is the RCS for one of the modulation states describing the transmitting bit.

From (1) one can see that the variation of scattering power is related with RCS variations. Such representation is not enough for RFID analysis due the fact that RCS of a tag it is an unknown variable here, but one can use the definition of RCS through load terms was presented in [5]

$$\sigma_{1,2} = \frac{\lambda^2 G_t^2}{4\pi}\left|A_S + \Gamma_{1,2}^*\right|^2. \quad (2)$$

Here λ is the wavelength, G_t is the tag antenna gain, $\Gamma_{1,2}^* = (Z_{1,2}^L - Z_a^*)/(Z_{1,2}^L - Z_a)$ is the complex conjugate reflection coefficient looking into the load with characteristic impedance $Z_{1,2}^L$ from the antenna with characteristic impedance Z_a, A_S is the structural component, determined by the structure of the tag antenna.

To eliminate the uncertainty, which is determined by A_S, it is convenient to use differential RCS [7]:

$$\Delta\sigma_{1,2} = \frac{\lambda^2 G_t^2}{4\pi}\left|\Gamma_1^* - \Gamma_2^*\right|^2. \quad (3)$$

This definition was introduced for analysis in RFID by Nikitin and it determines the vector difference between reflection coefficients of modulation states that compare. This term can also be used in optimization of power levels corresponding to different modulation states [8].

In addition to the power level analysis, there are some methods using quite difficult mathematical apparatus of loaded antenna scattering in the frequency domain [5, 6, 1, 8]. It operates with plane waves spreading at far field. It can also apply for RFID systems because their typical operating distances are more than the border of the far field for RFID. This mathematical apparatus defines the scattered field as [8]:

$$\vec{E}_s\left(Z_L\right) = \vec{E}_S\left(Z_a^*\right) + \Gamma^* \frac{\vec{I}\left(Z_a^*\right)}{\vec{I}_a}\vec{E}_i. \quad (4)$$

The first term $\vec{E}_s\left(Z_a^*\right)$ corresponds to the antenna structural mode when the antenna is terminated at load Z_a^*. The second term denotes the antenna mode

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

and depends on the connected (to the antenna) load impedance. $\vec{I}\left(Z_a^*\right)$ is the current induced by the incoming field at the tag antenna terminals, when the tag is terminated at the load Z_a^* and $\vec{I}_a$ is a current at the tag antenna terminals. $\vec{E}_i$ is an incident field. This equation may be rewritten to more obvious form [1]:

$$\vec{E}_s = -j\frac{\eta}{4\lambda R_a^T}\vec{h}_T^t\vec{E}_i\vec{h}_T^r\frac{e^{-j\beta r}}{r}\left(A_s + \Gamma^*\right), \tag{5}$$

where $\eta = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ is the impedance of the medium, R_a^T is the real part of tag antenna impedance, $\vec{h}_T^r$ and $\vec{h}_T^t$ is the effective high of tag in radiation and transmission mode respectively, $\vec{E}_i$ is an incident field and $\beta = 2\pi/\lambda$ is the propagation constant.

3. Backscattered signal analysis in time-domain

To introduce the time-domain representation of a signal backscattered from a passive RFID tag we rely on Shlivinski et al. [9]. Here the analysis both in time and frequency domain is presented. The expressions below are the result of an analysis of the [9], correlated with the description of the scattered field considered in [5, 6]

3.1. Frequency basis

In frequency domain the field scattered from the tag can be expressed as follows:

$$\vec{E}_s\left(\vec{r},\omega\right) = -\left(\frac{\mu}{8\pi r}\right)^2\frac{e^{2j\beta r}}{R_a^T}\left(A_S\left(\omega\right)+\Gamma^*\left(\omega\right)\right)\frac{1-\Gamma_R^t\left(\omega\right)}{2Z_0^R}\times \\ \times V_g\left(\omega\right)\vec{h}_R^t\left(\hat{\vec{r}}_{RT},\omega\right)\vec{h}_T^r\left(\hat{\vec{r}}_{RT},\omega\right)\vec{h}_T^t\left(\hat{\vec{r}}_{TR},\omega\right). \tag{6}$$

$\Gamma^t\left(\omega\right)$ is the reflection coefficient looking into the generator of radiating antenna circuit (reader). These generator excites the circuit with the current $I^+\left(\omega\right) = V_g\left(\omega\right)/2Z_0^R$, where Z_0^R is the characteristic impedance of the transmission line of the reader. Total current in circuit expressed as $I\left(\omega\right) = \left[1-\Gamma^t\left(\omega\right)\right]I^+\left(\omega\right)$. Fourier transform of $\left[1-\Gamma^t\left(\omega\right)\right]\vec{h}_R^t\left(\hat{\vec{r}}_{RT},\omega\right)$ cor-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

responds to the far-field impulse response of the transmitting system looking at the $\vec{r}_{RT}$ direction at the distance $\left|\hat{\vec{r}}_{RT}\right|$.

3.2. Time-domain analysis

To determine the time-domain representation of a scattered field we have to use the inverse Fourier transform of frequency dependent functions of (6)

$$\vec{E}^s\left(\vec{r},t\right)=-\frac{1}{R_a^t}\left(\frac{\mu}{8\pi r}\right)^2[\hat{\vec{h}}_R^t\left(\hat{\vec{r}}_{RT},\cdot\right)\circ\hat{\vec{h}}_T^r\left(\hat{\vec{r}}_{RT},\cdot\right)\circ\hat{\vec{h}}_T^t\left(\hat{\vec{r}}_{TR},\cdot\right)\circ$$
$$\circ\left(\hat{A}_S\left(\cdot\right)+\hat{\Gamma}^*\left(\cdot\right)\right)\circ\frac{1-\hat{\Gamma}^t\left(\cdot\right)}{2Z_0^R}\circ\hat{V}_g\left(\cdot\right)]\left(t-t_g-t_{scat}-\frac{\hat{\vec{r}}_{RT}}{c}-\frac{\hat{\vec{r}}_{TR}}{c}\right). \quad (7)$$

Here we use the notation $\left[f\left(\cdot\right)\circ g\left(\cdot\right)\right]\left(t\right)=\int f\left(t'\right)\circ g\left(t-t'\right)dt'$. Subscript $\hat{}$ denotes the inverse Fourier transform of corresponding function from (6). Time delay of signal propagation from reader-to-tag and tag-to-reader established by the ratio $\hat{\vec{r}}_{RT}/c$ and $\hat{\vec{r}}_{TR}/c$ respectively. t_g is the time delay along the input line of radiating antenna circuit and t_{scat} is the time delay for the tag circuit.

Similarly to the far-field impulse response of the transmitting system we can distinguish the impulse response of the tag for the scattering mode:

$$\hat{\vec{h}}_T^{scat}\left(\hat{\vec{r}}_{TR},t\right)=\left[\hat{\vec{h}}_T^t\left(\hat{\vec{r}}_{TR},\cdot\right)\circ\left(\hat{A}_S\left(\cdot\right)+\hat{\Gamma}^*\left(\cdot\right)\right)\right]\left(t-t_{scat}\right). \quad (8)$$

This term can be used for analysis of scattering characteristics of the tag.

Shlivinski determines the relation between transmitting and receiving effective heights of antenna as $\hat{\vec{h}}^t\left(\hat{\vec{r}},t\right)=2\partial_t\hat{\vec{h}}^r\left(\hat{\vec{r}},t\right)$, where ∂_t is the differentiation operator. Using this relation we can rewrite (7) to:

$$\vec{E}^s\left(\vec{r},t\right)=-\frac{1}{R_a^t}\left(\frac{\mu}{8\pi r}\right)^2[\hat{\vec{h}}_R^r\left(\hat{\vec{r}}_{RT},\cdot\right)\circ\hat{\vec{h}}_T^r\left(\hat{\vec{r}}_{RT},\cdot\right)\circ\hat{\vec{h}}_T^t\left(\hat{\vec{r}}_{TR},\cdot\right)\circ$$
$$\circ\frac{d}{dt}\left(\left(\hat{A}_S\left(\cdot\right)+\hat{\Gamma}^*\left(\cdot\right)\right)\circ\frac{1-\hat{\Gamma}^t\left(\cdot\right)}{Z_0^R}\circ\hat{V}_g\left(\cdot\right)\right)]\left(t-t_g-t_{scat}-\frac{\hat{\vec{r}}_{RT}}{c}-\frac{\hat{\vec{r}}_{TR}}{c}\right). \quad (9)$$

From (9) one can see that scattered signal is proportional to the derivative of the transmitting signal. We know that $\vec{V}_{oc}\left(\hat{\vec{r}},\omega\right)=-\vec{E}_0\left(\omega\right)\cdot\vec{h}^r\left(\hat{\vec{r}},\omega\right)$ is the

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

open-circuit voltage, where $E_0(\omega)=\vec{E}(\vec{r},\omega)$. Similarly to (9) we can express the equation for the open-circuit voltage induced at the terminals of the reader.

$$\vec{V}_{OC}(\vec{r},t)=\frac{1}{R_a^t}\left(\frac{\mu}{8\pi r}\right)^2[\hat{\vec{h}}_R^r\left(\hat{\vec{r}}_{RT},\cdot\right)\circ\hat{\vec{h}}_R^r\left(\hat{\vec{r}}_{RT},\cdot\right)\circ\hat{\vec{h}}_T^r\left(\hat{\vec{r}}_{RT},\cdot\right)\circ\hat{\vec{h}}_T^t\left(\hat{\vec{r}}_{TR},\cdot\right)\circ$$
$$\circ\frac{d^2}{dt^2}\left(\left(\hat{A}_S(\cdot)+\hat{\Gamma}^*(\cdot)\right)\circ\frac{1-\hat{\Gamma}^t(\cdot)}{Z_0^R}\circ\hat{V}_g(\cdot)\right)]\left(t-t_g-t_{scat}-\frac{\hat{\vec{r}}_{RT}}{c}-\frac{\hat{\vec{r}}_{TR}}{c}\right). \quad (10)$$

If the antenna radiating circuit is matched $\left(1-\hat{\Gamma}^t(\cdot)\right)/Z_0^R=1$ one can simplify (10) to

$$\vec{V}_{OC}(\vec{r},t)=\frac{1}{R_a^t}\left(\frac{\mu}{8\pi r}\right)^2[\hat{\vec{h}}_R^t\left(\hat{\vec{r}}_{RT},\cdot\right)\circ\hat{\vec{h}}_R^r\left(\hat{\vec{r}}_{RT},\cdot\right)\circ\hat{\vec{h}}_T^r\left(\hat{\vec{r}}_{RT},\cdot\right)\circ\hat{\vec{h}}_T^t\left(\hat{\vec{r}}_{TR},\cdot\right)\circ$$
$$\circ\left(\left(\hat{A}_S(\cdot)+\hat{\Gamma}^*(\cdot)\right)\circ\hat{V}_g(\cdot)\right)]\left(t-t_g-t_{scat}-\frac{\hat{\vec{r}}_{RT}}{c}-\frac{\hat{\vec{r}}_{TR}}{c}\right). \quad (11)$$

Here one can see that the receiving voltage is in proportion with V_g:

$$V_{rec}(t)\sim\left[\left(\hat{A}_S(\cdot)+\hat{\Gamma}^*(\cdot)\right)\circ\hat{V}_g(\cdot)\right]\left(t-t_g-t_{scat}-\frac{\hat{\vec{r}}_{RT}}{c}-\frac{\hat{\vec{r}}_{TR}}{c}\right) \quad (12)$$

For the typical RFID tag $\hat{A}_S(\omega)=1$ [1, 7] and (11) comes to:

$$V_{rec}(t)\sim\left[\left(\delta(\cdot)+\hat{\Gamma}^*(\cdot)\right)\circ\hat{V}_g(\cdot)\right]\left(t-t_g-t_{scat}-\frac{\hat{\vec{r}}_{RT}}{c}-\frac{\hat{\vec{r}}_{TR}}{c}\right) \quad (13)$$

4. Conclusions

In this paper, we have presented the impulse response of the tag for the scattering mode. Also we have determined the relation between transmitting and receiving voltage. These achievements can be used for the analysis of modulation schemes that differs from recommended by ISO/IEC 18000-6C.

References

[1] Thomas S. J., Wheeler E., Teizer J., Reynolds M. S. Quadrature Amplitude Modulated Backscatter in Passive and Semipassive UHF RFID Systems. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012, vol. 60, no. 4, pp. 1175-1182.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[2] Abiri E., Dastanian R., Salehi M.R., Taherinia K. A new evolutionary optimization algorithm for design of low power QPSK backscatter modulator. Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, 2015, vol. 28, pp. 2501–2507

[3] Correia R., Carvalho N. B. Design of high order modulation backscatter wireless sensor for passive IoT solutions. 2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), 2016, pp. 1-3.

[4] Karthaus U., Fischer M. Fully integrated passive UHF RFID transponder IC with 16.7-μW minimum RF input power. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2003, vol. 38, no. 10, pp. 1602-1608.

[5] Green R. B. Thegeneral theoryof antenna scattering. Report No. 1223-17, ElectroScience Laboratory, 1963.

[6] Hansen R. C. Relationships between antennas as scatterers and as radiators. Proceedings of the IEEE, 1989, vol. 77, no. 5, pp. 659-662.

[7] Nikitin P. V., Rao K. V. S., Martinez R. D. Differential RCS of RFID tag. Electronics Letters, 2007, vol. 43, no. 8, pp. 431-432.

[8] Bletsas A., Dimitriou A. G., Sahalos J. N. Improving Backscatter Radio Tag Efficiency. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, vol. 58, no. 6, pp. 1502-1509.

[9] Shlivinski A., Heyman E., Kastner R. Antenna Characterization in the Time Domain. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1997, vol. 45, no. 7, pp. 1140-1149.

Список литературы

[1] Thomas S. J., Wheeler E., Teizer J., Reynolds M. S. Quadrature Amplitude Modulated Backscatter in Passive and Semipassive UHF RFID Systems. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012, Т. 60, №. 4, С. 1175-1182.

[2] Abiri E., Dastanian R., Salehi M.R., Taherinia K. A new evolutionary optimization algorithm for design of low power QPSK backscatter modulator. Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, 2015, Т. 28, С. 2501–2507

[3] Correia R., Carvalho N. B. Design of high order modulation backscatter wireless sensor for passive IoT solutions. 2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), 2016, С. 1-3.

[4] Karthaus U., Fischer M. Fully integrated passive UHF RFID transponder IC with 16.7-μW minimum RF input power. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2003, Т. 38, №. 10, С. 1602-1608.

[5] Green R. B. Thegeneral theoryof antenna scattering. Report No. 1223-17, ElectroScience Laboratory, 1963.

[6] Hansen R. C. Relationships between antennas as scatterers and as radiators. Proceedings of the IEEE, 1989, Т. 77, №. 5, С. 659-662.

[7] Nikitin P. V., Rao K. V. S., Martinez R. D. Differential RCS of RFID tag. Electronics Letters, 2007, Т. 43, №. 8, С. 431-432.

[8] Bletsas A., Dimitriou A. G., Sahalos J. N. Improving Backscatter Radio Tag Efficiency. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, Т. 58, №. 6, С. 1502-1509.

[9] Shlivinski A., Heyman E., Kastner R. Antenna Characterization in the Time Domain. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1997, Т. 45, №. 7, С. 1140-1149.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

OFDM Structural-Time Parameters Estimation

Belyaev A.V., Kasyanov A.O.
Southern Federal University, ITA, Institute of Radio Engineering Systems and Control
kasao@mail.ru, alexbelr@gmail.com

Abstract: *In this paper, an algorithm for determining the OFDM primary structure-time parameters is considered on the basis of the features of the cyclic prefix formation. The main factors influencing the accuracy of the algorithm are determined. Dependencies of the accuracy of estimation of parameters on SNR and the main influencing factors are presented.*

Keywords: *OFD, cyclic prefix, identification, signal parameters estimation.*

Измерение структурно-временных параметров OFDM-сигналов

Беляев А.В., Касьянов А.О.
Южный федеральный университет, ИТА, Институт радиосистем и управления
Ростов-на-Дону, Россия
kasao@mail.ru, alexbelr@gmail.com

Аннотация: *В работе рассмотрен алгоритм измерения первичных структурно-временных параметров OFDM-сигналов на основе особенностей формирования циклического префикса. Определены основные факторы влияющие на точность алгоритма. Представлены зависимости точности измерения параметров от ОСШ и основных влияющих факторов.*

Ключевые слова: OFDM, радиомониторинг, циклический префикс, корреляция.

1. Введение

В настоящее время получили широкое распространение методы высокоскоростной передачи данных, основанные на использовании сигналов с ортогональным частотным разделением (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Целью настоящей работы является разработка алгоритма измерения структурно-временных параметров OFDM-сигналов.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

2. Параметры OFDM-сигналов

OFDM является схемой цифровой модуляции сигналов со многими несущими частотами (поднесущими), когда высокоскоростной последовательный поток данных распределяется на большое число параллельных низкоскоростных потоков данных, каждый из которых модулирует одну из несущих частот.

Передаваемый OFDM-сигнал во временной области состоит из последовательности OFDM-символов длительностью Ts и набора ортогональных поднесущих количеством Nsc в частотной области. Каждый OFDM-символ состоит из информационной части длительностью Tort и предваряется циклическим префиксом (ЦП) длительностью Tg. В подавляющем большинстве случаев, ЦП формируется копированием отсчетов из конца информационной части символа.

Формируемый OFDM-сигнал можно представить в виде:

$$s_{sym}(t) = \frac{1}{Nsc} \sum_{k=0}^{Nsc-1} x_k \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot k \cdot \Delta f \cdot t}, \quad -Tg < t < Ts,$$

где x_k – комплексные символы данных, $\Delta f = 1/Tort$ -частотный разнос поднесущих, k – индексы поднесущих.

Первичными техническими параметрами OFDM-сигнала будем считать параметры, не относящиеся к структуре кадра радиопередачи. Таким образом, OFDM-сигнал имеет следующие первичные технические параметры:

- структурно-временные (длительность ЦП и информационной части);
- количество поднесущих, Nsc;
- тип модуляции поднесущих.

Для большинства практически значимых случаев задачу идентификации типа радиопередачи можно выполнить путем определения структурно-временных параметров (Tort и Tg). В докладе представлен алгоритм определения структурно-временных параметров и результаты расчета точности измерения этих параметров путем математического моделирования в среде Matlab.

3. Алгоритм определения параметров OFDM-сигналов

Для определения длительности информационной части OFDM-символа Tort вычисляют автокорреляционную функцию (АКФ) сигнала по формуле [1]:

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$R(k) = \left| \sum_{t=1}^{M1} \dot{s}(t) \cdot \dot{s}^*(k+t) \right|, \quad k = 1, \ldots, N1, \tag{1}$$

где * - знак комплексного сопряжения, s(t) - временные отсчеты комплексной огибающей аналитического сигнала, M1 – длина выборки отсчетов сигнала, N1 – количество отсчетов интервала поиска. АКФ сигнала (1) при значении k=Nort (см. рис. 1), соответствующем количеству отсчетов сигнала в информационной части OFDM-символа, будет иметь экстремум из-за того, что в этом случае будут коррелировать отсчеты информационной части символа с соответствующими отсчетами ЦП.

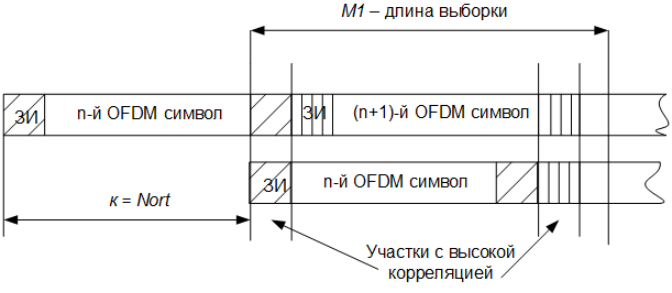


Рис. 1. Вычисление АКФ.

Fig. 1. Calculating ACF.

Для определения длительности ЦП вычисляют функцию корреляции в скользящих окнах:

$$R2(k) = \left| \sum_{t=1}^{M2} \dot{s}(k+t) \cdot \dot{s}^*(k+t+N_{ort}) \right|, \tag{2}$$

$$k = 1, \ldots, N2$$

где * - знак комплексного сопряжения, s(t) - отсчеты комплексной огибающей аналитического сигнала, M2 - размер окна, N2 – количество отсчетов интервала поиска. Значение M2 должно как можно точнее соответствовать количеству отсчетов в ЦП Ncp, которое можно оценить на основе максимума АКФ, поскольку R2(Nort) = Ncp/(Nort + Ncp) при N2 $\rightarrow \infty$.

Функция R2(k) (2) при значении k = Nstart (см. рис. 2), соответствующем началу OFDM-символа, будет иметь экстремум из-за того, что это случай соответствует перемножению отсчетов информационной части сигнала с соответствующими отсчетами ЦП. Экстремумы функции R2(k) будут повторяться с периодом равным количеству отсчетов в OFDM-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

символе Nsym (см. рис 3, а). Таким образом, Nsym = Nort + Ncp определяется на основе среднего расстояния между соседними экстремумами функции R2(k).

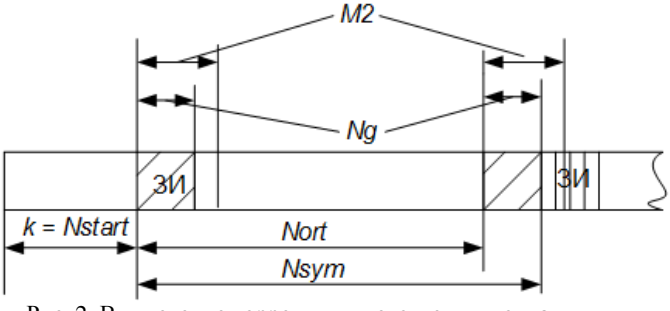


Рис. 2. Вычисление корреляции в скользящих окнах.

Fig. 2. Calculating of convolution in sliding windows

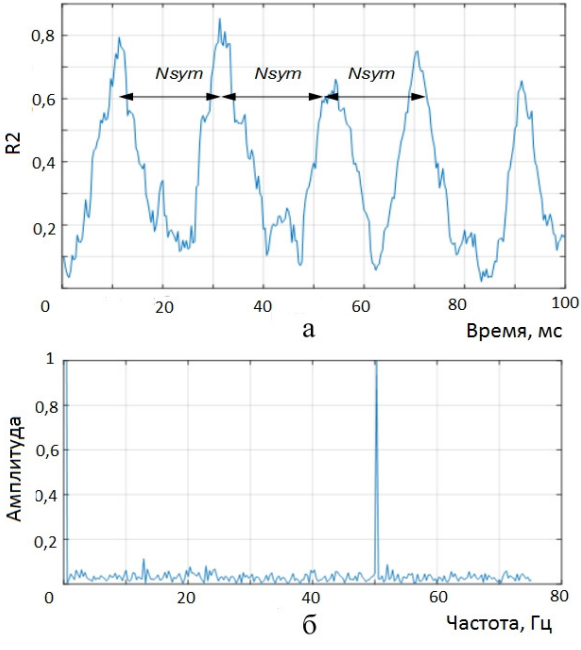


Рис. 3. График функции корреляции в скользящих окнах (а) и ее спектр (б).

Fig. 3. Convolution function in sliding windows (a) and its spectrum (b).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Для повышения точности определения длительности OFDM-символа вычисляют ДПФ функции R2(k), а затем выполняют поиск гармоники соответствующей символьной скорости (см. Рис 3, б). Количество отсчетов сигнала соответствующих длительности одного OFDM-символа Nsym = NДПФ/n, где NДПФ – размер ДПФ, n – номер максимальной гармоники, соответствующей символьной скорости.

Таким образом, алгоритм определения структурно-временных параметров представляет следующую последовательность операций:

- вычисление АКФ;
- вычисление Nort на основе временного положения максимум АКФ, Tort = Δt·Nort;
- вычисление M2 по значению АКФ в точке максимума, R(Nort) = M2/(Nort + M2);
- вычисление корреляционной функции в скользящих окнах R2, при временном разнесении окон равном Nort и размере окна раном M2;
- вычисление ДПФ функции R2;
- поиск максимальной гармоники в спектре функции R2 и определение длительности OFDM-символа Ts = Δt·Nsym;
- вычисление длительности ЦП Tg = Δt·(Nsym - Nort).

4. Численные результаты

В результате проведенных численных экспериментов было установлено, что на точность измерения параметров сигналов с OFDM основное влияние оказывают:

- отношение мощности сигнала к мощности шума (ОСШ);
- количество анализируемых OFDM-символов (Nsymb);
- отношение длительности ЦП к длительности информационной части (K = Ncp/Nort).

На рис. 4, 5 представлены рассчитанные зависимости точности измерения длительности информационной части и ЦП OFDM-символа, как функции ОСШ при различных значениях K и Nsym, выступающих в качестве параметров.

Как видно из графиков зависимостей, ошибка определения Ncp и Nort увеличивается с уменьшением ОСШ. При этом, с увеличением длительности ЦП по отношению к длительности информационной части OFDM-символа, резкий рост ошибки наблюдается при меньшем пороговом значении ОСШ (рис. 4, а, 5, а). Как видно из графиков (рис. 4, б, 5, б),

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

увеличение количества анализируемых символов повышает помехоустойчивость алгоритма, при этом резкий рост ошибки наблюдается при меньших пороговых значениях ОСШ.

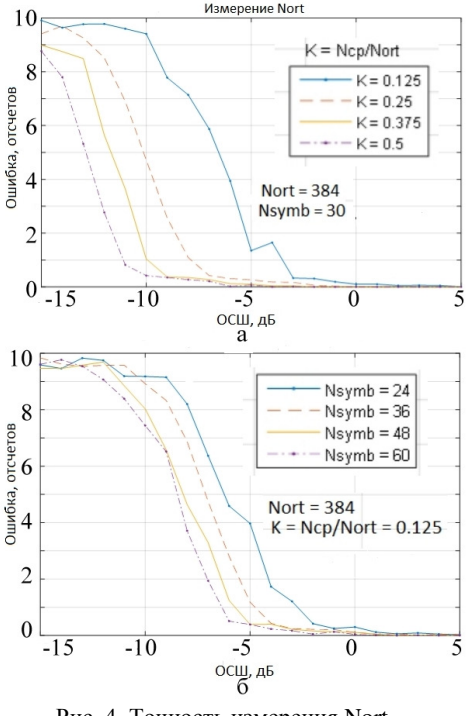


Рис. 4. Точность измерения Nort.

Fig. 4. The accuracy of Nort estimation.

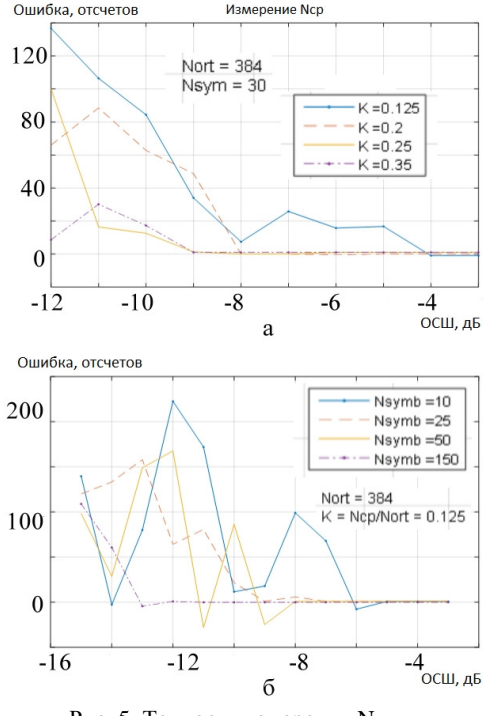


Рис. 5. Точность измерения Ncp.

Fig. 5. The accuracy of Ncp estimation.

4. Заключение

Разработанный алгоритм позволяет измерять длительность информационной части OFDM-символа и ЦП с высокой точностью (ошибка менее 1 процента от величины измеряемого параметра) при ОСШ более -2 дБ, длительности анализируемого сигнала более 10 OFDM-символов и K > 0,125.

Список литературы

[1] Y. Tevfik, A. Huseyin. OFDM signal identification and transmission parameter estimation for cognitive radio applications// IEEE Globecom 2007, P. 4056-4060.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

References

[1] Y. Tevfik, A. Huseyin. OFDM signal identification and transmission parameter estimation for cognitive radio applications// IEEE Globecom 2007, P. 4056-4060

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Multi-beam pulse navigation system of a returnable landing module

[1]Dyadkov N.A., [1]Markov Y.V., [1]Vazhenin V.G., [1]Bokov A.S.,
[2]Sedov D.P., [2]Kalmykov N.N., [2]Melnikov S.A.
[1]*Ural Federal University n.a. the first President of Russia B.N.Yeltsin*
Yekaterinburg, 620002, Russian Federation
asdal@mail.ru
[2]*JSC «Ural Desing Bureau «Detal»*
Kamensk-Uralsky, Sverdlovsk Region, 623409, Russian Federation
upkb@nexcom.ru

Abstract: *The navigation system of a perspective returnable landing module, designed to increase landing safety on various types underlying surfaces is discussed in the article. The complex mathematical model of an underlying terrain, antenna system and signals received by the navigation system is suggested. The algorithms for processing received signals and the algorithms for measurement of basic flight parameters of landing module are considered.*

Keywords: *multi-beam antenna system, modeling, radar, navigation, pulse signal, landing system.*

Многолучевая импульсная навигационная система возвращаемого аппарата

[1]Дядьков Н.А., [1]Марков Ю.В., [1]Важенин В.Г., [1]Боков А.С.,
[2]Седов Д.П., [2]Калмыков Н.Н., [2]Мельников С.А.
[1]*УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина*
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
asdal@mail.ru
[2]*ОАО «УПКБ Деталь»*
г. Каменск-Уральский Свердловской обл., 623409, Российская Федерация
upkb@nexcom.ru

Аннотация*: В статье рассматривается навигационная система перспективного возвращаемого аппарата, предназначенная для обеспечения безопасной посадки на подстилающие поверхности различных типов. Предлагается комплексная математическая модель подстилающей поверхности, антенной системы и принимаемых навигационной системой сигналов. Рассматриваются алгоритмы об-*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

работки принимаемых сигналов и алгоритмы измерения основных параметров полёта возвращаемого аппарата.

Ключевые слова: многолучевая антенная система, моделирование, радиолокация, навигация, импульсный сигнал, система посадки.

1. Введение

Существует задача измерения параметров полёта космического возвращаемого аппарата (ВА) с целью корректирования траектории его приземления. Для обеспечения безопасного приземления измеряются высота (до сотен метров), углы наклона ВА по отношению к поверхности (около 15º), составляющие вектора скорости ВА (десятки м/с).

Для разработки алгоритмов измерения параметров полёта ВА и исследования их точностных характеристик проводилось моделирование сигналов, принимаемых навигационной системой (НС) ВА.

При моделировании НС перспективного возвращаемого аппарата была предложена четырёхлучевая антенная система. Одна из антенн имеет широкую диаграмму направленности антенны (ДНА), направленную вертикально вниз и работающую только на излучение. Остальные три антенны узконаправленные, отклонены от вертикальной оси ВА и работают только на приём. Для повышения надежности измерительный модуль имеет двукратное дублирование, т. е. три набора антенн дают 9 пятен отражения на подстилающей поверхности. Соответствующая приёмная антенная система с отклонениями лучей на углы γ_1 и γ_2 представлена на рис. 1.

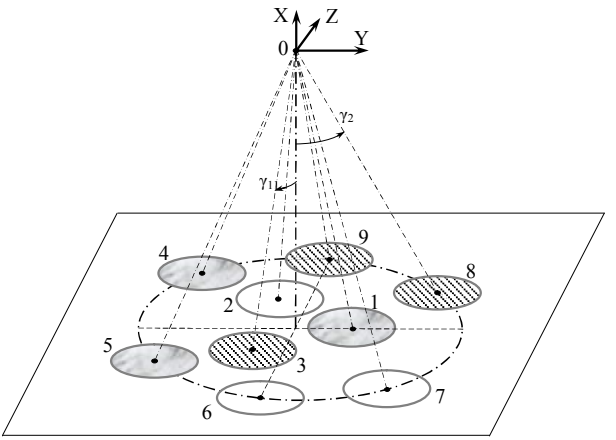


Рис. 1. Направление лучей приёмной антенной системы

Fig. 1. Orientation of the beams of the receiving antenna system

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

При исследовании алгоритмов НС ВА достаточно смоделировать сигналы одного комплекта антенн, т.е. без учета резервирования, ограничиться одной передающей (на рис.1 не показана) и тремя приёмными антеннами (например, для 1-го канала, с номерами лучей 1, 4 и 5 на рис. 1). Это позволит измерить по три наклонные дальности и скорости сближения с отражателями в области соответствующих пятен отражения на подстилающей поверхности.

В навигационной системе ВА используется импульсное излучение с длительностью импульса от 10 до 300 нс. Количество импульсов в пачке от 256 до 2048. Скважность импульсов в различных высотных диапазонах составляет от десятков до сотен единиц.

2. Модель радиолокационной обстановки

В основу принципа математического моделирования отраженных сигналов положено математическое описание алгоритма формирования сигнала в системе «передающая антенна – поверхность – приемная антенна». В математическое описание входят: описания диаграмм направленности антенн, описания зондирующего сигнала, описание процесса отражения падающей электромагнитной волны от подстилающей поверхности, описание свойств поверхности и объектов рельефа и т.д.

При решении данной задачи была выбрана фацетная модель подстилающей поверхности. Каждый фацет представляется одним отражателем и характеризуется тремя координатами в пространстве, собственной диаграммой обратного рассеяния (ДОР), углами наклона к нормали, коэффициентом отражения. Отражённый от поверхности сигнал формируется как сумма сигналов, отражённых от каждого фацета в пределах пятна отражения.

Таким образом, сигнал, принимаемый после отражения от фацета в каждый момент времени, можно записать в следующем виде [1-3]:

$$x(t) = KU_0(t-\tau_3)\exp[i(\omega(t-\tau_3)-\omega_Д)+i\Delta\phi], \qquad (1)$$

где K – коэффициент затухания сигнала в канале распространения;

τ_3 – задержка распространения радиоволны до фацета;

$\omega_Д$ – доплеровский сдвиг частоты;

$\Delta\varphi$ – фазовый сдвиг отражённого сигнала.

Расстояние до фацета может быть рассчитано как

$$R = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2},$$

где x, y, z – декартовы координаты фацета относительно центра антенны.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Задержка распространения сигнала определяется выражением:

$$\tau_З = 2R / c,$$

где c – скорость света.

Средняя мощность сигнала, отражённого фацетом, может быть рассчитана по известной формуле радиолокации (здесь без учета разноса приемной и передающей антенн):

$$P = \frac{P_Z G_{\text{ПРД}}(\vartheta r + \vartheta r_+) G_{\text{ПРМ}}(\vartheta r + \vartheta r_+) \sigma(\vartheta h + \vartheta h_+) \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} dS, \qquad (2)$$

где Pz – мощность передатчика;

$G_{\text{ПРД}}(\vartheta r)$, $G_{\text{ПРМ}}(\vartheta r)$ – коэффициенты усиления передающей и приёмной антенн в соответствующем направлении (при моделировании формы ДНА аппроксимированы функцией вида $sin(\phi)/\phi$);

ϑr – угол между вертикалью и направлением на центр фацета;

ϑr_+ – угол наклона оси ДНА;

$\sigma(\vartheta h)$ – удельная эффективная поверхность рассеяния участка поверхности, соответствующего фацету;

ϑh – угол падения излучения на горизонталь поверхности;

ϑh_+ – угол наклона оси ДОР;

λ – длина волны излучения;

dS – площадь фацета.

Из (2) коэффициент затухания сигнала в канале распространения:

$$K = \frac{P}{P_Z} = \frac{G_{\text{ПРД}}(\vartheta r + \vartheta r_+) G_{\text{ПРМ}}(\vartheta r + \vartheta r_+) \sigma(\vartheta h + \vartheta h_+) \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} dS. \qquad (3)$$

Для учёта доплеровских эффектов при движении ВА, при расчёте отражённого сигнала в каждый из временных отсчётов, учитывается изменение всех координат ВА относительно фацетов, произошедшее за период дискретизации сигнала, вызванное перемещением ВА в пространстве. Т.е. задержка распространения сигнала изменяется во времени. В результате в сигнале появляется дополнительный, нарастающий фазовый сдвиг, который в сумме с бегущей фазой несущей формирует доплеровский сдвиг частоты.

3. Алгоритмы обработки сигналов

Используя принятые антеннами сигналы, для дальнейшего извлечения информации, следует получить наклонную дальность до центра облучаемого пятна и скорость по вектору, направленному в центр пятна.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Для получения наклонной дальности вычисляется огибающая принимаемых импульсов для каждого отсчёта времени:

$$Ssig(t) = \sqrt{Ss(t)^2 + Sc(t)^2},$$

где $Ss(t)$ и $Sc(t)$ – синусная и косинусная составляющие отражённых сигналов [3-4].

В дальнейшем следует измерить задержки распространения импульсов. Зная величины задержки, можно измерить наклонные дальности для каждого из лучей. По измеренным наклонным дальностям, можно рассчитать текущую высоту ВА, а так же углы наклона аппарата в продольной и поперечной плоскостях.

Ситуация существенно осложняется тем, что при малых и больших углах облучения поверхности полностью различается логика измерения. При малых углах приведённая ко времени наклонная дальность близка к положению переднего фронта импульса, и сам отражённый импульс формируется со всех сторон от подрадарной точки. При больших углах она находится ближе к середине импульса и может быть оценена по центру тяжести импульса, т.к. отраженный импульс при этом формируется с одной стороны от вертикальной оси ВА. При малых углах отклонения оси ВА от вертикали ситуация пограничная (смешенная), а это как раз те углы при которых производится основная часть измерений. Так же большой негативный вклад в формирование отражённого импульса вносят боковые лепестки ДНА. Все эти факторы существенно снижают точность измерения наклонных дальностей для каждого из лучей, и, как следствие точность измерения высоты и углов отклонения оси ВА от вертикали.

В дальнейшем предполагается поиск способа измерения дальности до центра пятна отражения на поверхности, обеспечивающий наибольшую точность измерения и высоты, и наклонных дальностей. Представляется перспективным совершенствовать комплексные методы измерения наклонной дальности и скорости до центра пятна отражения.

Для измерения скоростных параметров объекта следует провести пиковое детектирование квадратурных составляющих сигнала. Огибающая квадратурных сигналов импульсов повторяет сигналы доплеровских частот. Измерив частоту доплеровского сдвига по всем трём лучам, можно рассчитать составляющие скорости ВА.

Для повышения точности измерений средних доплеровских частот, с целью снижения дискретной ошибки, был предложен метод измерения частоты по среднему периоду колебания амплитуды квадратурных составляющих, а не собственно частоты.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

В работе рассмотрена навигационная система перспективного космического возвращаемого аппарата. Рассмотрены особенности построения антенной системы. Предложен метод моделирования отражённых сигналов и методы измерения параметров полёта ВА, на основе сигналов принимаемых трёхлучевой приёмной антенной системой.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по исследованиям, выполняемых в рамках проектов при поддержке Министерства образования и науки РФ (проект № 8.2538.2017/4.6).

Список литературы

[1] Жуковский А.П., Оноприенко Е.И., Чижов В.И. Теоретические основы радиовысотометрии / Под ред. А.П. Жуковского. – М.: Советское радио, 1979. – 320 с.

[2] Skolnik M. I. Radar Handbook, Third Edition. The McGraw-Hill Companies, 2008. 1351 p.

[3] Винницкий А.С. Автономные радиосистемы. – М.: Радио и связь 1986. – 336 с.

[4] Зубкович С.Г. Статистические характеристики сигналов отраженных от земной поверхности. М., Советское радио 1968. – 280 с.

References

[1] Zhukovskij A.P., Onoprienko E.I., Chizhov V.I. [Theoretical fundamentals of radio altitudeometry] / Pod red. A.P. Zhukovskogo. – M.: Sovetskoe radio, 1979. – 320 p. (In Russian).

[2] Skolnik M. I. Radar Handbook, Third Edition. The McGraw-Hill Companies, 2008. 1351 p.

[3] Vinnickij A.S. [Stand-alone radio systems]. – M.: Radio i svjaz 1986. – 336 p. (In Russian).

[4] Zubkovich S.G. [Statistical characteristics of signals reflected from the earth's surface]. M., Sovetskoe radio 1968. – 280 p. (In Russian).

Acknowledgements

The paper is based on the research, which is conducted in the framework of grant of the Ministry of education and science of the Russian Federation (project № 8.2538.2017/4.6).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Structural functions of global navigation system signals

[1]Sharygin G.S., [2]Mescheryakov A.A.
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
Tomsk, 634050, Russian Federation
[1]*gssh@mail.tomsknet.ru;* [2]*msch@rts.tusur.ru*

Abstract: *There are given and analyzed the structural functions of the navigation signals carrier phase distortion and pseudorange received during long observation at different elevation angles of the space devices. The structural functions allow to estimate the navigation signals nonstationarity characteristics and their information parameters trend. The received functions allow to improve the solution algorithms of the user navigation equipment problems.*

Keywords: *global navigation system, navigation signals carrier phase, pseudorange, structure functions, nonstationarity.*

Структурные функции сигналов глобальных навигационных систем

[1]Шарыгин Г.С., [2]Мещеряков А.А.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, Российская Федерация
[1]*gssh@mail.tomsknet.ru;* [2]*msch@rts.tusur.ru*

Аннотация: *Приведены и проанализированы структурные функции искажений фазы несущей навигационных сигналов и псевдодальности, полученные за длительные сеансы наблюдений при различных углах места навигационных спутников. Структурные функции позволяют оценивать нестационарность и тренд информативных параметров навигационных сигналов и на этой основе совершенствовать алгоритмы решения навигационных задач аппаратурой потребителя.*

Ключевые слова: глобальные системы навигации, фаза несущей, псевдодальность, структурные функции, нестационарность.

1. Введение

Сигналы глобальных навигационных систем при распространении через ионосферу и тропосферу испытывают искажения, приводящие к

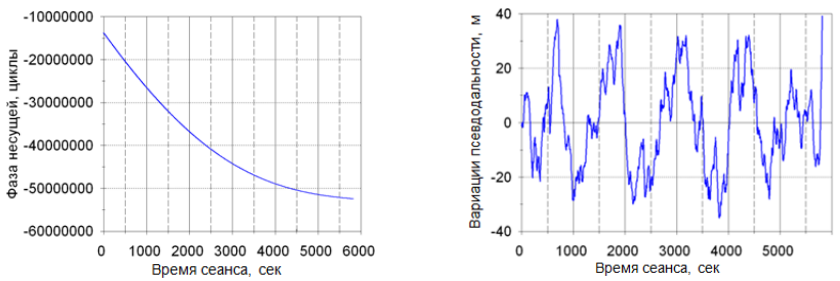
Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

случайным отклонениям измеряемой псевдодальности и ограничивающие тем самым точность навигационных определений. Нестационарность искажений снижает эффективность накопления информации и приводит к смещению оценок координат.

В докладе приведены и проанализированы структурные функции искажений фазы несущей навигационных сигналов и псевдодальности, полученные за достаточно длительные сеансы наблюдений при различных углах места навигационных космических аппаратов. Регулярное изменение псевдодальности, возникающее вследствие движения космического аппарата и эффекта Доплера, исключается после аппроксимации регулярного хода полиномом 10 степени. Для компенсации ошибок, возникающих за счет нестабильности частоты гетеродинов приемных устройств, использованы относительные измерения фазы несущей одновременно принимаемых сигналов нескольких космических аппаратов.

2. Определение структурных функций фазы несущей

Исходным материалом для расчета структурных функций являются одновременные и синхронные записи фазы несущей сигналов нескольких космических аппаратов в течение интервалов времени до 1,5 часа с дискретностью 1 сек. Для исключения регулярного хода псевдодальности за счет движения навигационного спутника, рассогласования частоты излучаемого сигнала с частотой гетеродина приемного устройства и доплеровского смещения записи фазы несущей аппроксимируются полиномом 10 степени, и аппроксимирующая кривая вычитается из записанной функции изменения фазы несущей во времени. На рис. 1 показан пример аппроксимирующей кривой и отклонения от нее псевдодальности при приеме сигнала GPS на частоте 1600 МГц.



a) b)

Рис. 1. Аппроксимация хода фазы несущей в циклах 2π (a) и вариации псевдодальности (b).

Fig. 1. Approximating curve of carrier frequency signal phase in 2π units (a) and pseudorange (b).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

На рис. 2 приведены сопутствующие данные об угле места космического аппарата и отношении сигнал/шум на входе приемника.

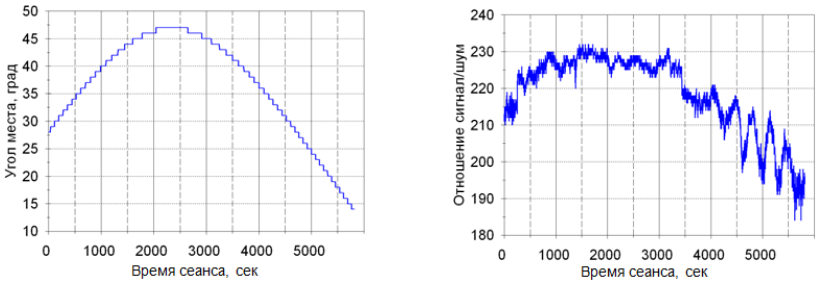


Рис.2. Угол места космического аппарата и отношение с/ш по мощности.

Fig. 2. Spacecraft angle of elevation and power-to-noise ratio.

Для устранения случайных отклонений измеренной фазы несущей, вызванных нестабильностью частоты гетеродина приемного устройства, используются относительные измерения псевдодальности до различных космических аппаратов при одновременном и синхронном приеме их сигналов одним приемником с последующим вычитанием (см. рис. 3).

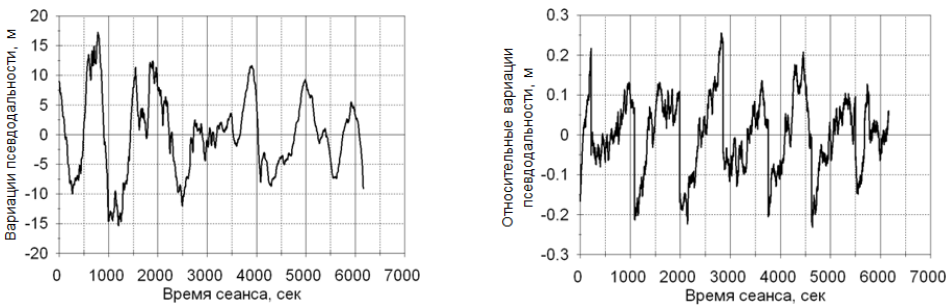


Рис. 3. Абсолютные (слева) и относительные по отношению к спутнику № 24 (справа) вариации псевдодальности до спутника № 3, угол места (20-29) град.

Fig. 3. Absolute (left) and incremental (right) pseudorange up to spacecraft No. 3 relative to spacecraft No. 24. Angles of elevation are (20-29) degr.

Структурная функция фазы несущей определяется по формуле

$$C(\tau)=\frac{1}{N-k}\sum_{i=1}^{N-k}\left[p(t)-p(t+\tau)\right]^2,$$

где p – псевдодальность, N – общее число отсчетов, k – число отсчетов в интервале τ.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Структурные функции

Характер структурных функций псевдодальности существенно различается при больших и малых углах места навигационных космических аппаратов. На рис. 4-5 приведены примеры флуктуаций псевдодальности и структурных функций, полученные при приеме сигналов GPS 25.05.2017 при углах места β более 25 градусов. Шкалы времени сеанса для всех спутников синхронизированы. Параллельный анализ уровня сигнала (отношения сигнал/шум) не позволил объяснить периодичность изменения псевдодальности для спутника № 12 за счет отражений от земли.

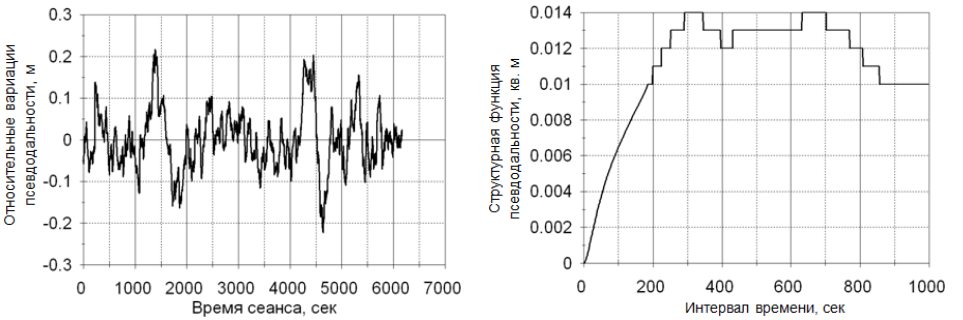


Рис. 4. Вариации псевдодальности и структурная функция для спутника № 17. β = (80-33)°.

Fig. 4. Pseudorange variations and structural funtion for spaceraft No. 17. β = (80-33) degr.

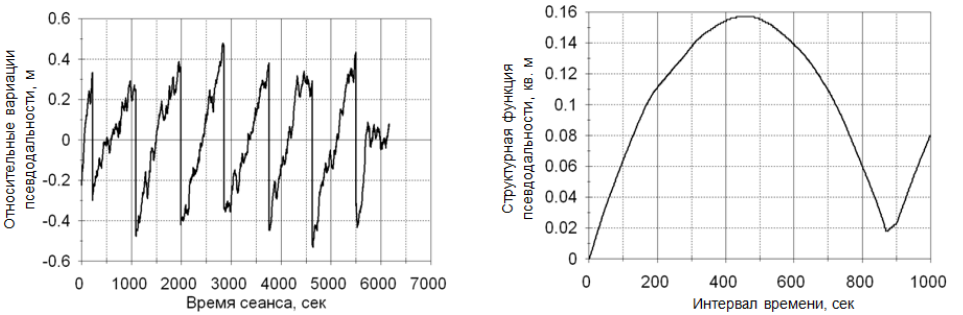


Рис. 5. Вариации псевдодальности и структурная функция для спутника № 12. β = (25-60)°.

Fig. 5. Pseudorange variations and structural funtion for spaceraft No. 12. β = (25-60) degr.

На рис. 6-7 приведены примеры флуктуаций псевдодальности и структурных функций, полученные при приеме сигналов GPS 25.05.2017

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

при малых углах места – в интервале 5-35 градусов. Шкалы времени сеанса для всех спутников также синхронизированы.

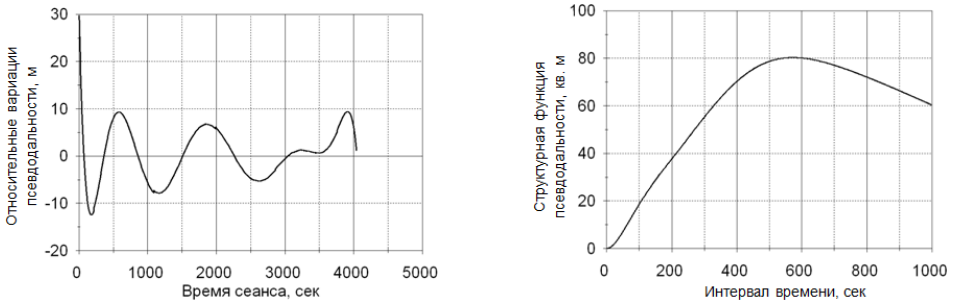


Рис. 6. Вариации псевдодальности и структурная функция для спутника № 28. β = (34-5)°.

Fig. 6. Pseudorange variations and structural funtion for spaceraft No. 28. β = (34-5) degr.

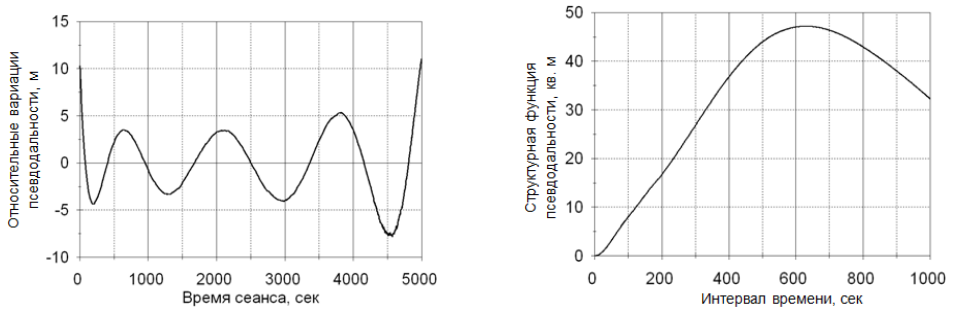


Рис. 7. Вариации псевдодальности и структурная функция для спутника № 23. β = (22-5)°.

Fig. 7. Pseudorange variations and structural funtion for spaceraft No. 23. β = (22-5) degr.

Помимо существенного увеличения вариаций псевдодальности (в 20 и более раз) при малых углах места становятся определяющими ее регулярные периодические изменения, связанные, по-видимому, с влиянием отражений от земли. Этот вывод подтверждается также сравнением измеряемых отклонений псевдодальности и уровня сигнала при изменении угла места навигационного космического аппарата. Результат синхронных измерений отношения сигнал/шум показан на рис. 8, который

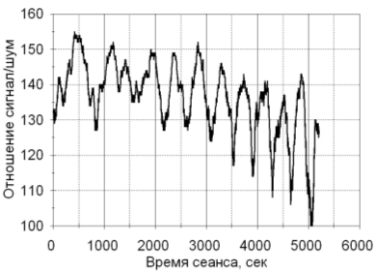


Рис. 8. Изменение уровня сигнала при изменении угла места от 22 до 5 град. Спутник № 23.

Fig. 8. Power-to-noise ratio when angle of elevation change up 22 to 5 degr. Spacecraft No. 23.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

подтверждает вывод о влиянии земли на лепесткование диаграммы приемной антенны в вертикальной плоскости и, соответственно, на возникновение интерференционных явлений и периодическое изменение фазы несущей и псевдодальности.

4. Заключение

Представленные экспериментальные данные позволяют оценить возможности повышения точности навигационных определений при приеме сигналов GPS. При сравнительно больших углах места навигационных космических аппаратов погрешности определения псевдодальности и, соответственно, координат пользователя могут быть доведены до 0,1-0,4 м, в то время как при углах места менее 30 градусов они возрастают до единиц метров и более.

Результаты исследования показывают, что отбор сигналов для точного решения навигационной задачи должен производиться не только по критерию отношения сигнал/шум, но и по признаку достаточно большого угла места космических аппаратов.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта государственного задания Министерства образования и науки РФ № 8.7348.2017/8.9.

Acknowledgements

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

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Оценка энергетического резерва канала связи для передачи данных со спутника формата CubeSat

Рылов С.А., Широких С.А., Богатырев К.А.
ООО "Ижевский радиозавод"
ИжГТУ имени М.Т. Калашникова
г.Ижевск,426034, Российская Федерация

Аннотация: *В данной работе представлена последовательность расчета канала связи для спутниковой передачи данных и пояснены основные параметры, используемые в вычислениях. Представлен расчет с параметрами, выбранными на основе статистических данных о ранее запущенных спутниках формата Cubesat. Результат расчета демонстрирует возможность реализации передающего устройства для спутника формата Cubesat.*

Ключевые слова: канал связи, бюджет канала связи, резерв канала связи, потери мощности в тракте связи, мощность, шум, модуляция, космический аппарат.

1. Введение

Формат CubeSat имеет ограниченную мощность из-за малых габаритов. Из-за недостаточной мощности передаваемого сигнала может произойти потеря информации или ее искажение.

Целью данной статьи является оценка энергетического резерва по мощности, передаваемого сигнала, который позволит получить данные с космического аппарата даже в случае возникновения неблагоприятных условий, таких как ухудшение погодных условий, помехи и т.п.

Анализ канала связи позволит подобрать параметры аппаратуры и обеспечить требуемое качество связи.

2. Расчет бюджета канала связи

Оценку энергетического резерва будем проводить, используя «бюджет канала связи».

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

«Бюджет канала связи» определяет подробное соотношение между ресурсами передачи и приема, источниками шума, поглотителями сигнала и результатами процессов, выполняемых в канале. [5].

Табл. 1. «Среднестатистические параметры для оценки бюджета спутниковой связи для формата Cubesat»

Наименование параметра, единица измерения	Буквенное обозначение	Значение
Мощность передатчика, дБм	$P_{пер}$	30
Усиление антенны передатчика, дБи	$G_{пер}$	0
Потери в фидере, дБ	$L_{фид}$	1
Усиление антенны приемника, дБи	$G_{пр}$	15.5
Вероятность ошибки	P_B	0.0001
Скорость передачи, дББит/с	R	36,81
Максимальное расстояние до спутника при орбите в 600 км и углом наклона в 10^0, км	α	2100
Частота, МГц	f	437
Фоновый шум, дБм/Гц	$N_{фоновый}$	-174
Коэффициент шума приемника, дБ	K_{noise}	2
Мощность шума, приходящего на антенну приемника, дБ	P_{noise}	6
Энергетический проигрыш от ширины полосы пропускания входного фильтра, дБ	F	3
Детектирование		некогерентное
Модуляция		BFSK
Потери на дождь, дБ	$L_д$	1

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Параметры для оценки бюджета были взяты на основе статистических данных о ранее запущенных спутниках формата cubesat [1]. Также были использованы текстовые и электронные ресурсы [2—4]. Все нужные данные приведены в таблице 1.

Энергетический резерв будет являться разностью между реальным отношением энергии бита к спектральной плотности шума $(E_b/N_0)_{прин}$ и идеальным $(E_b/N_0)_{треб}$.

Сначала найдем $(E_b/N_0)_{треб}$. Нужное выражение для нашего типа детектирования сигнала возьмем из [6].

$$P_B = 1/2 * exp(-1/2 * (E_b/N_0)_{треб}) \quad (1)$$

Значение нужной нам вероятности появления ошибочного бита возьмем из таблицы 1. Выражаем из (1) отношение $(E_b/N_0)_{треб}$. Получаем выражение:

$$(E_b/N_0)_{треб} = 10 * LOG(-LN(2 * P_B) * 2) = 13{,}35 \ (дБ)$$

Потери в свободном пространстве рассчитаны по формуле, взятой из [7]:

$$L_{bf} = 32{,}4 + 20 * log(f) + 20 * log(\alpha) = 151{,}6 \ (дБ).$$

Значение частоты f и расстояния α возьмем из таблицы 1.

Посчитаем эквивалентную изотропную мощность передаваемого сигнала EIRP, которая считается как сумма мощности передачи данных и усиления антенны передатчика с учтенными потерями в фидере:

$$EIRP = P_{пер}(дБт) - L_{фид}(дБ) + G_{пер}(дБи) = 29(дБт).$$

($P_{пер}$, $L_{фид}$, $G_{пер}$ из таблицы 1)

Энергию сигнала, приходящуюся на 1 бит передаваемого сообщения, получим из выражения:

$$E_b = EIRP(дБВт) - L_{bf}(дБ) + G_{пр}(дБи) - R(дББит/с) - L_д(дБ) = -144{,}9 \ (дБВт/с).$$

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

($G_{пр}$, R, L_{bf}, $L_д$ из таблицы 1)

Тогда резерв по мощности передаваемого сигнала найдем по формуле:

$$P_{резерв}=E_b(дБт/с) – (E_b/N_0)_{треб}\ (дБ)\ -K_{noise}\ (дБ)– N_{фоновый}\ (дБт/Гц)- P_{noise}(дБ) - F\ (дБ)= \mathbf{4,68\ (дБ).}$$

Переменные взяты из таблицы 1.

$$P_{резерв} = \mathbf{4,68\ (дБ).}$$

При таком резерве возможна передача данных, т. к. не учтенные факторы, которые могут повлиять на передачу крайне малы и в расчеты не включаются.

3. Заключение

В данной статье произведен расчет энергетического резерва канала связи. Полученная величина резерва составила 4***,68 (дБ)***. Этого резерва по мощности передаваемого сигнала достаточно для осуществления передачи данных.

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] Nanosatellite&CubeSat[Электронный ресурс]. URL://www.n2yo.com/(дата обращения 29.03.2017)

[2] CubeSatShop[Электронный ресурс].URL://www.cubesatshop.com/VHF DOWNLINK/UHF UPLINK FULL DUPLEX TRANSCEIVER http://https://www.cubesatshop.com/product/isis-vhf-downlink-uhf-uplink-full-duplex-transceiver//(дата обращения 29.03.2017)

[3] CubeSatShop[Электронный ресурс].URL://www.cubesatshop.com/Full Ground Station Kit for VHF/UHF http://https://www.cubesatshop.com/product/full-ground-station-kit-vhfuhf//(дата обращения 29.03.2017)

[4] Kevin McCaning, Tom Vito. Radio Receiver Design,1959. 490c

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[5] Скляр Б.?.Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение.//Москва-Санкт-Петербург-Киев - 2004г.-270с.

[6] Скляр Б.?.Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение.//Москва-Санкт-Петербург-Киев - 2004г.-245с.

[7] Рекомендация МСЭ-R P.525-2, 2000, 2с

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Some aspects of the TDD mode application in the shortwave radio band

Yurev A.N., Kuznetsov D.I.
AO «ONIIP»
Omsk city, 644009, Russian Federation
yurev119@rambler.ru
kyznecov.dmitri@gmail.com

Abstract: *The report considers the application of the TDD mode, which can be used to implement the duplex exchange in short-wave radio communication systems. There are the results of the simulation of a duplex digital HF radio communication system. The article also covers the question of the possibility and ways of constructing a zone HF radio communication system providing the TDD mode operation both at subscriber radio stations and in base station repeaters.*

Keywords: *short-wave radio communication, time division duplex mode, duplex communication, vocoder, zone short-wave system.*

Некоторые аспекты применения режима TDD в КВ радиосвязи

Юрьев А.Н., Кузнецов Д.И.
АО «Омский НИИ приборостроения»
г. Омск, 644009, Российская Федерация
yurev119@rambler.ru
kyznecov.dmitri@gmail.com

Аннотация: *В докладе рассмотрены вопросы применения режима временного разнесения приёма и передачи (режим TDD) для реализации дуплексного обмена в коротковолновых системах радиосвязи. Представлены результаты имитационного моделирования дуплексной цифровой системы КВ радиосвязи, рассмотрен вопрос о возможности и путях построения зоновой КВ системы радиосвязи, обеспечивающей работу в режиме TDD как на абонентских радиостанциях, так и в ретрансляторах базовой станции*

Ключевые слова: КВ связь, режима временного разнесения приёма и передачи, дуплексный обмен, TDD, вокодер, зоновая КВ система.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Introduction

The TDD mode (time division duplex mode) which has been widely used in VHF systems of mobile communications since the moment of the second-generation outcome is still new for HF. Up to now, HF range has mainly dealt with the systems of simplex and duplex communications. Duplex communication requires for its implementation not only duplex frequency diversity of receiving and transmitting processes but also space diversity of receiving and transmitting antennas or receiving and transmitting centers that used to increase significantly the cost of such a communication system.

2. Researched model

One may consider the problems of TDD mode implementation in HF radio channels using duplex digital voice transmission as a sample.

The digital voice transmission in the HF radio channel in the band of 3 kHz requires the use of a vocoder that provides the speed decrease of the outcome speed stream from 64 to 2,4 kbps and less, and also it requires a high-speed modem for transmitting the received digital stream. A number of today's foreign HF radio stations provide the modes of the digital voice simplex transmission with the speed compression varying from 2,4 to 0,6 kbps [1]. As the method of time diversity involves the cyclic alternation of receiving and transmitting slots considering the loss of time on the signal propagation and on the receiving/transmitting switch of a radio system it is necessary to increase the digital stream speed of voice compression by more than twice in relation to the vocoder's outcome speed to guarantee the continuity of the ultimately restored speech. This feature demands a lot from a vocoder when implementing the method of time diversity in digital duplex HF systems of communication. The digital stream transmission in the HF channel with the speed of more 6 kbps in the band of 3,1 kHz requires a rather high signal-to-noise ratio. To provide this, it is necessary to increase the radio line energy (including transmitter power increase and the use of high-gain antennas) – the requirement that is not always possible to fulfil.

This also defines the maximum speed of the vocoder's digital stream by less than 3 kbps.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

3. Experimental results

Therefore, when opting for a vocoder's type a particular attention should be paid to the minimal speed of the outcome digital stream under a satisfactory quality of the synthesized voice. For the HF channel, it is very important that a vocoder should be noise-immune. This feature defines the critical value of the error probability of the received signal that continues to provide a satisfactory quality of voice. For the HF channel, it is very important that a vocoder should be noise-immune. The further computations possess the value of $P_{ош} = 0{,}5 \cdot 10^{-2}$; $2 \cdot 10^{-2}$; $5 \cdot 10^{-2}$ — typical for the vocoders used in HF communication.

The research [2] gives the results of the simulation of a HF radio communication system that provides a TDD mode operation involving the use of a parallel OFDM modem which helps to implement an incoherent signal processing. Table 1 illustrates signal-to-noise ratio in the signal band (E_S/N_o) dB that are required to achieve the error probability of $2 \cdot 10^{-2}$.

Table 1. Signal-to-noise ratio in the signal band (E_S/N_o) dB that are required to achieve an error probability $2 \cdot 10^{-2}$

Табл. 1. Значения отношения сигнал/шум в полосе сигнала (E_S/N_o) в дБ, требуемые для достижения вероятности ошибки $2 \cdot 10^{-2}$

Vocoder speed (the required information speed), bps	Modulation type	Speed of information implemented by signal code sequence	R	$10 \cdot lg(R \cdot M \cdot 0{,}9)$	Channel type according to the recommendation ITU-R F.520			
					AWGN channel	Good channel	Mid channel	Poor channel
600 (1536)	DBPSK	1847	2/3	-2,2	3,4	6,5	6,8	7,7
	DQPSK	2770	1/2	-0,5	4,5	6,9	6,8	7,5
1200 (3072)		3694	2/3	0,8	6,2	9,2	9,6	10,6
	DPSK-8	4155	1/2	1,3	7,8	10,3	10,8	11,6
2400 (6144)		6232	3/4	3,1	11,1	14,6	16,1	22,3
	QAM-16	7387	2/3	3,8	13,6	19,5	25,7	-
	QAM-32	6925	1/2	3,5	14,9	20,9	-	-

According to the table, the TDD mode in HF radio communication systems in the signal band of 3,1 kHz can be implemented by using vocoders 600 and 1200 bps. At the same time, this communication system should include the

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

use of noise-immune vocoders providing the operation given the error probability of the income digital stream no less than $2 \cdot 10^{-2}$.

The use of less noise-immune vocoders would demand much stronger radio line energy.

The TDD method can be applied in a HF range both when the radio system operating on the surface wave (usually in a range of no more than 1000 km) and when working with zenithal radiation (in a range of 1000 km) and with ionospheric reflexion in a range of one hop (3000 km or less).

The possibility of the HF radio stations work with the application of the TDD mode in the base station net was researched in the paper [3]. At the same time, it is possible to work with the base station located in the center of a coverage area (given the surface wave) and with the base station out of the coverage area at the distance of 2000-2500 km [4].

Picture 1 illustrates the charts of the repeater work of a base station and two subscriber radio stations one of which is located at the maximum distance from the base station and the other is located nearby.

The important parameters of the TDD radio stations system are digital signal compression ratio and signal delay time. Here's the evaluation of various ways of using the TDD radio stations nets.

When using parallel modems that require the use of the Fourier transform method to count all indications of one quantum signal delay time can be evaluated as 1,5 T where T is the time the stations need to switch from receiving to transmitting mode. This parameter is rather critical for voice transmission systems and can be no more than 0,3-0,4 sec.

The formula gives the required compression ratio k_{zip} where T is a temporal range of the complete receiving cycle of one quantum of telephone information receiving/transmitting in both directions, and T_{kv} – is a range of time transmission of the digital voice bit-stream sending

$$k_{zip} = \frac{T}{T_{kv}} \tag{1}$$

The T parameter can be shown as follows:

$$T = 2T_{kv} + 2t_{sinh} + 2t_p + 2t_n \tag{2}$$

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

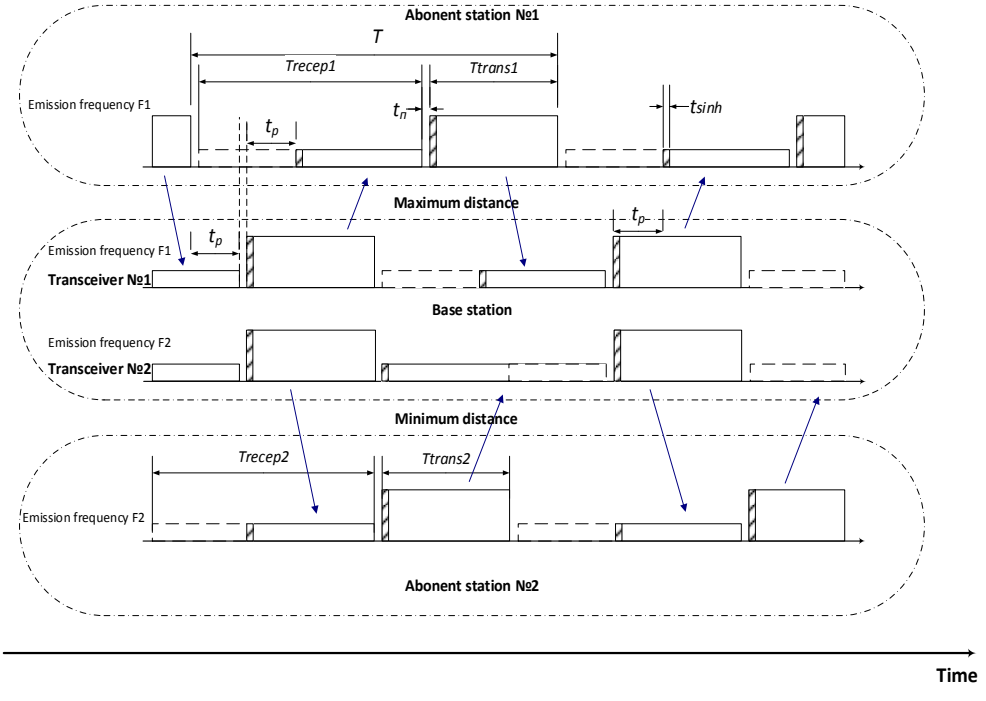


Fig. 1. Diagrams of operation of the base station and two subscriber radio stations
(*T* – time interval for receiving / transmitting a quantum of telephone information;
Ttrans1 u Ttrans2 – an interval of time in the transmission mode of the first and second radio stations, and *Ttrans1* = *Ttrans2* = *Ttrans*;
Trecep1 u Trecep2 – an interval of time in the reception mode of receiving the first and second radio stations, and *Trecep1* = *Trecep2* = *Trecep* = *Ttrans*;
t_p – time of propagation of a signal from one radio station to another;
t_n – protective interval, which includes the time for the adjustment of radio facilities from reception to transmission or vice versa, as well as other factors;
t_{sinh} – duration of the transmitted clock.)

Рис. 1. Диаграммы работы базовой станции и двух абонентских радиостанций
(*T* – временной интервал приема / передачи кванта телефонной информации;
Tпрд1 и Tпрд2 – интервал времени нахождения в режиме передачи первой и второй радиостанциями соответственно, причем *Tпрд1* = *Tпрд2* = *Tпрд*;
Tпрм1 и Tпрм2 – интервал времени нахождения в режиме приема первой и второй радиостанциями соответственно, причем *Tпрм1* = *Tпрм2* = *Tпрм* = *Tпрд*;
t_p – время распространения сигнала от одной радиостанции к другой;
t_n – защитный интервал, включающий в себя время перестройки радиосредств с приема на передачу или наоборот, а также другие факторы;
$t_{синх}$ – длительность передаваемого синхросигнала.)

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Figures 2-4 illustrate dependences of the compression ratio on the switching period *T*.

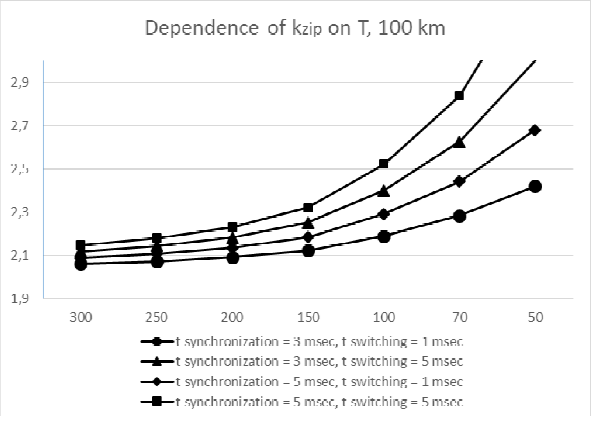


Fig. 2. Graphs of dependences of the compression ratio on the switching period *T*.
The maximum communication range is 100 km.
Рис. 2. Графики зависимостей коэффициента сжатия от периода переключения *T*.
Максимальная дальность связи – 100 км.

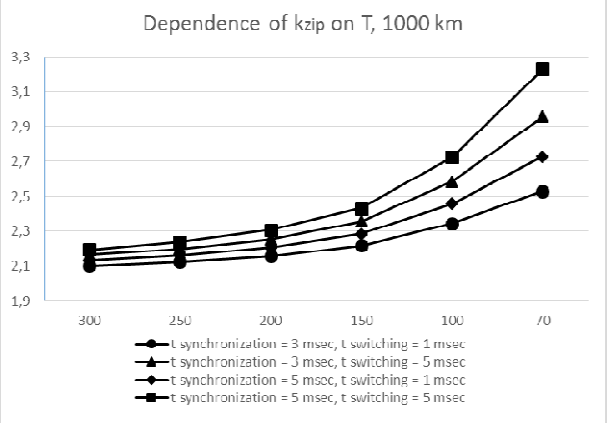


Fig. 3. Graphs of dependences of the compression ratio on the switching period *T*.
The maximum communication range is 1000 km.
Рис. 3. Графики зависимостей коэффициента сжатия от периода переключения *T*.
Максимальная дальность связи – 1000 км.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

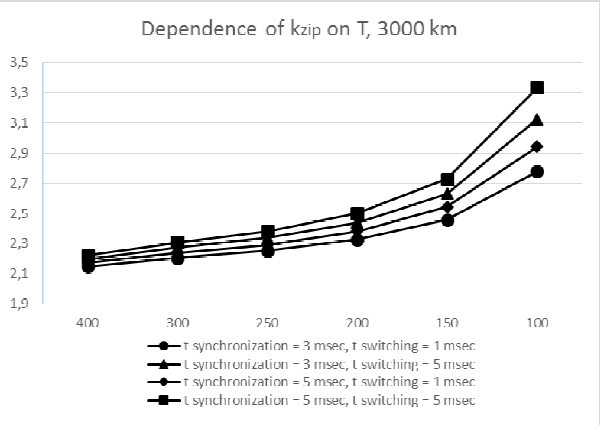


Fig. 4. Graphs of dependences of the compression ratio on the switching period *T*.
The maximum communication range is 3000 km.
Рис. 4. Графики зависимостей коэффициента сжатия от периода переключения *T*.
Максимальная дальность связи – 3000 км.

The graphs illustrate that it is possible to achieve the compression ratio of 2,5 given *T* of 100 msec for communication systems providing the surface wave operation (D_{max} = 100). In that case, the delay time is 150 msec, and that is quite acceptable.

For communication systems with the maximum range of 1000 that compression ratio of 2,5 can be achieved by *T* of 150-170 msec. The delay time signal would be *T* of 280-300 msec.

For communication systems with the maximum range of 3000 that compression ratio of 2,5 can be achieved by *T* of 190-200 msec. The delay time signal would be *T* of 280-300 msec which is also quite acceptable.

4. Conclusion

Therefore, the TDD mode can be used in HF radio communication systems with the implementation of a satisfactory signal time delay that promotes the opportunity for the work in a poor channel according to ITU-R F.520.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

References

[1] HF Transceiver Codan Envoy [Online] Available: https://at-communication.com/en/hf_ssb_tranceivers/codan/hf_ssb_transceiver_codan_envoy_sdr_software-defined-radio.html (July 10, 2017)

[2] Jur'ev A.N., Zemljanov I.S. Vybor signal'no-kodovoj konstrukcii dlja cifrovyh KV sistem svjazi s vremennym razneseniem prijoma i peredachi [Selection of signal-code design for digital HF communication systems with time diversity of reception and transmission]. // Tehnika radiosvjazi / ONIIP, 2015 (4), pp. 48-59.

[3] Jur'ev A.N., Hazan V.L. Sposob zonovoj dupleksnoj svjazi s vremennym razneseniem kanalov prijoma i peredachi [The method of zone duplex communication with time diversity of the reception and transmission channels]. Patent RF № 2507683.

[4] Jur'ev A.N., Jaroshevich B.N. Sposob dupleksnogo radioobmena telefonnymi signalami [Method of duplex radio communication by telephone signals]. Patent RF № 2208910

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Исследование и моделирование сигнально-кодовых конструкций на базе M-FSK с большим ансамблем частот и низкоскоростными турбокодами в канале Ватерсона в условиях узкополосных помех

Толкачев М.М., Лобов Е.М.
Московский технический университет связи и информатики
г.Москва, 111024, Россия

Аннотация: *В докладе представлены сигнально-кодовые конструкции (СКК) на базе M-FSK без разрыва фазы (64, 256, 1024 частот) с применением низкоскоростных турбокодов. При проведении анализа исследование СКК производилось в модели ионосферного канала с аддитивным белым гауссовским шумом, а также при наличии узкополосных помех. Алгоритм обработки СКК включает в себя алгоритм нормировки откликов сигнала для уменьшения влияния узкополосных помех при обнаружении сигнала и для оценки вносимых потерь. В результате моделирования были получены характеристики помехоустойчивости СКК в различных условиях.*

Ключевые слова: СПЕКТР-2, МЧТ, Турбокод, помехоустойчивость, цифровая обработка сигналов

1. Введение

Возращение к усовершенствованию систем связи, работающих в ионосферном канале (КВ диапазон), являлось актуальной проблемой являлось актуальной проблемой, так как система является наиболее дешевым и востребованным видом связи из существующих. В данной статье проиллюстрированы возможности моделирования данных систем в программной среде СПЕКТР-2. Данный программная среда показала успех при расчете сложных операций.

В статье будут рассмотрены сигнально-кодовые конструкции, такие как CPFSK-64, CPFSK-256, CPFSK-1024 с применением низкоскоростных турбокодов в полосе 40 кГц в ионосферном канале. Сигналы с частотной манипуляцией сигналы относятся к сложным сигналам [1]. Основная задача заключается в наборе достаточной статистики для определения верной характеристики помехоустойчивости системы. При

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

моделировании в качестве модели канала был выбран канал Ватерсона. Рассмотрим структуру передаваемого кадра, а также определим скорости передачи и другие параметры.

Параметры CPFSK-64 с символьной скоростью 300 сим/с

1 режим. Информационный блок 3240 бит. Относительная кодовая скорость 6/32. Применяется синхровставка для синхронизации системы объемом 160 символов сигнала CPFSK-64. Информационная скорость 337,5 бит/с. Разнос частот для всех режимов принимается за 2.

2 режим. Информационный блок 3234 бит. Относительная кодовая скорость 7/64. Применяется синхровставка для синхронизации системы объемом 160 символов сигнала CPFSK-64. Информационная скорость 196,9 бит/с.

Параметры CPFSK-256 с символьной скоростью 75 сим/с

1 режим. Информационный блок 3240 бит. Относительная кодовая скорость 6/32. Применяется синхровставка для синхронизации системы объемом 160 символов сигнала CPFSK-256. Информационная скорость 112,5 бит/с. Разнос частот с коэффициентом 2.

2 режим. Информационный блок 3240 бит. Относительная кодовая скорость 5/16. Применяется синхровставка для синхронизации системы объемом 160 символов сигнала CPFSK-256. Информационная скорость 187,5 бит/с.

Параметры CPFSK-1024 с символьной скоростью 18,75 сим/с

1 режим. Информационный блок 1225 бит. Относительная кодовая скорость 7/64. Применяется синхровставка для синхронизации системы объемом 75 символов сигнала CPFSK-1024. Информационная скорость 20,5 бит/с.

2 режим. Информационный блок 1225 бит. Относительная кодовая скорость 6/32. Применяется синхровставка для синхронизации системы объемом 75 символов сигнала CPFSK-1024. Информационная скорость 35,1 бит/с.

2. Моделирование режимов

Для построение модели системы использовалась следующая схема для проведения моделирования. В качестве канала был использован блок имитации ионосферного канала Ватерсона с аддитивным белым гауссовским шумом (рисунок 1). А так же производилась имитация преднамеренной узкополосной помехи, занимающая ¼ от полосы сигнала(рисунок 2).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

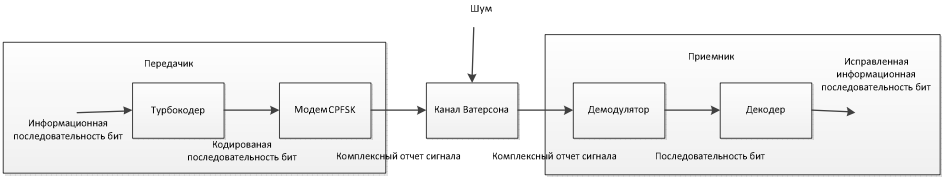


Рис. 1. Структурная схема системы передачи МЧТ сигналов

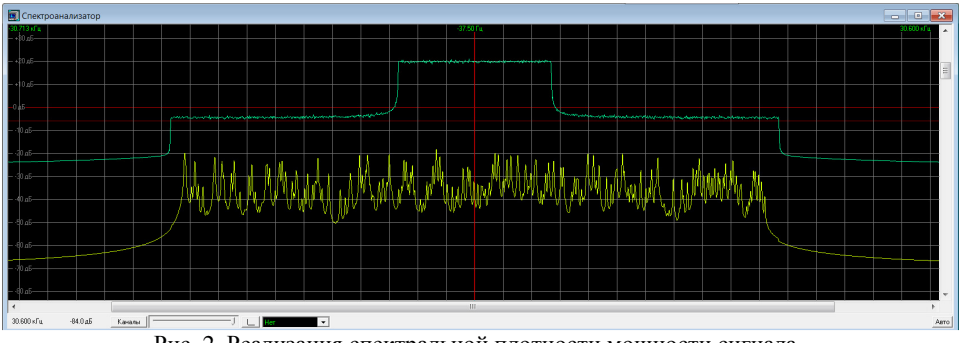


Рис. 2. Реализация спектральной плотности мощности сигнала МЧт-1024 на выходе модулятора (желтый график) и смеси его с белым гауссовским шумом и узкополосной помехой (зеленый график) (на горизонтальной оси - 1клетка/1886 Гц, на вертикальной оси 1клетка - 10 дБ).

В соответствии с каждым вариантом сигнала был сформирован пользовательский интерфейс диалогового окна блоков: модулятор МЧТ сигналов приведен на рисунке 3. демодулятор МЧТ сигналов приведен на рис. 4.

Данные окна позволяет устанавливать вид модуляции, режим, коэффициент разноса частот, по которому формируется сетка частот, и файл из которого производится чтение для формирования потока информационных данных. Для моделирования подбирается частота дискретизации для правильного формирования и обработки сигналов, как на передающей стороне(модуляторе), так и на приемной стороне(демодуляторе).

В настройках модулятора кроме выбора режима работы, так же есть настройки алгоритма обработки откликов с фильтров использующийся для снижения преднамеренных помех при передачи сигналов через канал связи.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

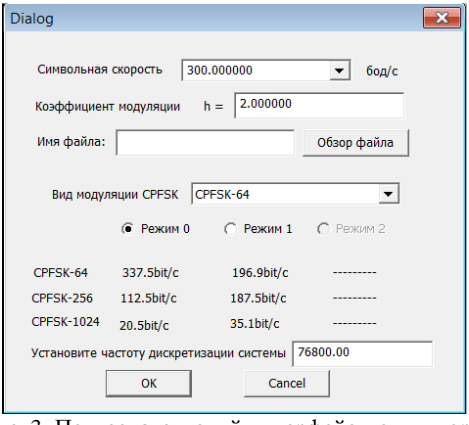


Рис. 3. Пользовательский интерфейс модулятора

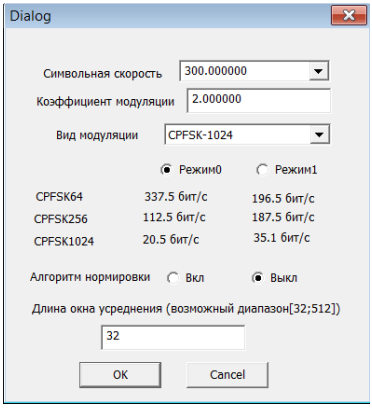


Рис. 4. Пользовательский интерфейс демодулятора

Далее приведена структурная схема приемника МЧТ сигналов в котором производится «классический» прием сигналов с частотной модуляции – снос частот, децимация сигнала, синхронизация сигнала по синхровставке[1].

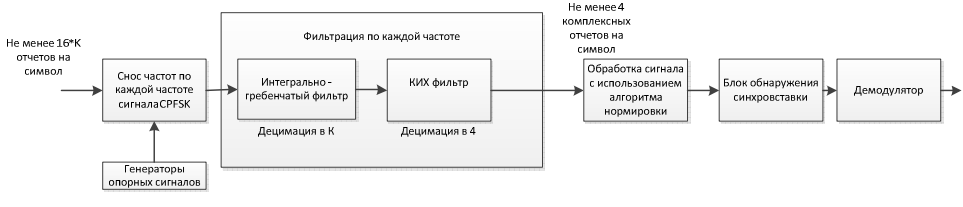


Рис. 5. Структурная схема обработки сигнала в приемнике

Для наглядного представления сформированного сигнала изображены средние спектральные плотности мощности. Применение данного вида модуляции позволяет уменьшить составляющие боковых лепестков [2]. Блок из 2048 отчетов использовался для БПФ.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

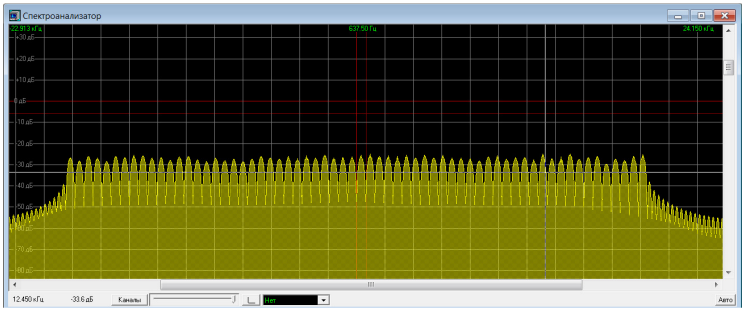


Рис. 6. Спектральная средняя плотность мощности сигнала CPFSK-64.

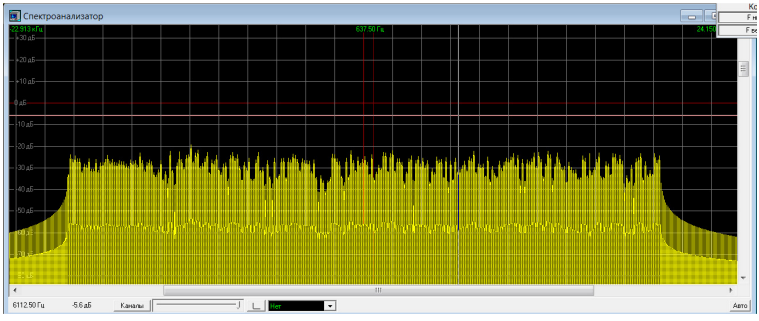


Рис. 7. Спектральная средняя плотность мощности сигнала CPFSK-256.

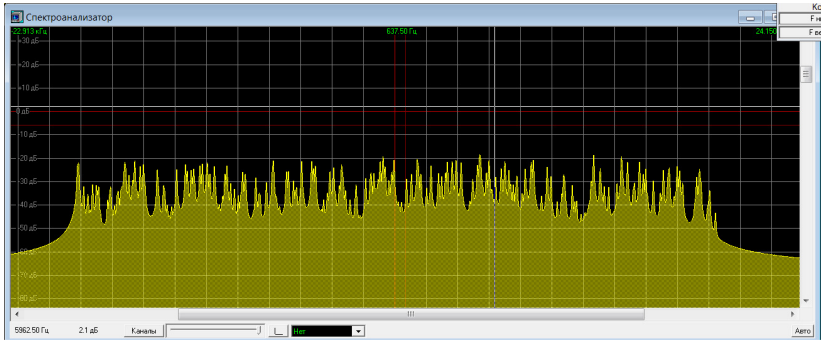


Рис. 8. Спектральная средняя плотность мощности сигнала CPFSK-1024

При обработке сигналов используется фильтр со скользящим средним для оценки мощности смеси сигнала с шумом, поступающей на вход согласованного фильтра (блок обнаружения синхровставки).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Производился синтез ких фильтра(таб.1) в математическом пакете MATLAB с помощью инструмента fdatool.

Табл. 1. Характеристики ких фильтра в демодуляторе

Число частот	Порядок	Частота дискретизации на входе фильтра	Полоса пропускания	Полоса задерживания
256	231	1200	37	75
64	231	4800	148	300
1024	231	300	9,25	18,75

В СПЕКТРЕ-2 была построена схема для получения и оценивания характеристик помехоустойчивости СКК (сигнально-кодовых конструкции) с использованием CPFSK сигналов. По схеме можно выделить следующие объекты: формирования сигнала, формирования аддитивного белого гауссовского шума в заданной полосе частот, формирование узкополосной помехи (преднамеренная помеха), приемник с встроенной функцией подсчета статистики и стандартный блок подсчета статистика в СПЕКТРЕ-2. В статистику входят такие значения – количество принятых информационных посылок, количество переданных информационных посылок, вероятность принятых посылок с ошибками и вероятность ошибок в битовом потоке.

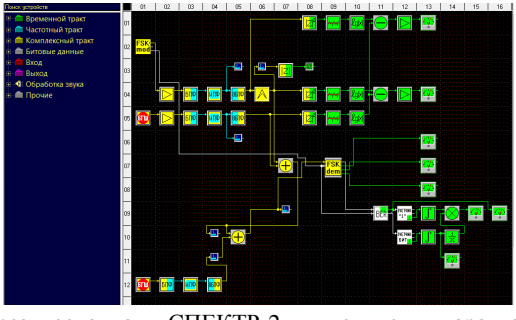


Рис. 9. Схема, реализованная в СПЕКТР-2 для получения характеристик помехоустойчивости СКК на базе CPFSK сигналов

Для снятия статистики необходимо большое количество испытаний, которое в свою очередь затрудняется долгой отладкой работы программных модулей блока, основной объем вычислений занимал процесс обработки сигнала в приемной части, то есть в демодуляторе при сноса частот. При переходе к модуляции с большим числом частотных

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

позиций росла сложность и трудоемкость вычислений в приемной стороне. Естественно для вычисления комплексных значений генератора, несущих использовались трансцендентные функции, которые замедляли процесс моделирования. С целью оптимизации и упрощение расчетов использовались табличные функции косинуса и синуса при формирование статистики CPFSK-256. Для сигналов с 1024 частотными позициями данная обработка дала небольшой выигрыш, среда моделирования считала медленно. В [3-4] предлагается решение этой задачи использованием подсистемы анализа цифрового банка фильтров-демодуляторов.

3. Оценка результатов

В результате моделирования были получены следующие графики, изображенные на рисунках 10-12. Стоит отметить каждый рисунок отображает характеристики, группированные по сигналам с одинаковым количеством частотных позиций, но различающихся относительной кодовой скоростью. Так же на рисунках отображены характеристики вероятности пакетной ошибки (Pbe) и битовой ошибки (Pfe) в разных условиях.

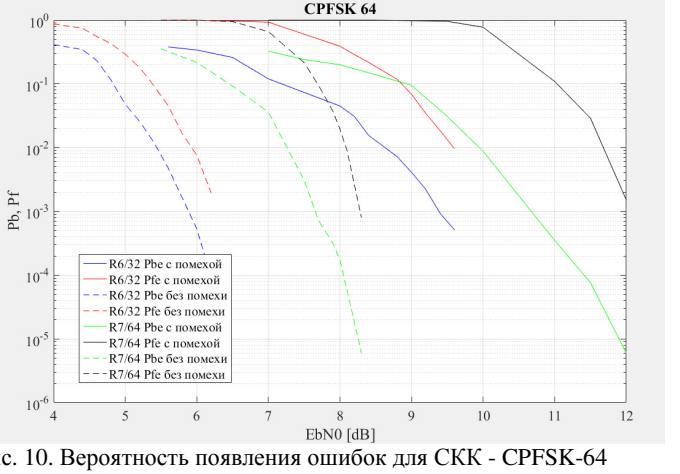


Рис. 10. Вероятность появления ошибок для СКК - CPFSK-64

На рисунке 10, на легенде:
кривая 1 – Вероятность битовой ошибки СКК - CPFSK-64 с кодовой скоростью 6/32 в условии помехи, кривая 2 – Вероятность кадровой ошибки СКК - CPFSK-64 с кодовой скоростью 6/32 в условии помехи, кривая 3 – Вероятность битовой ошибки СКК - CPFSK-64 с кодовой

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

скоростью 6/32 в условии без помех, кривая 4 – Вероятность кадровой ошибки СКК - CPFSK-64 с кодовой скоростью 6/32 в условии без помех, кривая 5 – Вероятность битовой ошибки СКК - CPFSK-64 с кодовой скоростью 7/64 в условии помех, кривая 6 – Вероятность кадровой ошибки СКК - CPFSK-64 с кодовой скоростью 7/64 в условии помех, кривая 7 – Вероятность битовой ошибки СКК - CPFSK-64 с кодовой скоростью 7/64 в условии без помех, кривая 8 – Вероятность кадровой ошибки СКК - CPFSK-64 с кодовой скоростью 7/64 в условии без помех.

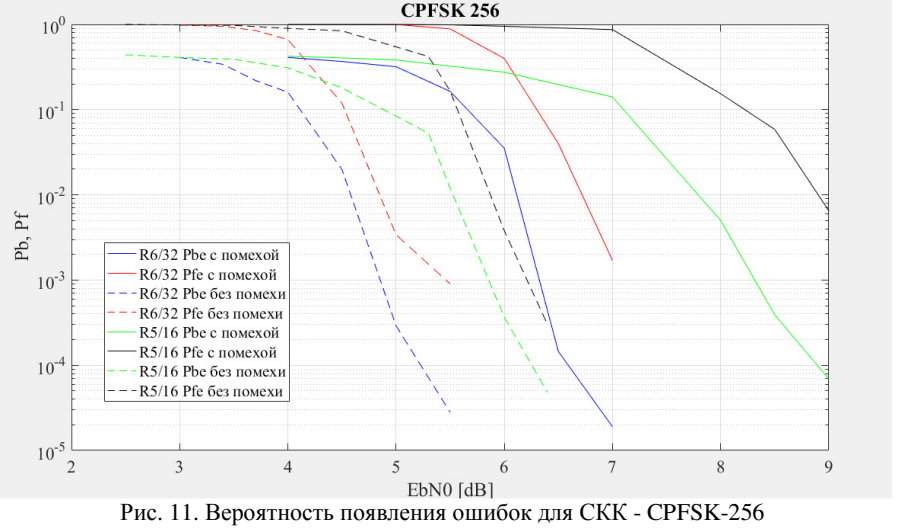


Рис. 11. Вероятность появления ошибок для СКК - CPFSK-256

На рисунке 11, на легенде:
кривая 1 – Вероятность битовой ошибки СКК - CPFSK-256 с кодовой скоростью 6/32 в условии помехи, кривая 2 – Вероятность кадровой ошибки СКК - CPFSK-256 с кодовой скоростью 6/32 в условии помехи, кривая 3 – Вероятность битовой ошибки СКК - CPFSK-256 с кодовой скоростью 6/32 в условии без помех, кривая 4 – Вероятность кадровой ошибки СКК - CPFSK-256 с кодовой скоростью 6/32 в условии без помех, кривая 5 – Вероятность битовой ошибки СКК - CPFSK-256 с кодовой скоростью 5/16 в условии помех, кривая 6 – Вероятность кадровой ошибки СКК - CPFSK-256 с кодовой скоростью 5/16 в условии помех, кривая 7 – Вероятность битовой ошибки СКК - CPFSK-256 с кодовой скоростью 5/16 в условии без помех, кривая 8 – Вероятность кадровой ошибки СКК - CPFSK-256 с кодовой скоростью 5/16 в условии без помех.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

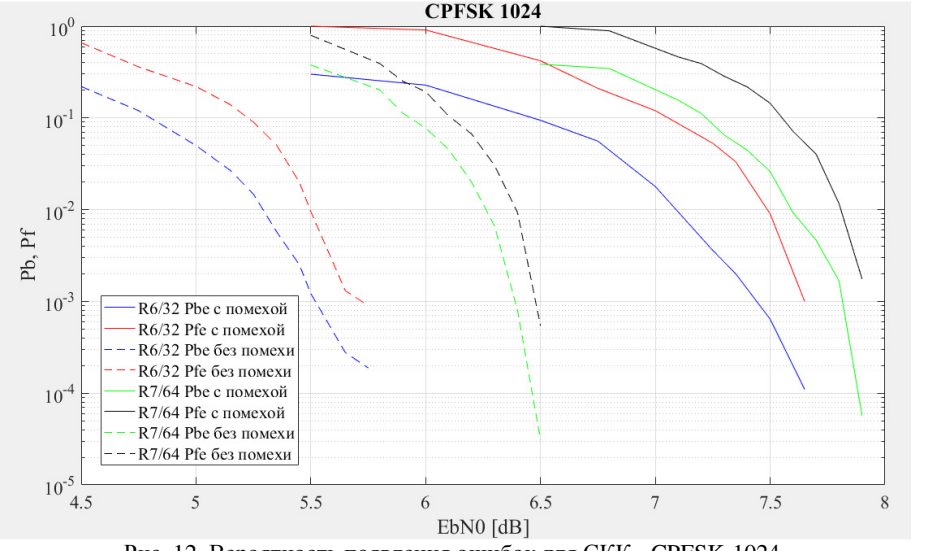


Рис. 12. Вероятность появления ошибок для СКК - CPFSK-1024

На рисунке 12, на легенде:
кривая 1 – Вероятность битовой ошибки СКК - CPFSK-1024 с кодовой скоростью 6/32 в условии помехи, кривая 2 – Вероятность кадровой ошибки СКК - CPFSK-1024 с кодовой скоростью 6/32 в условии помехи, кривая 3 – Вероятность битовой ошибки СКК - CPFSK-1024 с кодовой скоростью 6/32 в условии без помех, кривая 4 – Вероятность кадровой ошибки СКК - CPFSK-1024 с кодовой скоростью 6/32 в условии без помех, кривая 5 – Вероятность битовой ошибки СКК - CPFSK-1024 с кодовой скоростью 7/64 в условии помех, кривая 6 – Вероятность кадровой ошибки СКК - CPFSK-1024 с кодовой скоростью 7/64 в условии помех, кривая 7 – Вероятность битовой ошибки СКК - CPFSK-1024 с кодовой скоростью 7/64 в условии без помех, кривая 8 – Вероятность кадровой ошибки СКК - CPFSK-1024 с кодовой скоростью 7/64 в условии без помех.

Для сравнения влияния количества предаваемых частот построены характеристики с одинаковой относительной кодовой скоростью (рисунок 13). Из данного рисунка видно, что при увеличении частотных позиций при модуляции, характеристика СКК при одинаковых условиях дает выигрыш помехоустойчивости при преднамеренных узкополосных помехах.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

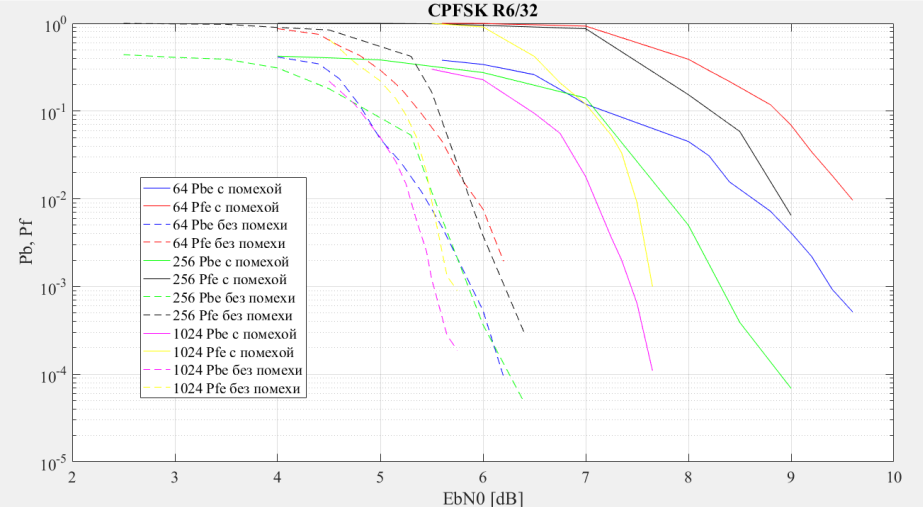


Рис. 13. Вероятность появления ошибок для СКК с кодовой скоростью 6/32

На рисунке 13, на легенде:
кривая 1 – Вероятность битовой ошибки СКК - CPFSK-64 с кодовой скоростью 6/32 в условии помехи, кривая 2 – Вероятность кадровой ошибки СКК - CPFSK-64 с кодовой скоростью 6/32 в условии помехи, кривая 3 – Вероятность битовой ошибки СКК - CPFSK-64 с кодовой скоростью 6/32 в условии без помех, кривая 4 – Вероятность кадровой ошибки СКК - CPFSK-64 с кодовой скоростью 6/32 в условии без помех, кривая 5 – Вероятность битовой ошибки СКК - CPFSK-256 с кодовой скоростью 6/32 в условии помехи, кривая 6 – Вероятность кадровой ошибки СКК - CPFSK-256 с кодовой скоростью 6/32 в условии помехи, кривая 7 – Вероятность битовой ошибки СКК - CPFSK-256 с кодовой скоростью 6/32 в условии без помех, кривая 8 – Вероятность кадровой ошибки СКК - CPFSK-256 с кодовой скоростью 6/32 в условии без помех, кривая 9 – Вероятность битовой ошибки СКК - CPFSK-1024 с кодовой скоростью 6/32 в условии помехи, кривая 10 – Вероятность кадровой ошибки СКК - CPFSK-1024 с кодовой скоростью 6/32 в условии помехи, кривая 11 – Вероятность битовой ошибки СКК - CPFSK-1024 с кодовой скоростью 6/32 в условии без помех, кривая 12 – Вероятность кадровой ошибки СКК - CPFSK-1024 с кодовой скоростью 6/32 в условии без помех.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

В данной работе была разработана модели модуляторов и демодуляторов CPFSK-сигналов. При анализе набранной статистики можно сделать следующие выводы: использование большого ансамбля позволяет лучше исправлять ошибки, так как каждой частоте присваивается свой номер из 6,8,10 бит соответственно. Разделение сигнала на большое количество поднесущих позволяет эффективнее использоватеь занимаемую полосу частот, что при одит к правильному исправлению ошибок при приеме сигнала.

Список литературы

[1] Варакин Л. Е. Теория сложных сигналов. -М.: Советское радио, 1970. - 376 с

[2]Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е. исправленное. Пер. с англ. М.: Изд. дом Вильямс. 2003. 1104 с

http://www.dsplib.ru/content/fsk/fsk.html дата обращения [13.03.2017]

[3]Витязев В.В., Зайцев А.А. Основы многоскоростной обработки сигналов: Учебное пособие. Часть 1; Рязан. гос. радиотехн. акад. - Рязань, 2005. - 124 с.

[4]Витязев В.В., Зайцев А.А. Основы многоскоростной обработки сигналов: Учебное пособие. Часть 2; Рязан. гос. радиотехн. акад. - Рязань, 2006. - 104 с.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Алгоритмы оценки символьной скорости сигналов с модуляциями M-FSK и M-PSK

Кучумов А.А., Липаткин В.И., Лобов Е.М.
Московский университет связи и информатики, г. Москва

Аннотация. *В докладе приведены алгоритмы оценки символьной скорости сигналов с модуляциями M-FSK и M-PSK. Алгоритм оценки символьной скорости M-FSK сигналов основан на декомпозиции M-ичного FSK сигнала на M поднесущих. Разделение на поднесущие может быть выполнено как вручную, с помощью полосовых фильтров, так и в автоматическом режиме. Для автоматической работы предложенного алгоритма оценки символьной скорости в докладе приведен алгоритм автоматического разделения спектра сигнала на поднесущие. Таким образом, предложенный алгоритм определения символьной скорости по спектру от максимумов модулей комплексных огибающих всех поднесущих менее чувствителен к шумам в канале.*

Ключевые слова: M-FSK, M-PSK, символьная скорость, определение параметров, спектральный анализ, радиомониторинг, фильтрация.

1. Введение

Символьная скорость является важным параметром сигнала в цифровых радиосистемах. В системах радиомониторинга, где отсутствует какая-либо априорная информация о сигнале, оценка символьной скорости необходима для корректной дальнейшей обработки принятого сигнала, в частности демодуляции[1]. В настоящее время существует несколько методов оценки символьной скорости. Наиболее распространены алгоритмы, основанные на свойствах циклостационарности сигналов[2,3] и Вейвлет преобразовании[4]. Однако, данные алгоритмы требуют высокого отношения сигнал-шум (ОСШ). Как правило, службы, осуществляющие радиомониторинг, работают при низком ОСШ, так как в большинстве случаев используются ненаправленные антенны. Данная особенность связана с тем, что неизвестно местоположение источника излучения. Расстояние от источника излучения до приемника может быть большим, что также снижает уровень ОСШ. В связи с этим, в данной статье рассмотрим алгоритмы определения символьной скорости сигналов с модуляцией M-FSK.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

Под символьной скоростью понимается число различных состояний сигнала в единицу времени. На рисунке 1 изображены символы сигнала с модуляцией 2-FSK.

Сигнал с модуляцией M-FSK представим в виде комплексной огибающей:

$$\dot{X}(t) = Ae^{j((w_i + w_0)t + \varphi)}$$

где A – амплитуда сигнала, w_0 – центральная частота, w_i – отклонение от центральной частоты i-ой частотной позиции, φ – начальная фаза.

Наиболее часто для определения символьной скорости используют используют алгоритм основанный на преобразовании Фурье[5] от квадрата модуля комплексной огибающей сигнала:

$$\dot{S}(\mathrm{w}) = \int_0^T \left|\dot{X}(\mathrm{t})\right|^2 e^{-jwt} dt$$

Частота первой гармоники в полученном амплитудном спектре соответствует символьной скорости исследуемого сигнала. На рисунке 2 изображена гармоника, частота которой, соответствует символьной скорости. Однако, данный алгоритм был разработан для определения символьной скорости сигналов с модуляцией M-PSK. Для сигналов с модуляцией M-FSK, данный алгоритм чувствителен к шумам в канале передачи. В связи с этим был разработан алгоритм, способный определять символьную скорость при низком ОСШ.

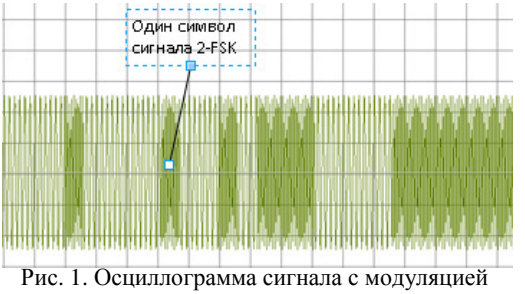


Рис. 1. Осциллограмма сигнала с модуляцией 2-FSK

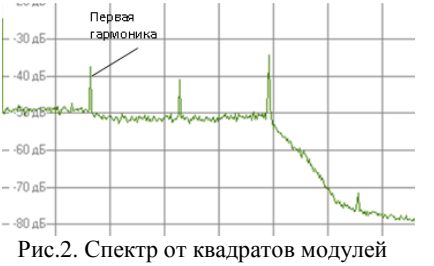


Рис.2. Спектр от квадратов модулей комплексной огибающей сигнала (2-FSK, ОСШ = 10 дБ, символьная скорость 200 бод)

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

2. Предложенный алгоритм

Алгоритм основан на преобразовании Фурье от модуля комплексной огибающей сигнала. Данный алгоритм предполагает разделение спектра исходного сигнала на отдельные поднесущие[6]. Приведем основные этапы работы данного алгоритма. На первом шаге с помощью алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) вычисляется спектр комплексной огибающей исследуемого сигнала:

$$\dot{S}(w) = FFT\{\dot{X}(t)\},$$

где оператор $FFT\{\cdot\}$ – быстрое преобразование Фурье.

Следующий этап заключается в выделении из полученного спектра отдельных поднесущих. В общем случае данную операцию можно проводить с помощью полосовых фильтров. Их количество определяется количеством частотных позиций при модуляции. Однако, не всегда известно количество поднесущих и их частотные границы. Таким образом, применение полосовых фильтров оказывается невозможным. В этом случае можно применить алгоритм автоматического разделения исходного спектра на отдельные поднесущие. Для этого необходимо выполнить следующие операции.

Вычисляется среднее значение квадрата модуля (мощности) спектральных компонент S_{mean} в заданном оператором интервале частот:

$$S_{mean} = \frac{\sum_{j=0}^{N_{FFT}-1} \left|\dot{s}_j\right|^2}{N_{FFT}},$$

где N_{FFT} – длина блока БПФ, $\dot{s}_j$ – j-я спектральная компонента.

Далее с помощью скользящего интегратора вычисляется средняя мощность спектральных компонент $S_{k,mean}$ в заданном интервале частот, равным размеру окна интегрирования, в виде:

$$S_{k,mean} = \frac{\sum_{j=k}^{k+N_{WLen}} \left|\dot{s}_j\right|^2}{N_{WLen}}, \quad (1)$$

где $k \in N_{LO} \ldots N_{HI} - N_{WLen}$ – последовательно перебираемый индекс начальной спектральной компоненты интервала частот усреднения мощности спектральных компонент, N_{LO} – индекс нижней границы

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

интервала частот, содержащего полезный сигнал, N_{HI} – индекс верхней границы интервала частот, содержащего полезный сигнал, N_{WLen} – длина интервала частот в котором проводится интегрирование в единицах элемента разрешения по частоте алгоритма БПФ.

Для каждого $k \in N_{LO}...N_{HI} - N_{WLen}$ проводится сравнение отношения средней мощности спектральных компонент в текущем окне интегрирования $S_{k,mean}$, состоящего из N_{WLen} спектральных компонент, к средней мощности спектральных компонент в интервале частот полезного сигнала S_{mean} с заданным относительным порогом. Величина порога показывает во сколько раз средняя мощность в текущем окне интегрирования превышает среднюю мощность на всем интервале частот анализа сигнала. Если указанное отношение превышает заданный порог

$$\frac{S_{k,mean}}{S_{mean}} \geq P, \tag{2}$$

то происходит накопление спектральных компонент, участвовавших в сумме (1) для текущего k. Накопление происходит до тех пор, пока условие (2) истинно. После того, как условие (2) принимает значение «лож», принимается решение, что накопленные значения спектральных компонент относятся к первой поднесущей входного сигнала. Далее выше описанные операции повторяются для выделения следующих поднесущих. Алгоритм, таким образом, последовательно обрабатывает спектр входного сигнала $k \in N_{LO}...N_{HI} - N_{WLen}$, производя его разделение на отдельные поднесущие.

3. Моделирование алгоритма

На рисунке 3 изображен спектр исходного сигнала на интервале частот, на котором проводилось усреднение спектральных компонент. На рисунке 4 изображены отдельные поднесущие исходного сигнала. Очевидно, что разделение спектра исходного сигнала на отдельные поднесущие произведено успешно.

После выделения поднесущих, для каждой из них выполняется ОБПФ. После чего модули отсчетов комплексной огибающей $\left|x_{i,m}\right|$ подаются на устройство поиска максимума:

$$X_i = \max_m \left|x_{i,m}\right|,$$

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где $X(t)$ – результирующий сигнал, m – индекс поднесущей. Далее X_i подвергается взятию БПФ:

$$S_i = FFT\{\mathrm{X}_i\}.$$

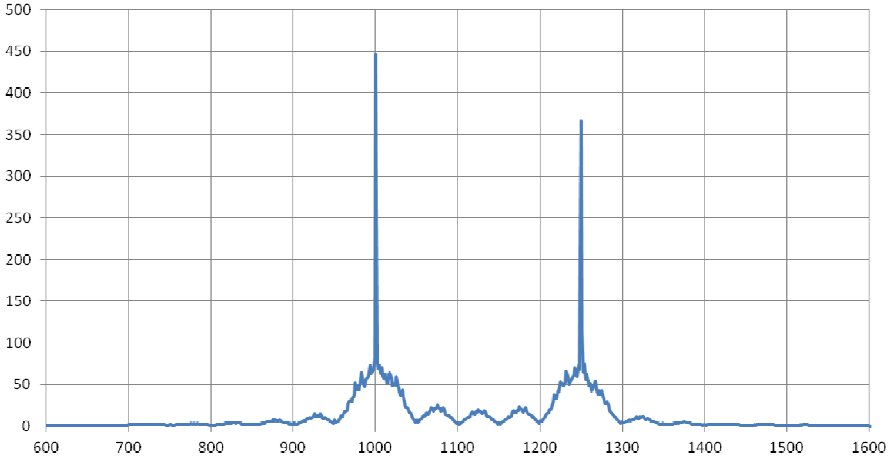


Рис. 3. Спектр исходного сигнала в полосе частот [600;1600] Гц

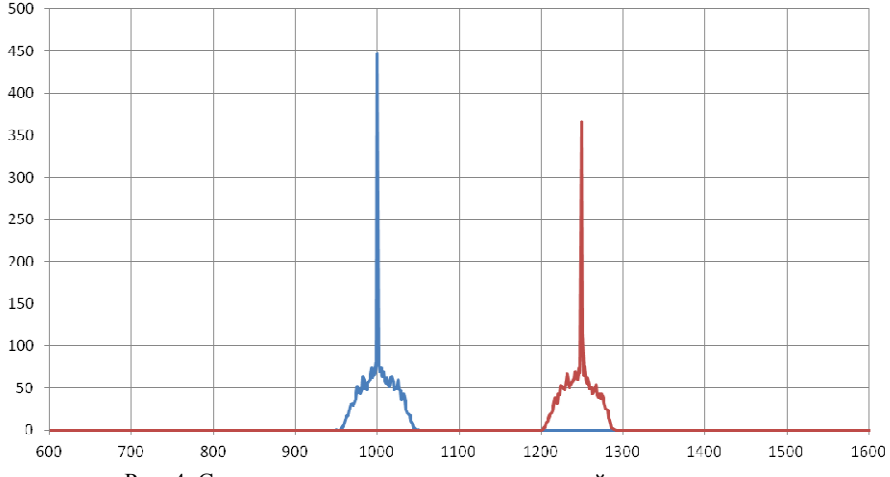


Рис. 4. Спектр исходного сигнала разделенный на поднесущие

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Значение частоты первой гармоники в полученном амплитудном спектре определяет символьную скорость. Данный алгоритм определения символьной скорости реализован в виде программного обеспечения. На рисунке 5 представлен интерфейс пользователя. На рисунке 6Рис. 6 представлен спектр, в котором частота первой гармоники соответствует символьной скорости. Таким образом, в качестве входных данных алгоритма задаются следующие параметры:

– нижняя и верхняя временные границы;

– центральная частота и полоса интервала частот, на котором выполняется БПФ;

– размер пачки БПФ для спектрального анализа

– величина относительного порога P;

– величина интервала частот, на котором происходит интегрирование (для разделения спектра на поднесущие).

–

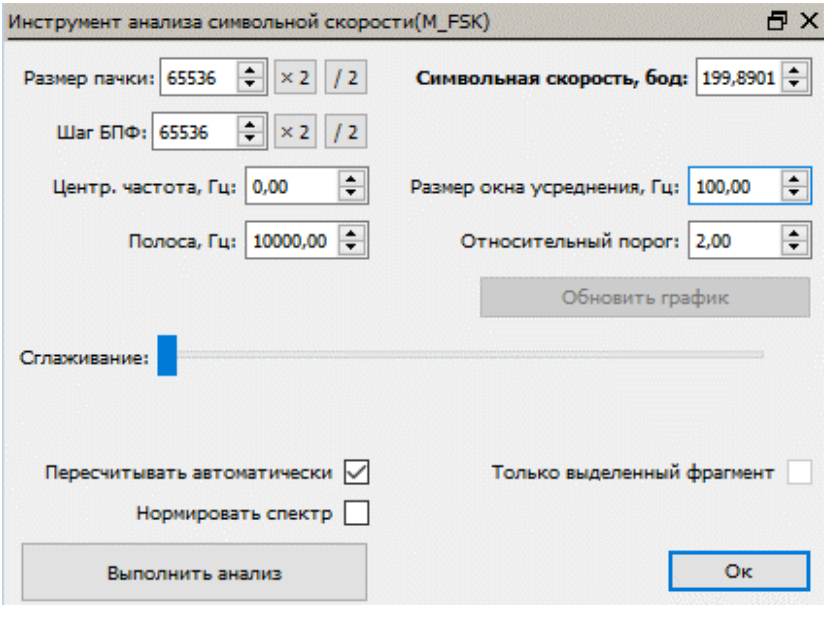


Рис. 5. Интерфейс пользователя

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

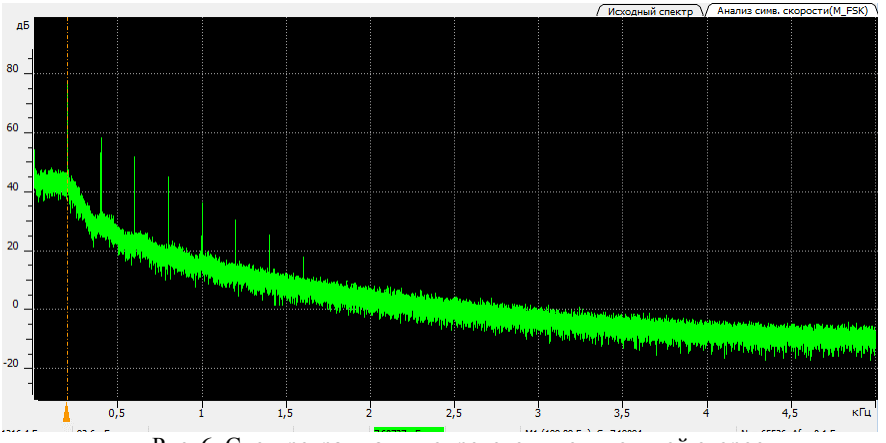


Рис. 6. Спектрограмма для определения символьной скорости

Для снижения амплитуды низкочастотных составляющих, без потери уровня информационных гармоник можно применить нормировку вида:

$$S_i^{'} = \frac{S_i}{\sum_{j=-f}^{f} S_{i-f}},$$

где f – половина окна усреднения S_i.

На рисунке 7 представлена спектрограмма для определения символьной скорости с учетом нормировки.

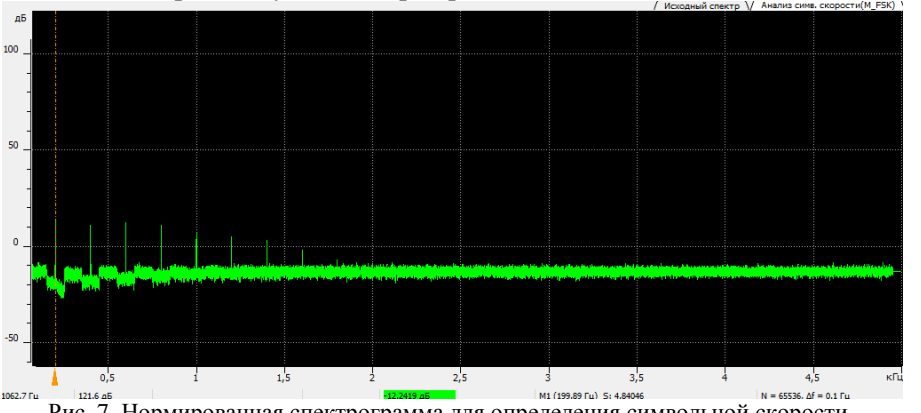


Рис. 7. Нормированная спектрограмма для определения символьной скорости

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

На рисунках 8, 9 и 10 приведены зависимости амплитуды первой гармоники, определяющей символьную скорость, от ОСШ для модуляций 2-FSK, 4-FSK и 8-FSK.

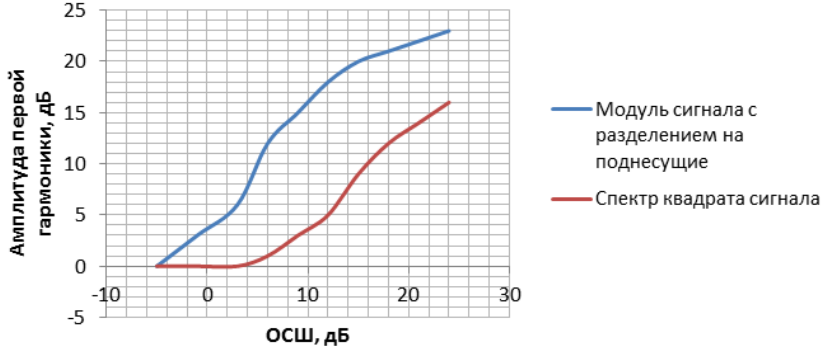


Рис. 8. Сравнение алгоритмов для сигнала с модуляцией 2-FSK

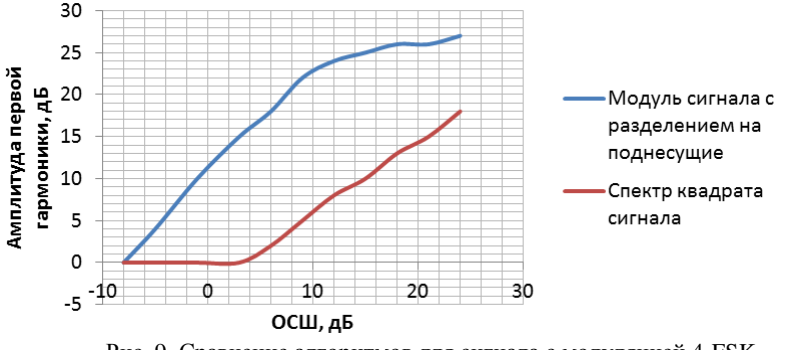


Рис. 9. Сравнение алгоритмов для сигнала с модуляцией 4-FSK

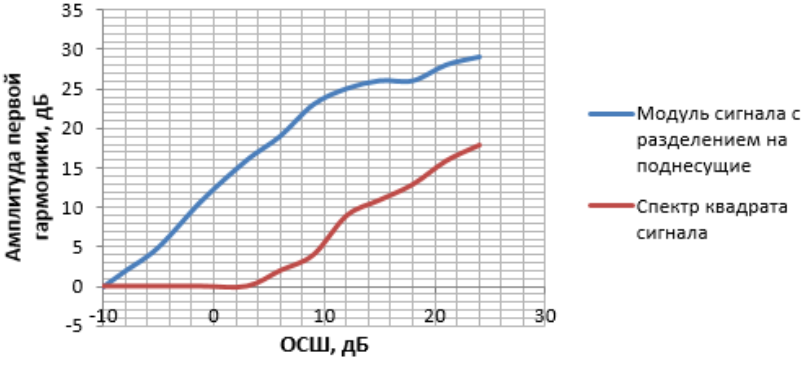


Рис. 10. Сравнение алгоритмов для сигнала с модуляцией 8-FSK

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

Как видно из графиков, предложенный алгоритм определения символьной скорости с разделением поднесущих позволяет определять символьную скорость при низком ОСШ. Выигрыш относительно известного алгоритма составляет порядка 6-10 дБ. Также, как отмечалось ранее, алгоритм с разделение спектра сигнала на поднесущие при увеличение порядка модуляции менее чувствителен к шуму. Что особенно проявляется при модуляции 8-FSK.

Список литературы

[1] Сергиенко А Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. — 3-е изд. — СПб.: БХВ-Петербург, 2011. — 768 с.: ил.

[2] A. GUNER and I. KAYA, “Periodic Variation Method for Blind Symbol Rate Estimation,” 7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Bursa, Turkey, 1-4 December, 2011, pp. 278 – 280.

[3] Jason Gejie Liu, Xianbin Wang, Jay Nadeau, and Paul Hoy, “Blind Parameter Estimation for OFDM Interception Receiver with Iterative Cyclostationary Analysis,” The 2011 Military Communications Conference - Track 5 - Communications and Network Systems, pp. 2211 – 2215.

[4] Ou Xin, Symbol rate estimation of MPSK based on many wavelets [J]. Signal Processing, Mar. 2009, 25(3):469-471.

[5] Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, – М.: Вильямс, 2004г, 1104 с.

[6] Xu Jian-fei, Wang Fu-ping, Wang Zanji, “Algorithm for Symbol Rate Estimation of MFSK”, Proceedings of SPIE, 2011, doi:10.1117/12.913362

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Обработка траекторных данных в условиях априорной неопределенности

[1] Тактакишвили В.Г., [2] Волчков В.П.
[1, 2] *Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), г. Москва, 111024, Российская Федерация*
[1] *vgtaktakishvili@gmail.com*
[2] *volchkovvalery@mail.ru*

Аннотация: *Рассматривается проблема оптимизации траекторной обработки в режиме сопровождения целей на проходе с сохранением обзора (СНП-О) при отсутствии априорной информации о параметрах движения цели и помехах. Предлагеается введение обратного канала от блока вторичной обработки в блок первичной обработки, что позволяет реализовать адаптивное изменение праметров стробирования зоны ответственности с целью улучшения качества слежения.*

Ключевые слова: радиолокация, сопровождение на проходе, сопровождение с сохранением обзора, оптимизация сопровождения целей, адаптивный строб.

1. Введение

Одной из важнейших задач радиолокации является сопровождение целей, которое позволяет проводить анализ траектории цели для оценки параметров её движения и формирования экстраполированного строба сопровождения.

Для сопровождения цели, следящая РЛС (радиолокационная станция) должна содержать блок первичной обработки (непосредственно локатор с аналогово-цифровым преобразованием) и блок вторичной обработки (БВО), анализирующий данные от блока первичной обработки (БПО) с целью выявления возможных целей и их сопровождения. Для взаимной оптимизации качества определения координат возможно введение обратного канала от БВО к БПО, через который сообщаются данные о дополнительных стробах сопровождения, зависящих от экстраполированных координат целей.

При обнаружении возможной цели, РЛС должна переводиться из режима обзора в режим *сопровождения на проходе с сохранением обзора* (СНП-О). Для обеспечения большей точности определения координат возможной цели, требуется формировать стробы сопровождения в области, где находится предполагаемая цель (зона СНП), но при этом не

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

переставать формировать стробы обзора, позволяющие обнаруживать новые потенциальные цели. Если предполагаемых целей несколько, то должны создаваться независимые зоны СНП, не отменяющие при этом сканирование пространства стробами обзора.

2. Первичная и вторичная обработка

В современных радиолокационных системах чаще всего применяются антенны на основе ФАР (фазированных антенных решёток). Для формирования сканирующего импульса и приёма отклика в таких системах требуется изменение фазировки вибраторов (электронным методом), которое приводит к изменению диаграммы направленности, эквивалентному повороту остронаправленной антенны на заданные углы. Переключение антенны между угловыми позициями производится блоком первичной обработки в соответствии с растром, определяющим координаты стробов обзора, либо в соответствии с принятыми от БВО данными о координатах стробов СНП.

Блок вторичной обработки получает от БПО данные об обнаруженных откликах по каждому стробу. Отклик, превышающий по уровню некоторый порог (задаваемый из БВО) называется меткой. Последующая обработка меток производится без учёта их фактического уровня, отмечается только факт превышения порога.

В полученной выборке, после пороговой обработки, содержатся данные о метках, вызванных реальной целью и о метках, появившихся вследствие влияния разнообразных помех (случайных или предумышленных). В таком случае, анализ полученных меток приводит к многогипотезному развитию событий - число меток в стробе теоретически не ограничено, но при большом отношении сигнал/шум можно предположить (с незначительной потерей оптимальности алгоритма), что в один строб сопровождения не может попасть более одной метки. Такое допущение позволяет синтезировать алгоритм, опираясь на двухгипотезный метод. Задачей вторичной обработки в таких условиях является оценка реальной траектории цели на основании меток, попадающих в экстраполированные стробы сопровождения, и накопленной информации.

3. Сопровождение цели

Всё сопровождение на проходе можно разделить на 3 процесса: захват цели, её сопровождение и сброс сопровождения.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

При обнаружении предполагаемой цели в нескольких последовательных обзорных стробах [1] происходит *захват* сопровождения. При этом в множество захваченных целей добавляется новая цель, рассчитываются начальные условия для её экстраполирующей модели (предполагаемые координаты и скорости) и блок первичной обработки получает команду на переход в режим СНП-О и формирование стробов сопровождения вблизи предполагаемой цели.

Последующее слежение за захваченной целью производится по результатам поступающих стробов. Так как положение реального объекта в пространстве не может изменяться мгновенно, метки находящиеся на некотором отдалении от экстраполированной координаты цели можно отбросить. Оставщийся набор меток используется для корректировки экстраполирующей модели.

Ниже рассматривается случай больших отношений сигнал/шум, приводящий к двухгипотезной ситуации, когда внутри очередного строба сопровождения метка цели обнаружена или отсутствует. Оптимальная процедура экстраполяции параметров цели и формирования для неё строба сопровождения в условиях такой априорной неопределённости приводит к довольно сложному двухгипотезному алгоритму СНП, который минимизирует суммарную среднеквадратическую ошибку экстраполяции метки цели внутри строба. Поэтому для синтеза предлагается использовать скользящий адаптивный метод [2], приводящий к более простому субоптимальному алгоритму, описываемому следующей рекуррентной процедурой:

$$\tilde{x}_i = \hat{x}_{i-1} + T_i\tilde{v}_i, \quad \tilde{\sigma}^2_{x_i} = \sigma^2_{x_{i-1}} + T_i^2\tilde{\sigma}^2_{v_i}\,,$$

$$\hat{x}_i = \sum_{k=0}^{1} p_i^{(k)}\hat{x}_i^{(k)}, \quad \sigma^2_{x_i} = \sum_{k=0}^{1} p_i^{(k)}[a_{x_i}^{(k)} + (\hat{x}_i^{(k)} - \hat{x}_i)^2]\,,$$
$$\hat{x}_i^{(k)} = \tilde{x}_i + \chi_i^{(k)}(y_i - \tilde{x}_i), \quad a_{x_i}^{(k)} = (1 - \chi_i^{(k)})\tilde{\sigma}^2_{x_i}\,, \qquad (1a)$$

$$\chi_i^{(k)} = \begin{cases} \tilde{\sigma}^2_{x_i}(b_i + \tilde{\sigma}^2_{x_i})^{-1}, & k = 1 \\ 0 & k = 0 \end{cases},$$
$$\tilde{v}_i = \hat{v}_{i-1}, \quad \tilde{\sigma}^2_{v_i} = \sigma^2_{v_{i-1}} + \sigma^2_{\xi}, \quad \tilde{b}_i = b_i + \sigma^2_{x_{i-1}}\,,$$

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\hat{v}_i = \sum_{k=0}^{1} p_i^{(k)} \hat{v}_i^{(k)}, \quad \sigma_{v_i}^2 = \sum_{k=0}^{1} p_i^{(k)} [a_{v_i}^{(k)} + (\hat{v}_i^{(k)} - \hat{v}_i)^2],$$
$$\hat{v}_i^{(k)} = \tilde{v}_i + \gamma_i^{(k)}(y_i - \tilde{x}_i), \quad a_{v_i}^{(k)} = (1 - \gamma_i^{(k)} T_i)\tilde{\sigma}_{v_i}^2, \qquad (16)$$

$$\gamma_i^{(k)} = \begin{cases} T_i \tilde{\sigma}_{v_i}^2 (T_i^2 \tilde{\sigma}_{v_i}^2 + \tilde{b}_i)^{-1}, & k \neq 0 \\ 0 & k = 0 \end{cases}.$$

T_i — время между текущим и прошлым стробом;
$\tilde{x}_i$ — экстраполированная координата цели до учёта текущего строба;
$\tilde{v}_i$ — экстраполированная скорость цели до учёта текущего строба;
$\hat{x}_i$ — рассчитанная координата с учётом информации текущего строба;
$\hat{v}_i$ — рассчитанная скорость с учётом информации текущего строба;
$\sigma_{x_i}^2$ — дисперсия рассчитанной координаты;
$\sigma_{v_i}^2$ — дисперсия рассчитанной скорости;
i — номер итерации;
b — дисперсия шума наблюдения;
$p_i^{(k)}$ — апостериорная вероятность k-ой гипотезы (k=1 — цель попала в строб, k=0 — в стробе нет истинной отметки цели);
y_i — измеренная координата метки в стробе.

При этом строб для каждой итерации задаётся следующими координатами:

$$U_{\tilde{x}_i} = (\tilde{x}_i - \Delta_i/2;\ \tilde{x}_i + \Delta_i/2), \quad \Delta_i = 2\Phi^{-1}(p_{\mathrm{U}}/2)\tilde{\sigma}_{x_i} \qquad (2)$$

Φ^{-1} — обратная функция ошибок (в зарубежной литературе функция ошибок — erf),
p_{U} — коэффициент доверия (заданная доверительная вероятность попадания метки цели в строб сопровождения).

Стоит отметить, что данный алгоритм является субоптимальным, так как не учитывает некоторые корелляционные связи в оптимальном двухгипотезном алгоритме. Такое допущение применимо для высокого отношения сигнал/шум, которое можно обеспечить при помощи взаимной селекции между координатными каналами (т. к. данный алгоритм можно применять параллельно во всех координатных каналах).

При обработке потока стробов, особенно при низком отношении сигнал/шум в отклике, возможен случай пропуска цели (если уровень

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

отклика цели не достигнет порога по каким-либо причинам). В таком случае экстраполяция продолжается без уточнения, а факт пропуска фиксируется. Если пропуск будет повторяться некоторое, заданное оператором, число раз, то захваченная цель считается утерянной и сопровождение *сбрасывается*. При этом цель удаляется из множества захваченных целей, а если при этом множество становится пустым, то РЛС переводится в режим обзора.

4. Заключение

Описанный алгоритм предусматривает наличие обратного канала от блока вторичной обработки, что позволяет производить совместную оптимизацию алгоритмов первичной и вторичной обработки, а также адаптивно изменять разрешающую способность радиолокационной системы при слежении за целями для улучшения качества слежения.

За счёт применения субоптимальной адаптивной стратегии синтеза, он обеспечивает значительное уменьшение вычислительной нагрузки на БВО при небольших потерях оптимальности.

Список литературы

[1]. Волчков В.П. Инвариантные методы синтеза радиотехнических систем в конечномерных базисах и их применение при разработке радиолокационных систем сопровождения. М.: 1999. С. 220-289.

[2] Шлома А. М., Волчков В. П. Синтез скользящих адаптивных алгоритмов фильтрации в условиях нестационарной параметрической неопределенности // Радиотехника и электроника. - 1985. - Т. 30, № 11. - С. 2184.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Research of threshold characteristics and level of influence of noise in the systems with non-linear processing of various information signal parameters

Timoshenkova Y.S.[1] Safiullin N.T., Ponomareva O.A. [2]
[1] *Scientific and Production Association of automatics named after academician N. A. Semikhatov, Yekaterinburg, Russian Federation*
[2] *Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Yekaterinburg, Russian Federation*
e-mail: juliatimoshenkova@gmail.com

Abstract: *The article presents the result of the noise influence on the output characteristics of the system, mitigated be a non-linear transformation of its signal. Analysis if the linear or non-linear decomposition results from the output of the system based on the signal-to-noise ratio are discussed in this paper. It is further established that noise band influence the final output signal-to-noise ratio for the linear part of the system after the non-linear transformation. Also, the thresholds of signal-to-noise ratio are estimated for the non-linear input part of the system, bounding the dumping field of the signal with noise.*

Исследование пороговых характеристик и уровня влияния помех в системах с нелинейной обработкой различных информационных параметров сигнала

Тимошенкова Ю.С.[1] Сафиуллин Н.Т., Пономарева О.А.[2]
[1] *АО «НПО Автоматики имени академика Н. А. Семихатова» Екатеринбург, Россия*
[2] *Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия*
e-mail: juliatimoshenkova@gmail.com

Аннотация: *В статье рассмотрено влияние шума, который воздействует на систему, подвергающуюся дальнейшему нелинейному преобразованию сигнала, на выходные характеристики системы. Получены результаты и проведен анализ соотношения сигнал/шум на выходе системы с линейным и нелинейным выделени-*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

ем информационных параметров сигнала. Рассмотрено влияние шумовой полосы линейной части системы и шумовой полосы системы после нелинейного преобразования на соотношение сигнал/шум на выходе системы. Проведен анализ оценки пороговых значений отношения сигнал/шум на входе нелинейной части, ограничивающих область подавления сигнала шумами на ее выходе.

1. Введение

Оценка значений информационных параметров произвольного неизвестного сигнала таких как амплитуда и фаза сигнала, как правило производится с использованием нелинейных методов их преобразования [1]. В результате чего происходит изменение соотношения сигнал/шум процесса, получаемого на выходе нелинейного устройства. Характер такого процесса чаще всего зависит от вида нелинейного преобразования. В работе анализируется влияние шума на входе системы на изменение соотношение сигнал/шум при нелинейном преобразовании сигнала различного вида и пороговые характеристики. Цель исследования заключается в анализе изменения соотношения сигнал/шум при нелинейном преобразовании сигнала.

2. Экспериментальная часть

Математическое описание процессов в нелинейных системах, в том числе анализ взаимодействия сигнала и шума и вычисление отношения их мощностей, представляет собой весьма сложную задачу, которая, как правило решается численными методами или методами математического моделирования [2]. В работе были использованы методы математического моделирования. Так как численные методы слишком сложны для исследования были выбраны узкополосные частично коррелированные узкополосные процессы, полученные путем подачи белого шума на формирующий фильтр. Далее к нему добавляется белый шум, который имитирует воздействие шума на систему. Полученная смесь сигнала и шума подается на нелинейный преобразователь (рисунок 1).

Полагаем, что информация заключается в флуктуационной составляющей процесса, получаемого на выходе нелинейного элемента [1]. Для выделения флуктуационной составляющей используется коррелятор, вычисляющий автокорреляционную функцию (АКФ) центрированного процесса с шагом, много меньше интервала корреляции информационного процесса. Такая обработка сигнала обеспечивает простоту выделения вре-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

менной характеристики мощности шума. Как следствие значения АКФ при нулевом сдвиге равны суммарной мощности сигнала и помехи [2-4].

Когда сдвиг не равен нулю, значения АКФ на достаточно большом интервале усреднения определяются только сигналом, поскольку значения шумовой составляющей в несовпадающие моменты времени не коррелированы и позволяют оценить мощность информационного сигнала.

Вычисления АКФ произведено с использованием формул (1) -(4). Формулы представляют информационные параметры, такие как амплитуда (1), квадрат амплитуды (2), фаза (3) и удвоенная фаза (4), в виде совокупности отсчетов мгновенных значений значения синусной и косинусной составляющей сигнала.

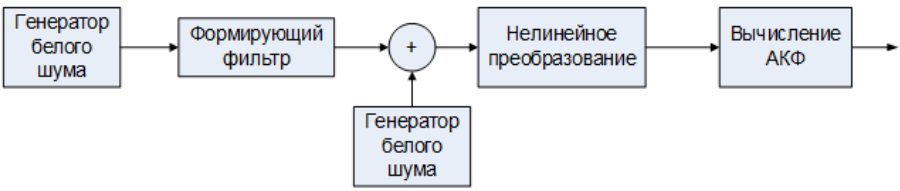


Рис. 1. Структурная схема исследуемой модели

В качестве примера, на рисунке 2, приведена АКФ процесса на выходе нелинейного элемента, обеспечивающего оценку амплитуды сигнала

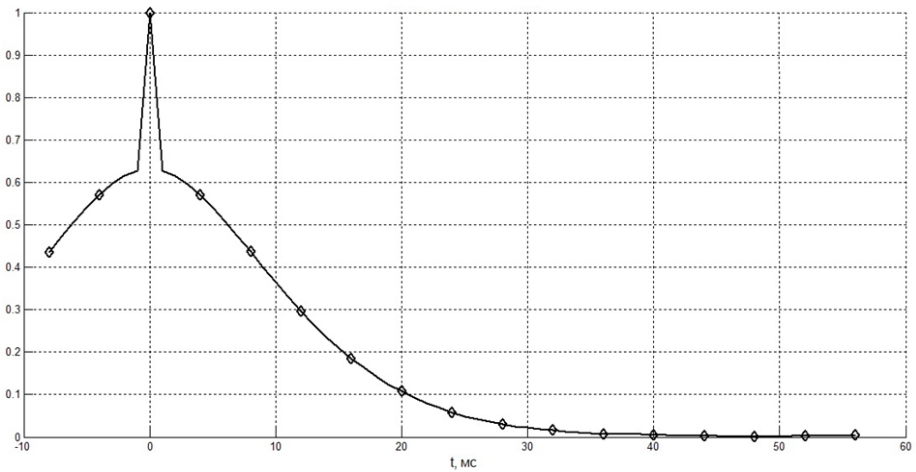


Рис. 2. Вид исследуемой автокорреляционной удвоенной фазы сигнала

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Результаты

В качестве информационного параметра системы рассматривались четыре характеристики сигнала, вычисляемые по формулам [1-3]:

$$U_i = \sqrt{Uc_i^2 + Us_i^2} \quad (1)$$

$$U2_i = Uc_i^2 + Us_i^2, \quad (2)$$

$$C\varphi = \frac{Uc_i}{\sqrt{Uc_i^2 + Us_i^2}}, \quad (3)$$

$$C2\varphi = \frac{Uc_i^2 - Us_i^2}{Uc_i^2 + Us_i^2}. \quad (4)$$

где U_i – отсчет амплитуды сигнала,

Uc_i – отсчет мгновенного значения косинусной составляющей сигнала,

Us_i – отсчет мгновенного значения синусной составляющей сигнала;

Был проведен сравнительный анализ АКФ различных параметров сигнала при отсутствии шумов. Как и следовало ожидать, при отсутствии шумовой составляющей в системе кросскорреляционные функции (корреляционная функция синусной и косинусной составляющей, корреляционные функции косинуса и синуса фазы) равны нулю, а при наличии шума существует корреляция между квадратурными составляющими сигнала, которая зависит от его величины. По итогам проведения эксперимента было определено, что по графику АКФ можно легко определить влияние шума на систему. По пику АКФ вычисляется значение мощности суммы сигнала и шума. На уровне основания пика вычисляется мощность сигнала. Как следствие не составляет труда вычисление мощности шума, воздействующего на систему, как разности суммарной мощности и мощности сигнала (рисунок 3) [7].

На основе реализованной системы было проведено исследование зависимости соотношения сигнал/шум на выходе системы от соотношения сигнал/шум на входе нелинейного элемента. Исследование проводилось путем сравнения экспериментально полученных данных графическим способом, сравнения среднеквадратической ошибки и относительной среднеквадратической ошибки. На рисунке 4 показаны графики зависимости отношения сигнал/шум на выходе нелинейного преобразователя от соотношения сигнал/шум на его входе для различных информационных параметров сигнала. Доверительные интервалы не приведены, так как они малы.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

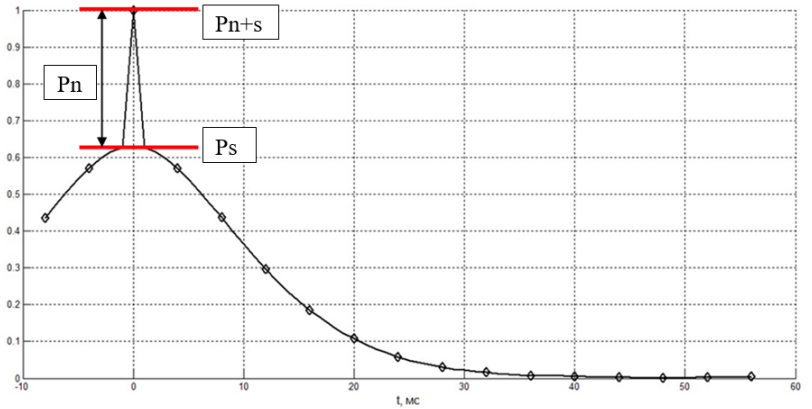


Рис. 3. Метод определения мощности шума

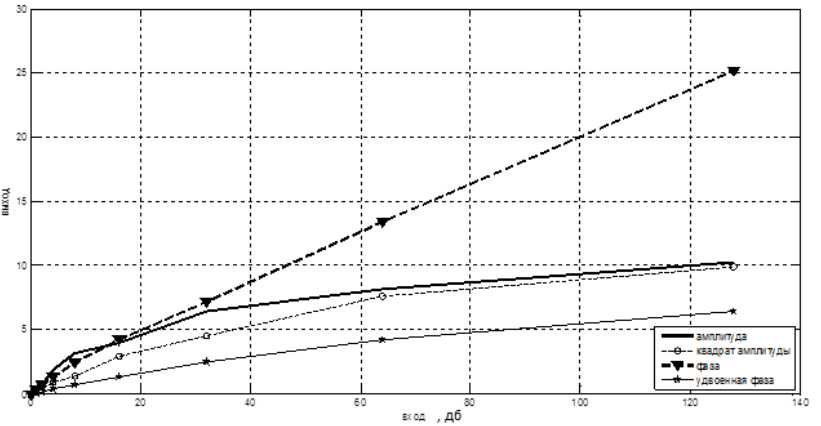


Рис. 4. Зависимость отношения сигнал-шум на входе и выходе нелинейного преобразователя

Особое внимание стоит обратить внимание на интервал, в котором значение входного отношения сигнал/шум не превышает 20 дБ. На рисунке 5 представлен график, отражающий зависимость соотношений сигнал/шум на выходе и входе системы для указанного интервала.

Из приведенных графиков видно, что наименьшее уменьшение соотношение сигнал/шум происходит при использовании амплитуды и фазы, для этих случаев в среднем значения ухудшаются не более чем в 2 – 3 раза. В тоже время, как использование квадрата амплитуды и удвоенной фазы дает уменьшение соотношения в 4 – 8 раз. Изменение соотношения сигнал/шум можно назвать проигрышем системы. Для информационных

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

параметров амплитуды и фазы это значение наименьшее, а для квадрата амплитуды и удвоенной фазы – существенно больше. Стоит отметить, что при значении соотношения сигнал/шум на входе менее 2 проигрыш системы значительно увеличивается.

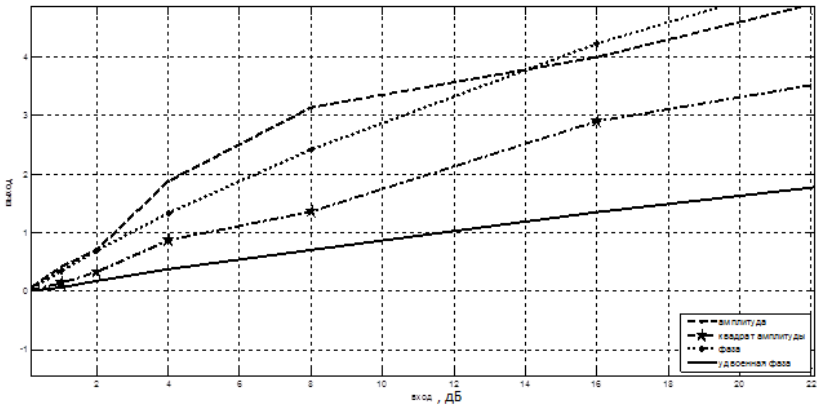


Рис. 5. Зависимость соотношения сигнал/шум на выходе системы от соотношения сигнал шум на входе системы для критического интервала с ограничением 20 дБ

Фаза сигнала, полученного при моделировании систем с нелинейной обработкой сигналов является перспективным информационным параметром в корреляционных измерителях скорости, поскольку не накладывает ограничений на выбор параметров автоматической регулировки усиления и мощности сигнала и обладает наименьшей шириной ВКФ. Как следствие использование фазы сигнала в качестве информационного параметра позволяет избежать ошибок при обработке сигналов, получаемых при моделировании сигналов, отраженных протяженной поверхностью [7]. Особо стоит обратить внимание, что зависимость изменения соотношения сигнал/шум для такого информационного параметра, как фаза сигнала имеет линейный вид. Данный факт может быть использован при обработке информации и ее упрощении в корреляционных измерителях.

4. Заключение

Полученные результаты необходимо учитывать при моделировании систем сигналов отраженных протяженной поверхностью и корреляционного измерения параметров (скорости, высоты и т.д.). При моделировании систем отраженных сигналов учитывают влияние шума, поэтому при использовании нелинейных методов обработки сигналов стоит обеспечить

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

соотношение сигнал/шум на входе таких систем не менее 6. Увеличение уровня помех, определяемого дисперсией случайного входного сигнала, уменьшает полезный сигнал на выходе нелинейного элемента. Пороговые эффекты для рассматриваемых значений соотношения сигнал/шум на входе не наблюдаются. Увеличение значения соотношения сигнал/шум на входе системы в большей степени влияет на такие информационные параметры, как удвоенная фаза и квадрат амплитуды. Полученные результаты позволяют сделать вывод о перспективности использования фазовой составляющей сигнала, как информационного параметра при обработке и исследования систем имитации сигналов, отраженных протяжённой поверхностью.

Список литературы

1. Helstrom C. W. Statistical Theory of Signal Detection / C. W. Helstrom // Pergamon Press. – 1968. – 476 p.

2. Jackson, L. B. Digital Filters and Signal Processing. Third Ed. Boston: Kluwer Academic Publishers, 1989.

3. Gonorovskij I. S. Radiotehnicheskie cepi i signaly: uchebnik dlja vuzov / I. S. Gonorovskij. – 4-e izd., pererab. i dop. – Moscow : Radio i svjaz', 1986. – 512 p. (in Russian)

4. Levin B. R. Teoreticheskie osnovy statisticheskoj radiotehniki v 3-h kn / B. R. Levin – Moscow: Sovetskoe radio, 1976. – 285 p. (in Russian)

5. Bykov V. V. Cifrovoe modelirovanie v statisticheskoj radiotehnike / V. V. Bykov – Moscow : Sovetskoe radio, 1971. – 328 p. (in Russian)

6. Teorija obnaruzhenija signalov / P. S. Akimov [i dr.] – Moskva: Radio i svjaz', 1984. – 440 p. (in Russian)

7. Тимошенкова Ю.С. «Корреляционные свойства параметров узкополосных случайных процессов» / Тимошенкова Ю.С., Дядьков Н.А., Важенин В.Г.: Сборник трудов 25 международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2015), 2015, Севастополь, 2 с.

8. Crochiere, R. E., and L. R. Rabiner. Multi-Rate Signal Processing. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1983.

9. Hayes, M. H. Statistical Digital Signal Processing and Modeling. New York: John Wiley & Sons, 1996.

10. Karam, L. J., and J. H. McClellan. "Complex Chebyshev Approximation for FIR Filter Design." IEEE Trans. on Circuits and Systems II. March 1995

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Experimental estimation of direction finding accuracy pulse source of radio emissions on land tracks difference- time method

[1]Mescheryakov A.A., [1]Lutz O.Ya.
[1]*Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics*
Tomsk, 634050, Russian Federation
msch@rts.tusur.ru

Abstract: *The experimental estimates of bearing accuracy in the difference-time method when the radio source is located on rough terrain are analyzed. RMS scatter of bearing values for different sizes of the direction finder bases with vertical and horizontal polarization of the radiation are given. The influence of the nature of rough terrain on accuracy is discussed.*

Keywords: *difference-time method, the radiation source, terrain, direction finding accuracy, evaluation of time difference of arrival.*

Экспериментальная оценка точности пеленгования источника импульсного радиоизлучения на наземных трассах разностно-временным методом

[1]Мещеряков А.А., [1]Луц О.Я.
[1]*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники*
г. Томск, 634050, Российская Федерация
msch@rts.tusur.ru

Аннотация: *Анализируются экспериментальные оценки точности пеленгования источника радиоизлучения в условиях пересеченной местности разностно-временным методом. Приводятся среднеквадратические значения разброса оценок пеленга для разных размеров баз пеленгатора при вертикальной и горизонтальной поляризации излучения. Обсуждается влияние характера пересеченной местности на точность пеленгования данным методом.*

Ключевые слова: разностно-временной метод, источник радиоизлучения, пересеченная местность, точность пеленгования, оценка разности времени прихода.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

Системы определения направления на источник радиоизлучения (пеленга ИРИ) обычно используют известные методы пеленгования [1], основанные на измерении разных характеристик сигналов ИРИ - амплитуды, фазы, частоты, времени распространения.

В условиях пересеченной местности к обычным ошибкам измерения этих характеристик (и, соответственно, пеленга) добавляются погрешности, вызванные присутствием радиосигналов, переотраженных элементами рельефа местности и растительностью. Случайное расположение переотражателей, изменение во времени их отражающих свойств определяют и случайный характер искажений анализируемого (принятого) сигнала. Оценка пеленга в этих условиях становится случайной и требует учета характера местности, а также и способа обработки принимаемых сигналов.

В данном сообщении приводятся результаты экспериментальной оценки влияния пересеченной местности на приземных трассах на точность пеленгования разностно-временным методом.

2. Разностно-временной метод пеленгования

Разностно-временной метод пеленгования основан на измерении разности времени распространения радиосигналов от источника до двух разнесенных в пространстве приемных антенн измерительной системы пеленгования. Структурная схема такого пеленгатора приведена на рис. 1. Расстояние между двумя приемными антеннами образует базу измерительной системы. Разное положение антенн определяет геометрическую разность хода сигнала от источника до каждой из антенн: $r=r_1-r_2$, где r_1 и r_2 - расстояния от источника до первой и второй антенн. Разности хода соответствует время запаздывания (относительная задержка Δt) прихода сигнала в антенны. Задержка в случае плоского в пределах размера базы фронта волны просто связана с величиной и ориентацией базы относительно направления на источник соотношением:

$$\Delta t = \frac{l \sin\alpha}{c},$$

где c – скорость света; l - размер базы, α – угол между направлением перпендикуляра к середине базы и направлением на источник - оцениваемый пеленг источника.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Если влияние трассы на распространение сигналов отсутствует значение пеленга α относительно центра базы вычисляется по формуле

$$\alpha = \arcsin\frac{\Delta t \cdot c}{l}. \qquad (1)$$

Так как измеритель интервалов времени формирует несмешанную оценку $\tilde{\Delta t}$ разности времен прихода сигналов с математическим ожиданием $E\left[\tilde{\Delta t}\right] = \Delta t$ и дисперсией $\sigma^2_{\tilde{\Delta t}}$, то среднеквадратическое отклонение пеленга может быть оценено по формуле [2]

$$\sigma_\alpha \approx \frac{c}{l \cdot \cos\alpha} \cdot \sigma_{\tilde{\Delta t}} \qquad (2)$$

График зависимостей, построенных по формуле (2) для различных измерительных баз пеленгатора при $\alpha = 0$ приведен на рис. 2.

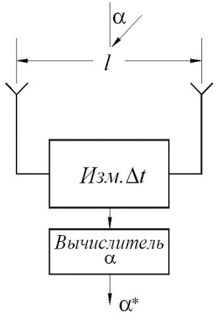


Рис. 1. Структурная схема разностно-временного пеленгатора
Fig. 1. Structural scheme of the difference-time direction finder

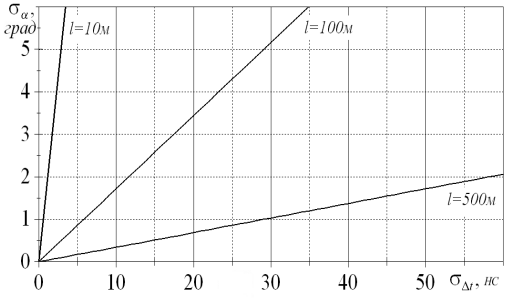


Рис. 2. Зависимость СКО пеленга от СКО разности времени прихода для различных измерительных баз пеленгатора
Fig. 2. Dependence of the RMS bearing from the RMS of the arrival time difference for different measuring bases of the direction finder

Смена идеальной подстилающей поверхности на варианты реальной даже при сохранении взаимного расположения ИРИ, антенн пеленгатора и его базы приведет к случайному изменению измеряемой задержки, т.е случайному изменению оценки пеленга, не говоря о ее случайных временных флуктуациях для каждой позиции. Представляет интерес реальное поведение оценок пеленга при смене позиции ИРИ на пересеченной местности.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Эксперимент и интерпретация полученных данных

Для решения указанной проблемы вблизи г. Томска в течение двух недель сентября 2010 г. проведены экспериментальные исследования. Карта-схема района экспериментальных исследований приведена на рис.3.

Особенностью эксперимента было то, что в качестве «пеленгатора» поочередно использовались возможные пары позиций РЛС, расстояние между которыми можно рассматривать как базу пеленгатора. На приемном пункте (ПП) использовался измеритель интервалов времени, с помощью которого измерялось время распространения сигнала от каждой позиции РЛС до ПП с помощью специальной системы синхронизации отсчетов времени, а время задержки сигнала в каждой паре позиций позволяло вычислить пеленг ПП с помощью такого конкретного «пеленгатора».

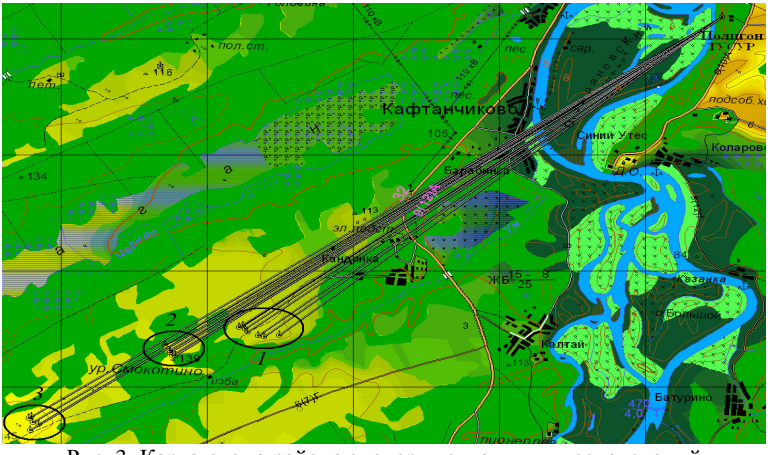


Рис. 3. Карта-схема района экспериментальных исследований
Fig. 3. A schematic map of the area of experimental research

Приемный пункт располагался на высоком (до 80 м) правом берегу р. Томи. Рупорно-параболическая антенна приемной измерительной установки ориентирована на прием сигнала с поляризацией 45 град. Установка обеспечивала систему регистрации сигналов на базе ЭВМ. Подробное описание измерительного комплекса можно найти в [3].

Роль источника выполняла импульсная РЛС РПК-1 трехсантиметрового диапазона. В ходе эксперимента использовалась как горизонтальная, так и вертикальная поляризация излучения. Ширина диаграммы направленности антенны РЛС на уровне – 3 дБ составляла 2 град. Район позиций РЛС включает перемежающиеся лесные поляны на низком левом берегу с

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

удалением от границ леса от 800 до 3000 м с высотой деревьев от 20 до 25 м. Погодные условия во время эксперимента практически не менялись.

Смена трасс производилась перемещением РЛС в довольно узком угловом секторе (около 5град с вершиной в точке приема) в пределах выбранных трех областей (отмеченных кружками на карте рис. 3) с разным характером поверхности (зеленым окрашены лесные массивы). Число позиций РЛС составляло от 4 до 8 для каждой из трех областей с расстоянием между позициями от 70 до 1200 м, длины соответствующих трасс лежали в интервале от 16 до 24 км. Позиции располагались практически перпендикулярно направлению на приемный пункт. Координаты позиций РЛС и измерительной установки определялись с помощью спутниковой навигационной системы GPS с погрешностью не более 3 м. На каждой позиции проводился сеанс измерения времени распространения импульсного сигнала от РЛС до ПП, длительность сеанса составляла 60 с, за сеанс фиксировалось 6000 измеренных значений. Для разных трасс сеансы проводились в разное время в пределах периода экспериментов.

Прямая видимость между РЛС и приемным пунктом из-за наличия препятствий в виде лесных массивов отсутствовала.

Результаты эксперимента получены и проанализированы в оговоренных ограничениях и предположениях.

Для каждой трассы время распространения зависит от отражающих свойств окружающих РЛС объектов или элементов поверхности, которые могут сопровождаться временными флуктуациями этих свойств (например, при раскачивании деревьев при ветре). Поэтому для вычисления пеленга ПП для конкретной базы использовалось среднее значение задержки как разность усредненных за длительность сеанса значений времени распространения сигнала на каждой из трас соответствующей пары позиций РЛС:

$$\Delta t_{i,j} = \overline{t_i} - \overline{t_j},$$

где i, j - номера позиций РЛС от 1 до n, $1<i<n$, $1<j<n$, $i \neq j$;

n – число позиций в пределах каждой из 3-х выделенных областей.

В соответствии с (1) для каждой пары трасс вычислялся пеленг ПП относительно позиций РЛС с базой «пеленгатора» $l_{i,j}$:

$$\alpha_{i,j} = \arcsin\frac{\Delta t_{i,j} \cdot c}{l_{i,j}}.$$

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В предположении о независимости флуктуаций времени распространения на трассах каждой пары вычислялось СКО соответствующей задержки

$$\sigma_{\Delta t_{i,j}} = \sqrt{\sigma_i^2 + \sigma_j^2}\,, \qquad (3)$$

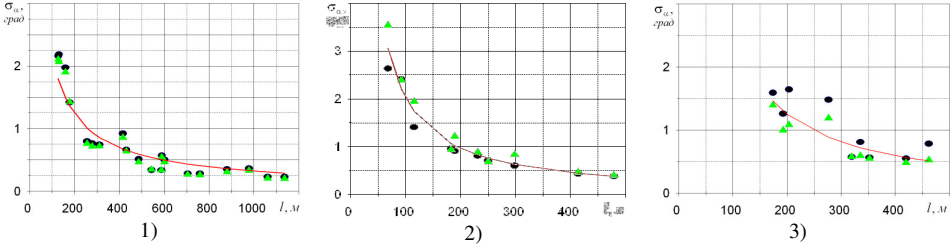
где σ_i и σ_j – СКО времени распространения на трассах i и j.

СКО оценок пеленга σ_α для данной базы за счет временных флуктуаций вычислялись используя связь пеленга и задержки по формуле (2).

Результаты сгруппированы в три массива в соответствии с тремя выделенными на карте рис. 3 областями 1,2,3.

На рис. 4 представлены зависимости СКО оценок пеленга ПП (отражающие временные флуктуации времени распространения сигнала на трассе) от размера соответствующей «базы» - т.е. расстояния межу позициями РЛС в пределах каждой из указанных на карте областей. Точки и треугольники на графиках указывают на использование излученного сигнала с вертикальной и горизонтальной поляризацией соответственно.

Кривые на графиках являются аппроксимирующими для массивов экспериментальных значений.



1) 2) 3)

Рис. 4. Зависимость СКО пеленга от размера базы
1 - область 1; 2- область 2; 3 –область 3
Fig. 4. Dependence of the RMS bearing on the size of the direction finder base
1 - region 1; 2 - region 2; 3 - region 3

По условиям эксперимента была возможность по карте точно определять пеленг ПП для каждой базы как угол между направлениями базы и направлением на ПП перпендикуляра к базе в ее середине. Поэтому для характеристики разброса оценок пеленга на разных базах каждого из 3-х районов исследования были построены графики зависимости ошибки измеренных пеленгов $\Delta\alpha$ от точных значений пеленгов $\alpha_{ист}$, которые определялись по координатам середин имитирующих баз и ПП от размера соответствующих баз. Знак ошибки указывал на смещение оценки пеленга

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

относительно истинного значения влево или вправо. Данные графики приведены на рис. 5.

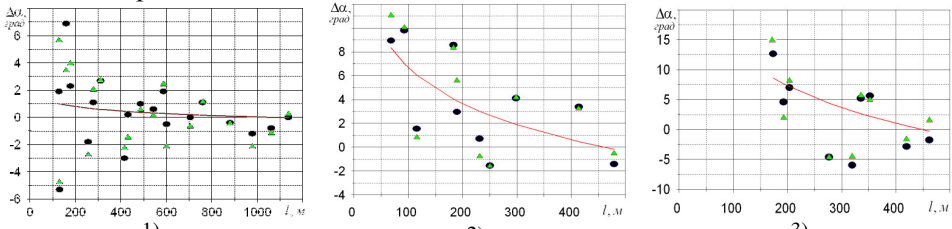


Рис. 5. Зависимость ошибки пеленга $\Delta\alpha$ от размера базы
1 - область 1; 2 - область 2; 3 - область 3
Fig. 5. Dependence of the bearing error on the size of the direction finder base
1 - region 1; 2 - region 2; 3 - region 3

На рисунках ошибки пеленга обозначены для вертикальной поляризации излучения точками, для горизонтальной – треугольниками. Линии на графиках – аппроксимирующие кривые по совокупности всех измерений.

Из графиков видно, что ошибка пеленга при малых размерах баз для первой, второй и третей области месторасположения РЛС изменялось в пределах от– 6 до 8 град., от -2 до 12 град. и от -7 до 15 град. соответственно. Однако ошибки уменьшаются для всех областей с увеличением размера баз. Рассчитанное значение ошибки пеленга при изменении поляризации излучаемого сигнала с вертикальной на горизонтальную для всех измерений на базах различной длины не превышала 1 градуса.

4. Заключение

Представленные экспериментальные данные о времени распространения импульсных сигналов на наземных трассах различной протяженности позволили в какой то мере дать оценки точности разностно-временного метода пеленгования, реализованного изложенным выше способом. При этом полученные данные не противоречат приведенным теоретическим зависимостям для данных условий проведения экспериментальных измерений в части уменьшения СКО пеленга с увеличением базы пеленгатора. Влияние трассы распространения показало незначительное изменение СКО пеленга при изменении поляризации излучаемого сигнала.

Результаты натурных испытаний свидетельствуют о том, что ошибка измерения пеленга разностно-временным методом существенно зависит от характера подстилающей поверхности, взаимного расположения РЛС и

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ПП, а так же от искажений характеристик сигнала, определяемых местом расположения РЛС и установки приемных антенн.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта государственного задания Министерства образования и науки РФ № 8.7348.2017/8.9.

Список литературы

[1] Гришин Ю.П., Ипатов В.П., Казаринов Ю.М. Радиотехнические системы. М.: Высшая школа. 1990. 496 с.

[2] Стахов Е.А., Стахов Е.Е. Бортовые интерферометрические антенные устройства аппаратуры управления воздушным движением // Изв. вузов. Авиационная техника. Казань. 2004. №4. С. 46–52.

[3] Ровкин М.Е., Крутиков М.В., Мещеряков А.А., Осипов М.В. Измерительный комплекс для исследования пространственно-временных искажений импульсных радиосигналов трехсантиметрового диапазона на наземных трассах // Изв. Вузов. Радиоэлектроника. 2006. №6. С. 7–12.

References

[1] Grishin Yu.P., Ipatov V.P., Kazarinov Yu.M. [Radio systems]. *Moscow: Vyshaya shkola.* 1990. 496 c. (In Russian).

[2] Stahov E.A., Stahov E.E. [Airborne Interferometric antenna device air traffic control equipment] // *Izv. vuzov. Aviacionnaya tehnika. Razan*. 2004. №4. C. 46–52. (In Russian).

[3] Rovkin M.E., Krutikov M.V., Mescheryakov A.A., Osipov M.V. [Measuring complex for research of space-time distortion of radiosignals in X-band at land paths] // *Izv. vuzov. Radioelectronika*. 2006. №6. C. 7–12. (In Russian).

Acknowledgements

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

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The Influence of the ledge-form terrain on the behavior of the aircraft-landing route

[1]Yungaitis E.M, [2]Voytovich N.I., [2]Golovnin A.A., [2]Zhdanov B.V.
[1]*Chelyabinsk Radio Plant "Polyot"*
Chelyabinsk, Russia, 454080, jungaitis92@gmail.com
[2]*FSAEIHE "South Ural State University (national research university)"*
76, Lenin prospekt, Chelyabinsk, Russia, 454080, voytovichni@mail.ru

Abstract: *It is considered the influence of ledge-form terrain on the route for an aircraft (glissade). The generalized model of ILS glissade channel which involves diffraction of electromagnetic waves on the ledge is presented. A rigorous solution of the problem of diffraction of a spherical wave on an ideally conducting half-plane surface is used. Both theoretical results and results of flight measurements of ILS parameters for coastal aerodrome are presented.*

Keywords: *glissade, diffraction of electromagnetic waves on the ledge.*

Влияние рельефа местности в виде уступа на поведение траектории для захода самолёта на посадку

[1]Юнгайтис Е.М., [2]Войтович Н.И., [2]Головнин А.А., [2]Жданов Б.В.
[1]*АО «Челябинский радиозавод «Полет»*
г.Челябинск, 454080, Российская Федерация, jungaitis92@gmail.com
ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (НИУ)»
Россия, 454080, г. Челябинск, проспект Ленина, 76, voytovichni@mail.ru

Аннотация: *Рассмотрено влияние подстилающей поверхности в виде уступа на поведение траектории захода самолёта на посадку (глиссады). Обобщенная модель глиссадного канала учитывает дифракцию электромагнитных волн на уступе. Использовано строгое решение задачи дифракции сферической волны на идеально проводящей полуплоскости. Представлены теоретические результаты и результаты лётных измерений характеристик ГРМ на прибрежном аэродроме.*

Ключевые слова: глиссада, дифракция электромагнитных волн на уступе.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

С момента зарождения авиации заход на посадку и посадка являются самыми сложными и опасными этапами полета воздушного судна.

Основным средством повышения безопасности полётов путём обеспечения инструментального захода самолётов на посадку являются радиомаячные системы, в состав которых входят курсовой (КРМ) и глиссадный (ГРМ) радиомаяки. КРМ устанавливается на продолжении оси ВПП, а ГРМ смещён от оси ВПП и находится на расстоянии 200-400 м от торца ВПП со стороны захода самолёта на посадку [1].

Принцип работы ГРМ предполагает, что в формировании глиссады принимают участие электромагнитные волны, отражённые от подстилающей поверхности. При этом в идеальном случае подстилающая поверхность представляется идеально проводящей плоскостью, бесконечно протяжённой во всех направлениях. Тогда в пространстве образуется идеальный луч (глиссада), по которому самолёт и должен заходить на посадку. Реальная ситуация на аэродромах такова, что форма рельефа местности перед ГРМ существенно отличается от плоскости. В частности, на прибрежных аэродромах подстилающая поверхность перед ГРМ имеют вид уступа (ступени). Представляет интерес исследовать влияние площадки в виде уступа на поведение траектории захода самолёта на посадку.

2. Принятые в статье идеализации

На рис. 1а) приведён пример аэродрома, на котором подстилающая поверхность перед ГРМ с одного и другого направления захода на посадку имеет форму уступа, образованного аэродромной поверхностью непосредственно перед ГРМ и водной поверхностью за её пределами. Высота видимого на рис. 1 обрыва аэродромной поверхности к морю равна 12 м. Высота невидимого обрыва равна 4 м.

Итак, пусть антенна ГРМ расположена на плоской и в общем случае наклонной площадке, продолжающейся после обрыва горизонтальной плоскостью. Примем во внимание тот факт, что ГРМ излучает горизонтально поляризованные волны; угол глиссады может быть установлен в пределах от 2^0 до 4^0, т.е. углы падения волн на подстилающую поверхность близки к скользящим углам. Как известно, при скользящем падении коэффициент Френеля отражения волн от подстилающей поверхности близок к минус единице. Тогда для простоты решения площадку, на которой непосредственно установлена антенна ГРМ, целесообразно аппрок-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

симировать идеально проводящей полуплоскостью, ребро которой совпадает с верхним краем обрыва. Идеально проводящей будем считать и вод водную поверхность, которую будем представлять плоскостью.



а) б) в)

Fig. 1. View of coastal airfields
(located on the cape; located on the slope of the mountain; ILS antenna support).
Рис. 1. Виды на прибрежные аэродромы:
а) расположенном на мысе; б) расположенном на скате горы;
в) на антенно-мачтовое устройство ГРМ.

3. Обобщенная модель глиссадного канала

Самым простым из ГРМ является ГРМ с «опорным нулём». Он включает в себя две антенны, установленные друг над другом на вертикальной мачте (рис.1с); высоты подвеса относительно поверхности Земли первой h_1 и второй h_2 антенн равны $h_1 = \frac{\lambda}{2\sin\theta_{гл}}$ и $h_2 = \frac{\lambda}{4\sin\theta_{гл}}$,

где: λ - длина волны, $\theta_{гл}$ - угол глиссады.

Далее будем рассматривать ГРМ дециметрового диапазона волн (ДЦВ) [2,3]. ГРМ ДЦВ формирует в окружающем пространстве навигационный параметр, называемый коэффициентом разнослышимости сигналов (KPC) [2].

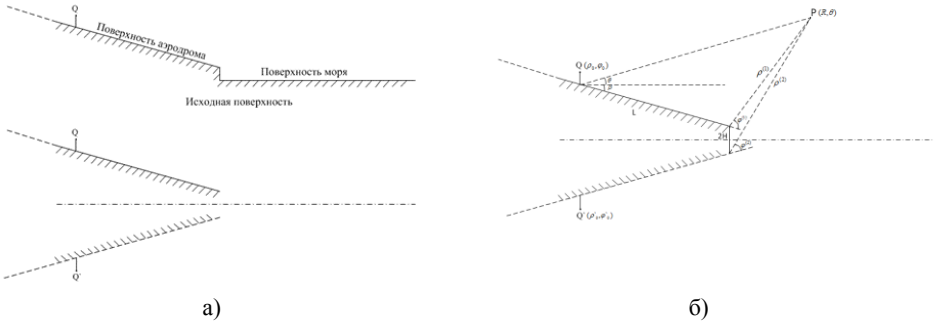
Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$KPC(R,\theta)=\frac{\left|\dot{E}_н(R,\theta)+a\dot{E}_в(R,\theta)\right|-\left|\dot{E}_н(R,\theta)-a\dot{E}_в(R,\theta)\right|}{\left|\dot{E}_н(R,\theta)+a\dot{E}_в(R,\theta)\right|+\left|\dot{E}_н(R,\theta)-a\dot{E}_в(R,\theta)\right|} \quad (1)$$

где: (R,θ) – координаты точки наблюдения в полярной системе координат с началом в основании мачты; угол θ отсчитывается от горизонтальной плоскости против хода часовой стрелки;

$\dot{E}_н(R,\theta)$ $\left[\dot{E}_в(R,\theta)\right]$ – напряжённость электрического поля, формируемого нижней [верхней] антенной;

a – коэффициент, равный отношению амплитуды тока в верхней антенне к амплитуде тока в нижней антенне.



а) б)

Fig. 2. Landscape model (profile; coordinate system).

Рис. 2. Модель рельефа местности: а) и система координат; б), связанная с моделью.

В обобщенной модели ГРМ будем учитывать дифракцию электромагнитных волн на уступе. С этой целью (рис. 2) подстилающую поверхность представим совокупностью полуплоскости (первая полуплоскость), простирающейся до обрыва местности к морю, и её зеркальным отображением относительно водной поверхности (вторая полуплоскость). Модель ГРМ получим путём зеркального отображения полуплоскости и расположенных над ней антенн относительно плоскости, наложенной на водную поверхность.

4. Метод решения

Поле с учётом отражения волн от водной поверхности вычисляется как сумма двух слагаемых. Первое (второе) слагаемое есть решение задачи дифракции сферической волны реального (мнимого) источника на верхней полуплоскости. Для вычисления первого и второго слагаемых воспользу-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

емся строгим решением задачи дифракции сферической волны на идеально проводящей полуплоскости, представленное в виде суммы, обобщённых падающей и отражённых волн [2], описываются интегралами Макдональда.

Обозначим независимые переменные и зависимые величины, относящиеся к решению задачи дифракции на верхней (нижней) полуплоскости, буквами с верхним индексом 1 (2). высоту обрыва - буквой H. Тогда расстояние между рёбрами полуплоскостей равно 2H. Будем полагать, что источник и точка наблюдения находятся в плоскости, перпендикулярной к ребру полуплоскости. Тогда напряжённость электрического поля в точке наблюдения пропорциональна вектору Герца.

Обозначим искомое решение вектором $\vec{\Pi}^{\Sigma}$ $\vec{\Pi}^{\Sigma} = \Pi^{\Sigma}\vec{z}_0$, $\vec{z}_0$ – единичный вектор, направленный вдоль ребра полуплоскости.

$$\Pi^{\Sigma}(\theta) = \Pi^{(1)}(\theta) - \Pi^{(2)}(\theta) \tag{2}$$

$$\Pi^{(1)}(\theta) = M_1\left(\pi - \varphi^{(1)} + \varphi_0\right) - M_1\left(3\pi - \varphi^{(1)} - \varphi_0\right) \tag{3}$$

$$\Pi^{(2)}(\theta) = M_1\left(\pi - \varphi^{(2)} + \varphi_0\right) - M_1\left(3\pi - \varphi^{(2)} - \varphi_0\right) \tag{4}$$

$$M_1(x,y) = \int_{-\infty}^{Arsh\,x} H_1^{(1)}\left(y \cdot ch\,\xi\right) d\xi = \frac{1}{y} \cdot e^{i\left(\frac{3\pi}{2}+y\right)} + \int_{0}^{Arsh\,x} H_1^{(1)}\left(y \cdot ch\,\xi\right) d\xi \tag{5}$$

где: $M_1(x,y)$ – интеграл Макдональда; $H_1^{(1)}(\tau)$ – функция Ханкеля

. Введём в рассмотрение дополнительно полярную систему координат с началом O_2 на ребре нижней полуплоскости $\left(O_2, \rho^{(2)}, \varphi^{(2)}\right)$.(рис.3б).

5. Теоретические и экспериментальные результаты

В качестве конкретного примера будем рассматривать аэродром, вид сверху (со спутника) на который приведён на рис.1б). Антенна ГРМ смещена на 135 м от оси ВПП и удалена на 200м от торца ВПП. На рис.3 приведены диаграммы направленности (ДН) нижней и верхней антенн на первой полуплоскости, мнимых антенн на второй полуплоскости, 3а) и 3б), и ДН при совместном формировании поля реальными и мнимыми антеннами, 3в) и 3г). Сплошной линией представлена ДН в физическом пространстве, пунктирными в присоединённом пространстве. ДН нижней и верхней антенн над полуплоскостью имеют лепестковый вид с плавными фронтами. В области геометрооптической тени уровень поля быстро убывает. На

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

суммарной ДН, учитывающей отражение электромагнитных волн от подстилающей поверхности, наблюдаются осцилляции.

На рис.4 представлены результаты лётных измерений характеристик ГРМ на прибрежном аэродроме с поверхностью в виде уступа (рис.1б). Измерения выполнены воздушным судном-лабораторией АН-26, оборудованным аппаратурой “Стандарт-1”.При снижении самолёта строго по лучу

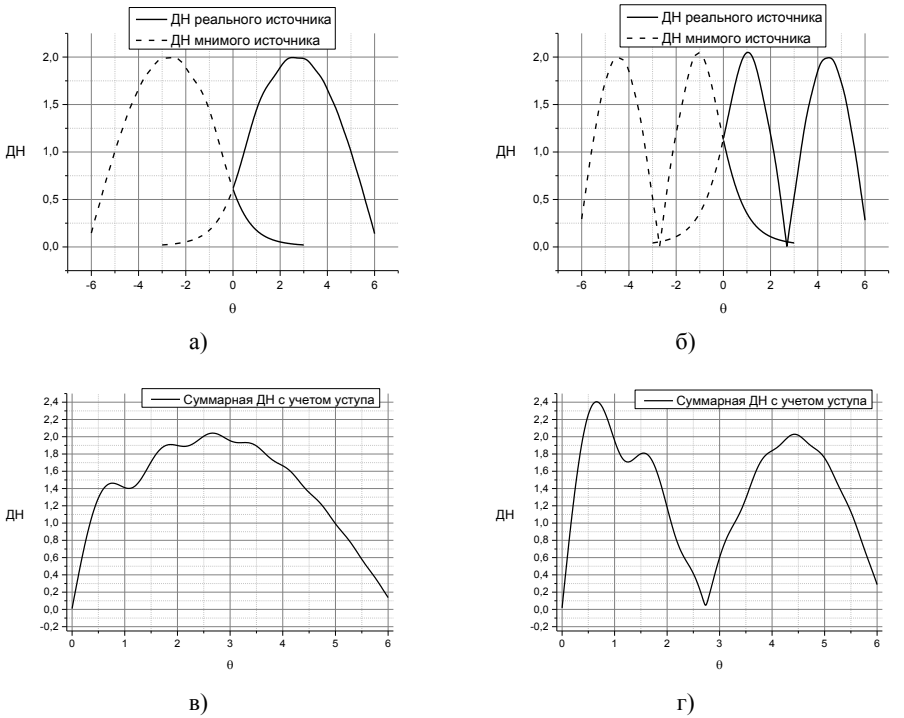


Fig. 3. Patterns.
Рис. 3. Диаграммы направленности.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



а) б)

Fig. 4. Indication current vs distance (on the beam; on the height of 260m)
Рис. 4. Зависимость тока индикации от расстояния: а) на луче; б) на высоте 260 м.

$\theta = 2^0 40'$ ток индикации с приближением к торцу ВПП на участке от18 км до 3 км монотонно уменьшается от плюс 10 мкА до минус 18 мкА, затем затем резко возрастает до плюс 20 мкА на удалении 1 км от торца ВПП.

На рис. 4б) приведены расчётная и экспериментальная зависимости тока от расстояния *R* в горизонтальном сечении на высоте 260 м. Наблюдается хорошее соответствие расчётных и экспериментальных результатов

6. Выводы

Обобщённая модель ГРМ, расположенного на прибрежном аэродроме с обрывистым берегом, в которой подстилающая поверхность аппроксимирована идеально проводящей полуплоскостью и её зеркальным изображением относительно водной поверхности, а поле дифракции сферической волны на полуплоскости представляется суммой полей, обобщённой падающей и обобщённой отражённой волн, при численных исследованиях даёт результаты близкие к лётным результатам.

Список литературы

[1] Международная организация гражданской авиации Авиационная электросвязь // Том 1 Радионавигационные средства // Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. ИКАО, 2006, 628 с.

[2] Посадочная радиомаячная группа дециметрового диапазона ПРМГ 76УМ.

[3] Г.А. Пахолков, В.В. Кашинов, М.Е. Соломоник, Ю.Г. Шатраков. Угломерные радиотехнические системы посадки: (Прогнозирование точностных характеристик) . Г.А.–М.: Транспорт, 1982. -159 с.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[4] А. А. Тужилин, Асимптотические разложения решений задач дифракции волн в угловых и клиновидных областях, Ж. вычисл. матем. и матем. физ., 1970, том 10, номер 1, 99–113.

References

[1] Convention on International Civil Aviation. Ninth Edition - 2006 - ICAO, 2006, p. 628.

[2] Instrumental Landing System PRMG-76UM.

[3] G.A.Paholkov, V.V.Kashinov, M.E.Solomonik, U.G.Shatrakov. [Gauge radioengineering landing systems: (Forecasting of precision characteristics)]. G.A.– M.: Transport, 1982. – p.159. (In Russian).

[4] A.A.Tuzhilin. [Asymptotic expansions of solutions of wave diffraction problems in angular and wedge-shaped areas]. Vychislitelnaya matematika i matematicheskaya phizika, 1970, vol. 10, #1, pp. 99–113.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Electronics-based method to superpose course line of ILS with a direction of a runway center line

[1]Voytovich N.I., [1]Ershov A.V., [1]Zhdanov B.V.
[1]*FSAEIHE "South Ural State University (national research university)"*
76, Lenin prospekt, Chelyabinsk, Russia, 454080, voytovichni@mail.ru

Abstract: *An electronic method for superpose a course line of ILS with a direction of runway center line is introduced. It is shown that the amount of zone asymmetry, which is caused by it, is under the limit. The acceptable limits for error compensation in the placement of localizer's antenna by means of an electronic displacement of the position of the course line are determined. The experimental data for adjusting the position of the course line are presented.*

Keywords: *localizer, ILS, electronic tuning, superposed a course line.*

Электронная регулировка положения курса ILS

[1]Войтович Н.И., [1]Ершов А.В., [1]Жданов Б.В.
[1]*ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (НИУ)»*
Россия, 454080, г. Челябинск, проспект Ленина, 76,
eav@list.ru, voytovichni@mail.ru

Аннотация: *Предложен метод электронного совмещения линии курса, формируемого курсовым радиомаяком системы посадки самолётов, с направлением оси взлётно-посадочной полосы. Показано, что величина возникающей при этом асимметрии зоны существенно меньше допустимой величины. Определены допустимые пределы компенсации ошибки в размещении антенны КРМ путём электронного смещения положения линии курса. Представлены экспериментальные данные регулировки положения линии курса.*

Ключевые слова: курсовой радиомаяк, система инструментальной посадки, смещение линии курса.

1. Введение

К положению линии курса, формируемого курсовым радиомаяком системы посадки самолётов, относительно направления оси ВПП предъявляются весьма жёсткие требования [1]. В соответствии с [1] допустимое

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

отклонение плоскости курса от оси ВПП, определяемое как линейное смещение линии курса от оси ВПП у опорной точки (точка, расположенная на дальнем торце ВПП), не должно превышать ±3м для систем III категорий. Выполнение требования по совмещению линии курса с осью ВПП связано, в основном, с точностью размещения оснований стоек излучающих элементов антенной решётки антенны КРМ на фундаменте. Большие погрешности в позициях стоек устраняют повторной разметкой позиций и последующим перемещением стоек на скорректированные позиции. Небольшие погрешности принципиально могут быть устранены либо электрической подстройкой путём подрезки кабелей от распределительного устройства к излучающим элементам либо механическим поворотом конструкции антенны КРМ. Электрическая подстройка трудоёмка, к тому же не может быть реализована во время полёта воздушного судна-лаборатории при лётных испытаниях КРМ. Поэтому обычно выполняют поворот конструкции антенны при закреплённых стойках на фундаменте за счёт деформации стоек. В таком состоянии антенна имеет не эстетичный вид, имеет предпосылки для непредсказуемого поведения.

В настоящей работе предложено ввести в практику “электронный” способ совмещения линии курса с направлением оси ВПП взамен механического, связанного с “доворотом” излучающих элементов антенной решетки КРМ за счёт деформации конструкции антенны. Электронный способ предлагается выполнять путём изменения глубины модуляции сигнала несущей высокой частоты сигналами тональных частот непосредственно в передатчике.

В связи с этим необходимо определить пределы возможностей электронного способа.

2. Постановка задачи

Требуется найти величину ошибки “не совмещения” линии курса с осью ВПП, которую можно было бы компенсировать электронным способом, сохраняя при этом основные характеристики КРМ в пределах допусков по нормативным документам.

В результате реализации электронного способа направление нулевого уровня в ДН с двумя главными лепестками не совпадает с направлением нулевого уровня информационного параметра. Принципиально это может привести к асимметрии крутизны зоны курса. Необходимо определить величину асимметрии крутизны зоны курса при использовании указанного электронного способа.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Для простоты решения поставленной задачи ограничимся рассмотрением работы радиомаяка только по узкому каналу.

3. Решение задачи

В радиомаячных системах посадки формата ILS пространственное распределение навигационного параметра (*РГМ*) определяется формой диаграмм направленности (ДН) антенны и видом сигналов, поступающих на входы антенны.

КРМ установлен на продолжении оси взлётно-посадочной полосы (ВПП), на стороне, противоположной стороне захода самолёта на посадку.

Антенна КРМ излучает в окружающее пространство электромагнитные волны в диапазоне частот 108 - 112 МГц, модулированные по амплитуде сигналами тональных частот $f_1 = 90\,Гц$, $f_2 = 150\,Гц$.

В идеальном случае поверхность, на которой разность глубин модуляции (*РГМ*) сигналами 150 Гц и 90 Гц равна нулю, должна представлять собой вертикальную плоскость, проходящую через ось ВПП.

Введем в рассмотрение полярную систему координат с началом в точке O, расположенной на продолжении оси ВПП (рис.1). Пусть, кроме того имеется вторая система координат (r, α), связанная с антенной решёткой, с началом в точке O. Угол α отсчитывается в азимутальной плоскости от нормали $\vec{n}_0$ к оси антенной решётки. В идеальном случае, когда ось антенной решётки Oy_0 перпендикулярна к направлению оси ВПП, $\varphi = \alpha$. Предположим теперь, что ось Oy_0 антенной решётки не перпендикулярна к оси ВПП. Пусть нормаль $\vec{n}_0$ к оси антенной решётки составляет с осью ВПП угол φ_0, тогда $\alpha = \varphi - \varphi_0$, $F(\alpha) = F(\varphi - \varphi_0)$, где $F(\alpha)$ - ДН антенны в системе координат (r, α). Тогда величина угла отклонения ДН от направления оси ВПП равна φ_0.

В радиомаяках используют два вида сигналов: сигнал “несущая + боковые частоты” (НБЧ) и сигнал “боковые частоты” (БЧ); соответственно, формируют два вида ДН: ДН с одним главным лепестком для излучения сигнала НБЧ, и ДН с двумя главными лепестками для излучения сигнала БЧ (рис. 2).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

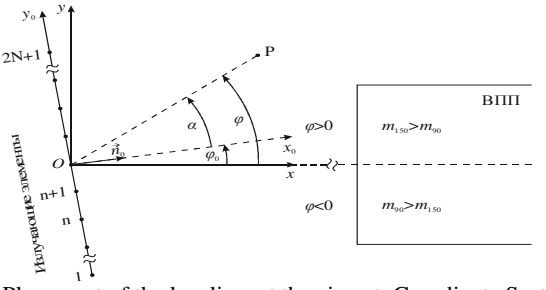


Fig. 1. Placement of the localizer at the airport. Coordinate Systems.

Рис. 1. Размещение курсового радиомаяка на аэродроме. Системы координат

Передающее устройство совместно с антенно-фидерным трактом КРМ формируют в пространстве следующие сигналы.

Сигнал “несущая частота плюс боковые частоты” (НБЧ) узкого канала (НБЧ УК) $U_{нбч}^{ук}(\varphi,t)$:

$$U_{нбч}^{ук}(\varphi,t)=F_{нбч}^{ук}(\varphi-\varphi_0)\cdot\left[1+m_1\cos(\Omega_1 t)+m_2\cos(\Omega_2 t)\right]\cos(\omega^{ук}t), \qquad (1)$$

где: t – время, $F_{нбч}^{ук}(\varphi-\varphi_0)$ $\left(F_{нбч}^{ук}(\varphi-\varphi_0)\right)$ - нормированная диаграмма направленности антенны КРМ по сигналу НБЧ (БЧ) узкого канала, $\omega^{ук}$ – угловая частота несущей сигнала узкого канала,
$\Omega_1=2\pi f_1$, $\Omega_2=2\pi f_2$, m_1 (m_2) - глубина модуляции сигнала УК на выходе передатчика (на входах антенны) тоновым сигналом f_1 (f_2).

Сигнал “боковые частоты” (БЧ) узкого канала (БЧ УК) $U_{бч}^{ук}(\varphi,t)$:

$$U_{бч}^{ук}(\varphi,t)=a^{ук}F_{бч}^{ук}(\varphi-\varphi_0)\cdot\left[m_1\cos(\Omega_1 t)-m_2\cos(\Omega_2 t)\right]\cos(\omega^{ук}t), \qquad (2)$$

где $a^{ук}$ –постоянный коэффициент.

Будем рассматривать область пространства в окрестности линии курса. В этой области огибающая $U_{нч}(\varphi,t)$ суммарного сигнала имеет вид

$$U_{нч}(\varphi,t)=F_{нбч}^{ук}(\varphi-\varphi_0)\times$$
$$\times\left\{1+m_1\left(1+a^{ук}\frac{F_{бч}^{ук}(\varphi-\varphi_0)}{F_{нбч}^{ук}(\varphi-\varphi_0)}\right)\cos(\Omega_1 t)+m_2\left(1-a^{ук}\frac{F_{бч}^{ук}(\varphi-\varphi_0)}{F_{нбч}^{ук}(\varphi-\varphi_0)}\right)\cos(\Omega_2 t)\right\} \qquad (3)$$

Из (3) следует:

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ДН для сигналов НБЧ и БЧ показаны на рис. 2.

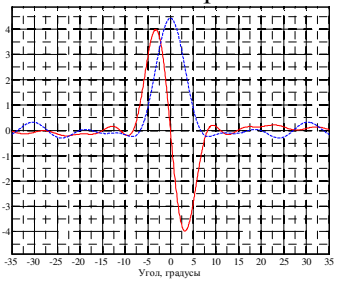


Fig. 2. Antenna patterns.
Рис. 2. Диаграммы направленности антенны КРМ для сигналов НБЧ и БЧ.

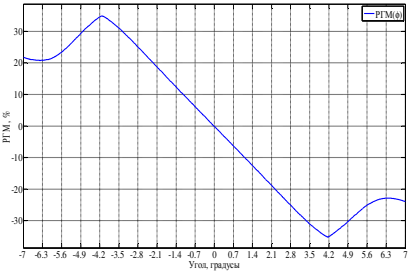


Fig. 3. Difference in the depth of modulation vs α angle.
Рис. 3. Зависимость *РГМ* от угла α

$$РГМ(\varphi) = m_1\left(1 + a^{ук}\frac{F^{ук}_{бч}(\varphi-\varphi_0)}{F^{ук}_{нбч}(\varphi-\varphi_0)}\right) - m_2\left(1 - a^{ук}\frac{F^{ук}_{бч}(\varphi-\varphi_0)}{F^{ук}_{нбч}(\varphi-\varphi_0)}\right) \quad (4)$$

Или:
$$РГМ(\varphi) = m_1 - m_2 + a^{ук}\left(m_1 + m_2\right)\frac{F^{ук}_{бч}(\varphi-\varphi_0)}{F^{ук}_{нбч}(\varphi-\varphi_0)} \quad (5)$$

При $m_1 = m_2 = m$, $\varphi_0 = 0$ имеем известную (рис.3) зависимость $РГМ(\varphi)$ [2]

$$РГМ(\varphi) = 2a^{ук}m\frac{F^{ук}_{бч}(\varphi)}{F^{ук}_{нбч}(\varphi)} \approx 2a^{ук}m\left(F^{ук}_{бч}(\varphi)\right)'\Big|_{\varphi=0}\cdot\Delta\varphi \quad (6)$$

Обозначим далее разность глубин модуляции высокочастотного сигнала несущей тоновыми сигналами непосредственно на выходе передатчика буквой M ; $M = m_1 - m_2$.

Поставим своей задачей совместить линию курса с направлением оси ВПП $\varphi = 0$ путём создания разных глубин модуляции M высокочастотного сигнала непосредственно на выходе передатчика.

При этом необходимо учитывать, что глубина модуляции несущей высокой частоты сигналами тональных частот 90 и 150 Гц может находиться в пределах 18–22 % [4, п3.1.3.5.2]. Т.е. наибольшее (наименьшее)

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

допустимое значение величины M равно $\pm 0{,}04$. Обозначим угол φ_0 с наибольшим допустимым значением $\varphi_0^{пр}$.

Из (5): $$M(\varphi_0) = 2ma^{ук}\frac{F_{бч}^{ук}(\varphi_0)}{F_{нбч}^{ук}(\varphi_0)} \approx \left(F_{бч}^{ук}(\varphi)\right)'\Big|_{\varphi=0}\cdot\Delta\varphi_0 \qquad (7)$$

Итак, с одной стороны, по нормам ИКАО на границе правого (левого) полусектора ($\varphi = \varphi_{пск\ пр}^{и}$) номинальное значение $РГМ = 0{,}0775$. С другой стороны, величина M, равная 0,04, достигается при $\varphi = \varphi_0^{пр}$. Тогда из (6) и (7) получим $\varphi_0^{пр} = \dfrac{0{,}04}{0{,}0775}\varphi_{пск\ пр}^{и} \approx 0{,}52\varphi_{пск\ пр}^{и}$. Таким образом, наибольшая величина угловой ошибки в размещении антенны, которую можно компенсировать электронным способом в рамках установленных ограничений на глубины модуляции в передатчике, равна половине правой (левой) части полусектора.

В результате совмещения нулевого уровня $РГМ$ с осью ВПП изменяется ширина как правой, так и левой части полусектора курса.

Границу правой (левой) части полусектора будем находить как ближайший к линии курса $\varphi = 0$ азимутальный угол $\varphi_{пск\ пр}$, ($\varphi_{пск\ лев}$)в котором величина РГМ равна 0,0775 [4, п. 3.1.1]. Тогда для искомой величины $\varphi_{пск\ пр}, \left(\varphi_{пск\ лев}\right)$ как функции угла смещения φ_0, получим из (13) трансцендентное уравнение (17):

$$\pm 0{,}0775 = a^{ук}\left(m_1 + m_2\right)\left[\frac{F_{бч}^{ук}(\varphi_{\frac{пск\ пр}{пск\ лев}} - \varphi_0)}{F_{нбч}^{ук}(\varphi_{\frac{пск\ пр}{пск\ лев}} - \varphi_0)} - \frac{F_{бч}^{ук}(-\varphi_0)}{F_{нбч}^{ук}(-\varphi_0)}\right] \qquad (8)$$

Результаты расчётов по соотношениям (8) показывают, что величина асимметрии зоны курса за счёт электронной регулировки составляет малую долю допустимой величины.

4. Эксперименты

Эксперименты выполнены путём наземных измерений положения линии курса при выставленных глубинах модуляции m_1 и m_2 высокочастотного сигнала сигналами частот 90 Гц и 150 Гц в передатчике. Результаты измерений представлены точками на рис. 4.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

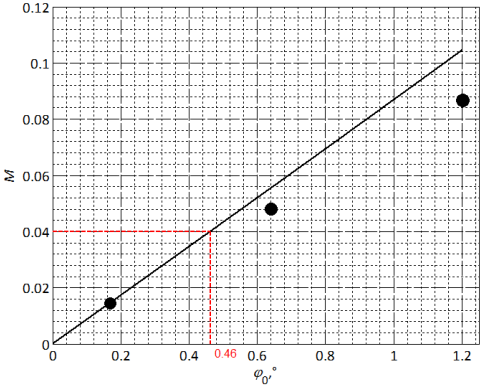


Fig. 4. Difference in the depth of modulation $m_1 - m_2$ vs angle φ_0 of course line shifting.

Рис.4. Зависимость разности глубин модуляции $m_1 - m_2$ от угла φ_0

5. Заключение

Для корректировки положения линии курса в пространстве может быть использован электронный способ, заключающийся в том, что изменяют разность глубин модуляции сигнала несущей сигналами тоновых частот непосредственно в передатчике. Электронный способ может быть использован для совмещения линии курса с осью ВПП в пределах азимутальных углов величиной до половины части правого (левого) полусектора курса на конкретном аэродроме ввода КРМ в эксплуатацию.

Список литературы

[1] Международная организация гражданской авиации Авиационная электросвязь // Том 1 Радионавигационные средства // Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. ИКАО, 2006, 628 с.

[2] Войтович, Н.И. Моделирование работы двухчастотной системы посадки самолётов / Н.И. Войтович, Б.В. Жданов, А.В. Зотов // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2013. – Т. 13, № 4. – С. 55–69.

References

[1] Convention on International Civil Aviation. Ninth Edition - 2006 - ICAO, 2006, p. 628.

[2] N.I.Voytovich, B.V.Zhdanov, A.V.Zotov. [Modeling of double-frequency ILS], Vestnik YUURGU (Computer technology, Control, Radioelectronics). 2013, vol.13, #4, pp. 55-69.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Results of development of coherent transceiver of aerological radar station

Sergey I. Kudinov, Andrey V.Gusev, Vyacheslav E. Ivanov, Oleg V. Plokhikh
[1]*Ural Federal University n.a. the first President of Russia B.N. Yeltsin*
Ekaterinburg, 610002, Russian Federation
s.kudinov@urfu.ru, a.v.gusev@urfu.ru, v.e.ivanovekt@gmail.com, o.v.plohih@urfu.ru

Abstract: *Application of synthesizers of frequencies in the driver of the transmitter allows to provide operational setup of carrier frequency of a very high frequency transmitter of a request signal on the frequency of optimum reception of the transceiver of a radiosonde. It provides minimization of level of a request signal in case of big range in the conditions of existence of the strong noises and suppression of reflections of a request radio-frequency pulse from nearby local objects in case of a small angle of the place of the directional antenna of radar station. Use of reference frequency of a frequency synthesizer of the driver for synthesizers of heterodynes of the receiver allows to realize the coherent system. The coherent operation mode of a radio system of radar station radiosonde provides increase in accuracy of determination of spatial coordinates of a radiosonde and the instantaneous speed of its movement in the free atmosphere.*

Keywords: *driver, synthesizer, power amplifier, receiving device.*

Результаты разработки когерентного приемопередатчика аэрологической РЛС

Кудинов С.И., Гусев А.В., Иванов В.Э., Плохих О.В.
Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
s.kudinov@urfu.ru , a.v.gusev@urfu.ru, v.e.ivanovekt@gmail.com, o.v.plohih@urfu.ru

Аннотация: *Применение синтезаторов частот в возбудителе передатчика позволяет обеспечить оперативную настройку несущей частоты СВЧ-передатчика запросного сигнала на частоту оптимального приёма приёмопередатчика радиозонда. Это обеспечивает минимизацию уровня запросного сигнала при большой дальности в условиях наличия сильных помех и подавление отражений запросного радиоимпульса от близкорасположенных местных объектов при малом угле места направленной антенны РЛС. Использование опорной частоты синтезатора частоты возбудителя для синтезаторов гетеродинов приемника позволяет реализовать когерентную систему. Когерентный режим работы радиосистемы РЛС-*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russia, September 10—16, 2017

радиозонд обеспечивает повышение точности определения пространственных координат радиозонда и мгновенной скорости его движения в свободной атмосфере.

Ключевые слова: *возбудитель, синтезатор, усилитель мощности, приемное устройство.*

1. Введение

Современные аэрологические системы радиозондирования (СР) атмосферы является основным средством получения метеорологической информации о сводной атмосфере. Отечественные радиолокационные станции (РЛС) АРВК «Вектор-М», МАРЛ-А разработаны и эксплуатируются на сети Росгидромета РФ более 10 лет. и требуют дальнейшей модернизации. Приемопередающие устройства аэрологических радиозондов (АРЗ) отечественных СР разработаны на основе сверхрегенеративных приемопередатчиков (СПП) обеспечивающих измерение наклонной дальности активным радиоимпульсным методом. В течение полета АРЗ происходит смещение частот приема и передачи, что приводит к ухудшению формирования ответного сигнала по дальности СПП.

Поэтому для обеспечения ответного сигнала по дальности СПП приходится повышать выходную мощность запросного сигнала РЛС, что приводит к существенному усложнению и удорожанию передатчика, а также увеличивает проблемы электромагнитной совместимости электронных средств и экологической безопасности для окружающих. Другой проблемой является некогерентный характер приема и обработки сигналов передатчика радиозонда, что снижает потенциал системы и не позволяет измерять мгновенную скорость движения радиозонда.

В данной работе представлены результаты разработки нового приемопередающего модуля аэрологического радиолокатора, в котором предложены новые решения для устранения или снижения влияния укзанных недостатков серийных СР.

2. Структура приемопередающего блока

Приемопередающий блок (ППБ) построен по структурной схеме, представленной на рис.1, и состоит из четырех модулей:

- модуль задающего генератора (МЗГ);
- модуль усилителя мощности (МУМ);
- модуль преобразователя частоты 403 МГц (МПЧ403);
- модуль преобразователя частоты 60 МГц (МПЧ60).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

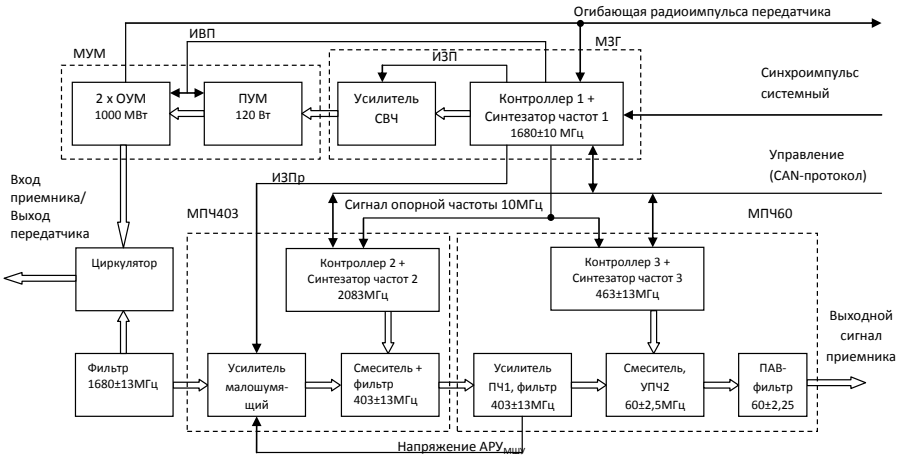


Рис. 1. Структурная схема приемопередатчика аэрологической РЛС.

Fig.1. Transceiver meteorological radar structure

Конструктивно циркулятор, МУМ и МПЧ403 размещены на обратной стороне полотна антенны, установленной на вращающейся по углу места и азимуту антенной стойке. МЗГ и МПЧ60 размещены в отдельном блоке обработки и управления (БОУ) вместе с модулями цифровой обработки информации. БОУ и антенна связаны друг с другом для СВЧ сигналов коаксиальным проводами, а для управления параметрами МУМ и МПЧ403 – витыми парами проводов.

Приемный модуль МПЧ403 и передающий модуль МУМ с помощью ферритового циркулятора подключены к антенной системе РЛС, выполненной в виде фазированной антенной решетки.

МЗГ формирует высокостабильный опорный сигнал 10,0±0,1 МГц для синтезатора частот 1 передатчика, а также всех синтезаторов частот (2, 3) приемника, что позволяет реализовать когерентный режим работы. МЗГ также обеспечивает формирование импульса запуска передатчика (ИЗП) с периодом 1000 мкс длительностью 0,5±0,05 мкс или 1,0±0,1 мкс для двух режимов работы РЛС. Первое значение длительности используется в момент пуска радиозонда, когда он находиться на расстоянии 0,05–1 км от РЛС, для более четкого выделения ответной паузы в сигнале радиозонда. ИЗП большей длительности применяется при удалении радиозонда свыше одного км. ИЗП поступает в печатный узел усилителя СВЧ для формирования короткого радиоимпульса заданной длительности. Кон-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

троллер МЗГ также формирует импульс включения передатчика (ИВП), который поступает в МУМ и обеспечивает рабочий режим мощных усилительных каскадов предварительного и двух оконечных усилителей мощности. В отсутствии ИВП полностью исключается протекание тока покоя транзисторов, что существенно уменьшает нагрев усилителей мощности. ИВП отличается от ИЗП несколько большей длительностью, а также тем, что формируется на 0,5 мкс раньше ИЗП и заканчивается позднее его на те же 0,5 мкс.

Контроллер МЗГ также формирует импульс защиты приемника (ИЗПр), необходимый для защиты входных каскадов малошумящего усилителя на время излучения запросного сигнала передатчиком. Параметры ИЗПр соответствуют ИВП. При необходимости длительность ИЗПр может быть увеличена до нескольких десятков мкс для снижения влияния на приемный тракт мощных отраженных сигналов от местных объектов в условиях позиционирования антенны на малых углах места при слабом ответной сигнале радиозонда, соответствующем большой дальности удаления АРЗ. Контроллер МЗГ по сигналам управления, передаваемых по CAN-шине обеспечивает перестройку частоты синтезатора частот и, соответственно, всего передатчика в диапазоне 1680±10 МГц с шагом 0,1 МГц и с относительной нестабильностью этой частоты не более 50×10^{-6}. Синтезатор частот МЗГ, а также МПЧ403 и МПЧ60 реализован в вариантах на импортной элементной базе от Analog Devices ADF4351, и на российской – 1508ПЛ9Т. Контроллер этих модулей также реализован как на импортной базе – STM32 или LPC1768 (NXP), так и на российской – 1986ВЕ92У.

МЗГ формирует импульсный радиосигнал мощностью не менее 2 Вт для компенсации потерь в коаксиальном СВЧ-кабеле длинной 10-15 м, соединяющем МЗГ и МУМ.

МУМ состоит из нескольких печатных узлов:

— узел модулятора (на структурной схеме не показан), формирующий из ИВП импульс с требуемой амплитудой, оптимальной для включения рабочего режима активных приборов ПУМ и ОУМ;

— узел предварительного усилителя мощности (ПУМ), формирующий импульсный сигнал мощностью 120 Вт;

— узел оконечного усилителя мощности (2хОУМ), представляющий конструкцию из двух печатных узлов ОУМ с суммированием СВЧ мощности на выходе. Мощность выходного импульсного радиосигнала передатчика составляет более 900 Вт.

ПУМ и ОУМ реализованы на отечественной современной элементной базе –LDMOS транзисторах серии 2П9110 производства ОАО «НИИ-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ЭТ» г. Воронеж, имеющих высокий коэффициент усиления мощности (15-16 дБ) на частоте 1550 МГц. Для использования этих транзисторов были проведены измерения оптимальных сопротивлений источника сигнала Z_S и нагрузки Z_L для транзистора на рабочей частоте РЛС 1680±10 МГц. С учетом фирменных данных результаты представлены на рис.2, и рис.3.

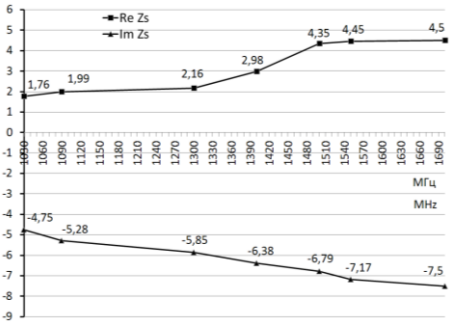


Рис. 2. Зависимость сопротивления источника сигнала для 2П9110Д от частоты до 1700 МГц

Fig. 2. Dependence of a source resistance of a signal from frequency for 2P9110D

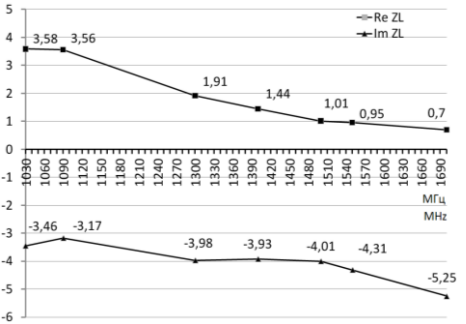


Рис. 3. Зависимость сопротивления нагрузки для 2П9110Д от частоты до1700 МГц

Fig. 3. Dependence of a load from frequency for 2P9110D

Приемная часть РЛС реализована по супергетеродинной схеме с двумя преобразованиями частот. Сигнал с выхода антенны РЛС поступает через циркулятор на полосовой фильтр с полосой 26 МГц на центральной частоте 1680 МГц и далее на вход модуля МПЧ403, включающий узел малошумящего усилителя на микросхемах: вариант импортной базы – SPF5189ZDS с защитным устройством от импульса передатчика на p-i-n–диодах HSMP-4820, или вариант российский – М52125 в связке с защитным устройством на М54404. В качестве частотных селективных элементов между двумя каскадами усиления используется 2-х элементный фильтр на коаксиальных керамических резонаторах типа КРП-1-3,5х3,0. Дополнительная фильтрация после усиления выполнена на ПАВ-фильтре типа FP-1680B15 с полосой пропускания 26 МГц. Преобразование частоты усиленного входного сигнала реализовано на микросхеме IAM-81008 или на российской 1327ПС1У на частоту 403 МГц. Полезный сигнал выделяется в фильтре на коаксиальном керамическом резонаторе типа КРП-1-4,0х4,5 мм.

Выходной сигнал МПЧ403 на частоте 403 МГц поступает в МПЧ60 для дальнейшего усиления, частотной селекции в фильтре на коаксиальных диэлектрических резонаторах типа КРП-1-4,0х4,5 мм и преобразования в активном смесителе IAM-81008 (1327ПС1У) на более низкую часто-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ту 60 МГц. Выделение полезного сигнала после смесителя МПЧ60 осуществляется с помощью ПАВ-фильтра типа АЕС45113М–60 с полосой пропускания 4,5 МГц. Далее сигнал с выхода МПЧ60 подается в модули усиления и обработки координатной информации и телеметрии. Для обеспечения линейности усиления в тракте приема введена цепь автоматической регулировки усилением каскадов малошумящего усилителя в МПЧ403 и усилителя промежуточной частоты МПЧ60. Гетеродины в МПЧ403 и МПЧ60 совместно с возбудителем передатчика МЗГ формируют когерентные сигналы для смесителей, что позволяет в целом реализовать когерентную систему радиозондирования атмосферы.

3. Технические характеристики приемопередающего блока РЛС

Основные характеристики разработанного приемопередатчика РЛС можно свести к основным наиболее важным показателям в Таблице 1, полученным по результатам испытаний.

Табл. 1. Основные параметры приемопередатчика аэрологической РЛС.

Table 1. Basic parameters of the upper-airborne radar transceiver

Параметр Parameters	Приемник Receiver	Передатчик Transmitter
Максимальная выходная мощность Рвых., Вт Maximum power output Pout, W		700
Минимальная выходная мощность $P_{вых.}$мин., Вт Minimum output power P_{out} min, W		5
К.П.Д., % Efficiency, %		32
Диапазон перестройки частоты, МГц Tuning frequency range, MHz	±10	±10
Чуствительность, дБ Sensitivity, dB	-132	

4. Заключение

Разработано приемопередающее устройство аэрологической РЛС современной СР на отечественной элементной базе с выходной импульсной мощностью до 700 Вт, чувствительностью минус 132 дБ/Вт с цифровой перестройкой рабочей частоты в диапазоне 1670-1690 МГц.

Реализация когерентного режима работы позволяет существенно повысить потенциал радиоканала СР, увеличить оперативную дальность, повысить качество приема телеметрической информации АРЗ.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Кудинов С.И., Гусев А.В., Плохих О.В., Иванов В.Э.// Разработка метода обработки ответного сигнала приемопередатчика радиозонда в квазикогерентном режиме//26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь, 4—10 сентября 2016 г. : материалы конф. в 13 т. — Москва, Минск, Севастополь, 2016. С. 2153-2159.

[2] Волков Ю. К., Илюшечкин М. Н., Ковтун Ю.Ю., Лабузов В. А., Назаренко А. Е., Шестов М.. Е. Перспективы построения усилителей мощности L-диапазона на транзисторах серии 2П9110 производства ОАО «НИИЭТ»// Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2015, №3. С.6-12.

[3] Кудинов С.И., Иванов В.Э. Мощный когерентный импульсный СВЧ-передатчик аэрологической РЛС на полевых транзисторах //26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь, 4—10 сентября 2016 г. : материалы конф. в 13 т. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2016. С. 2215-2221.

[4] Плохих О.В., Иванов В.Э., Гусев А.В., Кудинов С.И. Задающий автогенератор мощного когерентного передатчика аэрологической РЛС // 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь, 4—10 сентября 2016 г. : материалы конф. в 13 т. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2016. С. 2222-2227.

References

[1] S. I. Kudinov, A. V. Gusev, O. V. Plokhikh, Vy. E. Ivanov / Development of the radiosonde transceiver response signal processing method in the quasi-coherent mode // *CriMiCo 2016 - 2016 26th International Crimean Conference "Microwave and Telecommunication Technology"*, Moscow, Minsk, Sevastopol, Russia, September 4-10, 2016 pp. 2153-2159. (In Russian).

[2] Volkov Yu. K., Ilyushechkin M. N., Kovtun Yu.Yu., Labuzov V. A., Nazarenko A. E., Shestov M.. E. / Perspektivy postroeniya usilitelej moshhnosti L-diapazona na tranzistorax serii 2P9110 proizvodstva OAO «NIIET»// Radiotexnicheskie i telekommunikacionnye sistemy, 2015, № 3. s. 6-12.

[3] S. I. Kudinov, Vy. E. Ivanov / High-powered coherent pulse microwave transmitter of meteorological radar based on field transistors // *CriMiCo 2016 - 2016 26th International Crimean Conference "Microwave and Tele-communication Technology"*, Moscow, Minsk, Sevastopol, Russia, September 4-10, 2016, pp. 2215-2221. (In Russian).

[4] O. V. Plokhikh, Vy. E. Ivanov, A. V. Gusev, S. I. Kudinov /Reference active oscillator of the powerful coherent transmitter of upper-air radar // *CriMiCo 2016 - 2016 26th International Crimean Conference "Microwave and Tele-communication Technology"*, Moscow, Minsk, Sevastopol, Russia, September 4-10, 2016, pp. 2222-2227. (In Russian).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Synthesis of digital coherent modem for one model of channel of communication with the double randomness

Vladimir G. Sannikov[1], Valeriy P. Volchkov[1]
[1] *Moscow Technical University of Communications and Informatics*
Moscow,111024, Russian Federation
tes_mtuci@mail.ru, volchkovvalery@mail.ru

The abstract: *Taking into account the nonstationarity on the frequency band noise communication channel with linear distortion synthesis is carried out coherent modem with optimal finite signals, do not cause intersymbol interference when the serial transmission of digital data over a communications channel. For low-frequency model equivalent communication channel with Butterworth filter characteristics and additive noise solved the problem of optimal recurrent estimation of cutoff frequency based on the empirical risk minimization. The calculation of noise immunity of digital quadrature amplitude modulated modem and optimal finite signals is presented.*

Keywords*: Synthesis of digital modem, nonstationary communication channel, optimal estimation of cutoff frequency, noise immunity, optimal finite signals*

Синтез цифрового когерентного модема для одной модели канала связи с двойной случайностью

[1]Санников В.Г., [1]Волчков В.П.
[1]*Московский технический университет связи и информатики*
г. Москва, 111024, Российская Федерация
tes_mtuci@mail.ru, volchkovvalery@mail.ru

Аннотация: *С учетом нестационарности по полосе частот шумового канала связи с линейными искажениями, проводится синтез когерентного модема с оптимальными финитными сигналами, не вызывающими межсимвольной интерференции при последовательной передаче по каналу связи цифровых данных. Для модели низкочастотного эквивалента канала связи с характеристиками фильтра Баттерворта на основе минимизации эмпирического риска решается задача оптимальной рекуррентной оценки его граничной частоты в условиях шума на-*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

блюдения. Дается расчет помехоустойчивости цифрового модема с квадратурной амплитудной модуляцией и оптимальными финитными сигналами.

***Ключевые слова**:* синтез цифрового модема, нестационарный канал связи, оптимальное оценивание граничной частоты, помехоустойчивость, оптимальные финитные сигналы

1. Введение

В цифровых телекоммуникационных системах на качество приема цифровых данных влияют три фактора: шум наблюдения, межсимвольная интерференция (МСИ) и нестабильность характеристик канала связи (КС). Если для уменьшения влияния первых двух факторов используются оптимальная фильтрация и синтез оптимальных финитных сигналов (ОФС), не вызывающих МСИ на выходе КС [1÷3], то нивелированию влияния третьего фактора в литературе уделяется еще недостаточное внимание. Цель настоящего исследования состоит в синтезе и анализе цифрового когерентного модема с ОФС при передаче цифровых данных по линейному каналу связи с двойной случайностью, вызванной с одной стороны шумом наблюдения, а с другой - случайным изменением полосы частот КС.

2. Исследуемая модель цифрового модема

В работе рассматривается низкочастотный эквивалент (НЧЭ) цифрового когерентного модема с КАМ и ОФС, изображенного на рисунке 1.

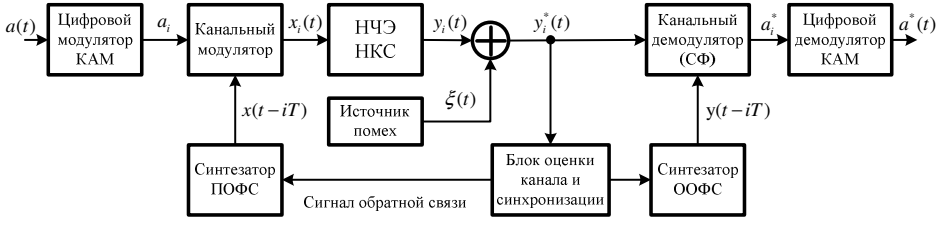


Рис. 1. Модель низкочастотного эквивалента цифрового когерентного модема

Fig. 1. Model of low-frequency equivalent of the digital coherent modem

Здесь в цифровом модуляторе по последовательности случайных двоичных импульсов $a(t) = \pm 1, 0 \le t \le T$, формируются символы квадратурной амплитудной модуляции (КАМ) $\dot{a}_i$ [2]. В канальном модуляторе

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

формируется предыскаженный сигнал $x_i(t) = a_i x(t - iT)$, где $x(t - iT)$ - оптимальный финитный сигнал (ОФС), синтезируемый в блоке ПОФС по импульсной характеристике НЧЭ КС, не вызывающий МСИ на выходе КС и обеспечивающий максимум ОСШ в середине посылки отклика КС. По зашумленному выходу НЧЭ нестационарного канала связи (НКС) $y_i^*(t) = a_i y(t - iT) + \xi(t)$ в блоке оценки канала и синхронизации вычисляются оптимальные оценки F_i^* случайной граничной частоты НЧЭ НКС, которые используются в синтезаторах предыскаженных ОФС (ПОФС) в модуляторе и опорных ОФС (ООФС) в демодуляторе. В канальном демодуляторе на основе согласованной фильтрации (СФ) с учетом многопорогового решающего устройства формируются символы КАМ a_i^*, которые в цифровом демодуляторе преобразуются в последовательности случайных двоичных импульсов $a^*(t) = \pm 1,\ 0 \le t \le T$.

3. Модель низкочастотного эквивалента линейного канала связи

Отклик НЧЭ КС определяется соотношениями

$$y^*(t) = y(t) + \xi(t) = \int_0^t q_F(\tau) x(t - \tau) d\tau + \xi(t),$$
$$Y(j\omega) = K_F(j\omega) X(j\omega) + \xi(j\omega), \quad K_F(j\omega) = 1/\sqrt{1 + (j\omega/\Omega)^{2p}}. \tag{1}$$

где $x(t)$ - ОФС на входе КС, $X(j\omega)$ - его спектр, $y(t)$ - ОФС на выходе КС, $Y(j\omega)$ - его спектр, $\xi(t)$ - шум наблюдения, $q_F(t)$ - импульсная реакция и $K_F(j\omega)$ - коэффициент передачи НЧЭ КС, $\Omega = 2\pi F$ - граничная частота АЧХ НЧЭ КС по уровню ослабления в 3 дБ.

От аналогового сигнала $y^*(t)$ переходим к его цифровому эквиваленту: $y_m^* = y^*(t_m = m\Delta t),\ m = 1, 2, 3, \ldots$ (Δt - интервал дискретизации), обработку которого будем осуществлять поблочно. Тогда для момента t_j приходим к следующему векторно-матричному представлению (1)

$$\mathbf{y}_j^* = \mathbf{X}\mathbf{q}(F_j) + \boldsymbol{\xi}_j, \tag{2}$$

где $\mathbf{y}_j^*$ - вектор-столбец результатов наблюдений, $\mathbf{X}$ - тестовая матрица, $\mathbf{q}(F)$ - вектор-столбец импульсной реакции канала с переменным параметром F, $\boldsymbol{\xi}_j$ - вектор-столбец шумов с корреляционной матрицей $\mathbf{R}_\xi$.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Рекуррентная оценка граничной частоты НЧЭ КС

На основе обработки блоков $\mathbf{y}_j^*$ требуется рекуррентно оценить параметр F_j, $j=1,2,...,i$. Предположим, что в окрестности оценки F_j^* известна некоторая опорная оценка F_{j-1}^*, а для получения оптимальной оценки F_j^* воспользуемся минимизацией эмпирического риска в форме функционала Тихонова [4]

$$M_i(F_1,...,F_i)=\sum_{j=1}^{i}\left\{[\mathbf{y}_j^*-\mathbf{X}_j\mathbf{q}_{F_j}]^T\mathbf{R}_\xi^{-1}[\mathbf{y}_j^*-\mathbf{X}_j\mathbf{q}_{F_j}]+(F_j-F_{j-1}^*)^2/D_{j-1}\right\}. \quad (3)$$

где D_j - дисперсия погрешности оценивания величины F_j^*.

Для определения оптимальной оценки F_i^* необходимо приравнять нулю частную производную от $M_i(F_1,...,F_i)$ в (9) по F_i. В результате алгоритм оценки F_i^* приводится к виду [5]:

$$F_i^*=F_{i-1}^*+\mathbf{c}_i^T\left[\mathbf{y}_i-\mathbf{X}_i\mathbf{q}(F_{i-1}^*)\right], \quad i=0,1,2,..., \quad (4)$$

где

$$\mathbf{c}_i=\alpha_i\mathbf{R}_\xi^{-1}\mathbf{z}_i, \quad \mathbf{z}_i=\mathbf{X}_i\mathbf{q}'(F_{i-1}^*), \quad \alpha_i=(D_{i-1}^{-1}+\mathbf{z}_i^T R_\xi^{-1}\mathbf{z}_i)^{-1}, \quad (5)$$

$$D_i=D_{i-1}-\mathbf{c}_i^T\mathbf{z}_i D_{i-1}=(1-\mathbf{c}_i^T\mathbf{z}_i)D_{i-1}. \quad (6)$$

$$\mathbf{R}_{\xi,i}^{-1}=[\mathbf{R}_{\xi,i-1}^{-1}-\mathbf{R}_{\xi,i-1}^{-1}\xi_{t-1}(1+\xi_{i-1}^T\mathbf{R}_{\xi,i-1}^{-1}\xi_{t-1})^{-1}\xi_{i-1}^T\mathbf{R}_{\xi,i-1}^{-1}] \quad (7)$$

с начальными значениями: $F_0=const$, $D_0=const$, $\mathbf{R}_{\xi,0}^{-1}=b\cdot\mathbf{E}_m$, где $\mathbf{E}_m$ - единичная матрица размера $m\times m$, b =200.

Результаты проверки работоспособности алгоритма рекуррентной оценки граничной частоты НЧЭ КС иллюстрируются на рисунке 2. В качестве тестового сигнала на входе КС использовалась функция Хевисайда. Отклик канала определялся по (2) с учетом импульсной реакции $\mathbf{q}(F)$ и ее производной $\mathbf{q}'(F)$ по F. В качестве шума наблюдения использовалась модель АБГШ. Тест-сигнал (график 2а) характеризуется отношением сигнал/шум (ОСШ) 5 дБ. Рекуррентная оценка точной частоты F_T=1,55 кГц (график 2б), с начальным значением F_0=1 кГц, осуществлялась по алгоритму (4)÷(7). Точность оценки F_i^* характеризуется зависимостью (график 2в) дисперсии D_i экстраполяции с начальным значением $D_0=1$.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

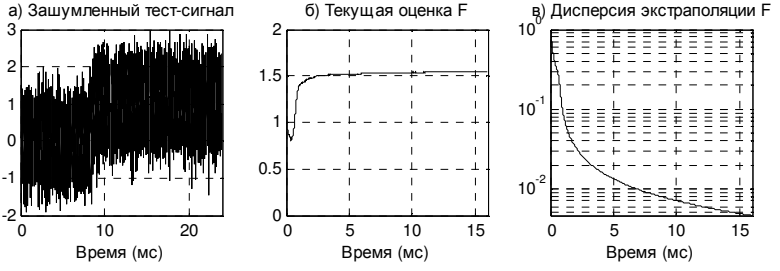


Рис. 2. Результаты экспериментальной оценки граничной частоты

Fig. 2. Outcomes of an experimental estimation of cutoff frequency

5. Синтез адаптивного оптимального модема

После получения оптимальной оценки граничной частоты F рассчитываются: импульсная реакция и её производные $q_{F^*}^{(k)}(t), k=\overline{0,p-1}$, канальная функция и её производные $Q_{F^*}^{(k)}(t), k=\overline{0,p-1}$, для модели НЧЭ КС в виде фильтра Баттерворта, порядка p. Согласно [2] имеем

$$q_F^{(k)}(t)=(2\pi F)^{k+0.5p+1}/p\sum_{l=0}^{0.5p-1}q_l e^{-s_{F,l}t}\sin[c_{F,l}t+(k-0.5p-1)(\pi/2+\phi_l)],$$
$$Q_F^{(k)}(t)=(2\pi F)^{k+1}/2p\sum_{l=0}^{p-1}e^{-s_{F,l}t}\sin[c_{F,l}t+\phi_l+k(\pi/2+\phi_l)], \quad (8)$$

где $s_{F,l}=2\pi F\sin\phi_l$, $c_{F,l}=2\pi F\cos\phi_l$, $q_l=1/c_{F,l}\prod_{i=1}^{0.5p}(s_{F,i}-s_{F,l})_{|i\neq l}$, $\phi_l=(2l+1)\pi/2p$, $Q_F^{(k)}(-t)=(-1)^k Q_F^{(k)}(t), k=\overline{0,p-1}$.

В блоке ПОФС на интервале $0\le t\le T$ синтезируется ОФС вида

$$x(t)=\varepsilon\{q_F(0.5T-t)-\sum_{k=0}^{p-1}\lambda_k[q_F^{(k)}(T-t)+(-1)^k q_F^{(k)}(-t)]\}, \quad (9)$$

В блоке ООФС на интервале $0\le t\le T$ синтезируется ОФС вида

$$y(t)=\varepsilon\{Q_F(0.5T-t)-\sum_{k=0}^{p-1}\lambda_k[Q_F^{(k)}(T-t)+(-1)^k Q_F^{(k)}(-t)]\}. \quad (10)$$

где множители Лагранжа $\lambda_k, k=\overline{0,p-1}$, находятся из системы уравнений

$$\sum_{l=0}^{p-1}\lambda_l(2\pi F)^{l-1}[e^{-s_{F,l}T/2}\cos(\phi_{l,k}+c_{F,k}T/2)-$$
$$-(-1)^l e^{s_{F,l}T/2}\cos(\phi_{l,k}-c_{F,k}T/2)]=1-|\sin(k-1)\pi/2|, k=\overline{0,p-1} \quad (11)$$

Оптимальный прием ОФС на выходе канала осуществляется на СФ с импульсной реакцией $h_{SF}(t)=y(T-t)$.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

6. Помехоустойчивость когерентного модема с ОФС

Для стационарного КС, согласно [3], помехоустойчивость когерентного модема с КАМ и ОФС определяется средней вероятностью ошибки

$$p_{b,KAM} = \left\{1 - \left[1 - \frac{M-1}{M} erfc\left(\sqrt{\frac{E_b}{G_0}\frac{6m}{2(M^2-1)}k_E(2mT)}\right)\right]^2\right\} / 2m \cdot \qquad (12)$$

где $M_{KAM} = M \times M$, $m = \log_2 M$, E_b - энергия сигнала на бит, G_0 - спектральная плотность мощности АБГШ, $k_E(2mT) = E_y / E_x$ - коэффициент передачи КС по энергии. Минимальная длительность $T_{\min}$ в (12) при $p = 8$ связана с граничной частотой равенством: $T_{\min} = 1/0.3567 \cdot F$.

Графики зависимости $p_{b,KAM}$ (нижние линии) от величины ОСШ в дБ $hdB = 20\lg E_b / G_0$ приведены на рисунке 3.

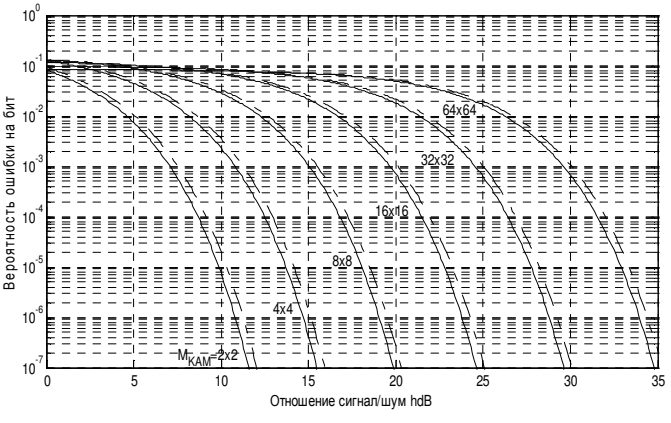


Рис. 3. Зависимости помехоустойчивости цифрового когерентного модема

Fig. 3. Dependences of a noise immunity of the digital coherent modem

Если КС стохастический, то параметр F – случайная величина, а $p_{b,KAM}(F)$ – случайная функция. Усредняя эту функцию с ФПВ $W(F)$, находим неслучайную функцию следующего вида

$$\overline{p}_{b,KAM} = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} W(F)\, p_{b,KAM}(F)\, dF, \quad F_{\max,\min} = F_T \pm \sqrt{D_F}\ . \qquad (13)$$

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Графики $\overline{p}_{b,KAM}$ при равномерно распределенной величине F показаны на рисунке 3 (верхние линии).

7. Заключение

Таким образом, в отличие от подходов, использованных в работах [1÷3] и справедливых только для КС с известными характеристиками, в данной работе рассмотрены вопросы синтеза и анализа цифрового когерентного модема с учетом оптимальной оценки изменяющейся полосы пропускания КС. Показано, что учет стохастичности канала приводит к уменьшению помехоустойчивости модема с КАМ и ОФС. Полученные результаты могут быть использованы при проектировании современных адаптивных интеллектуальных модемов в коммутируемых телекоммуникационных сетях.

Список литературы

[1] Волчков В.П., Санников В.Г. Адаптивное канальное прекодирование в телекоммуникационных системах / Труды 26-й Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, РФ, 4-10 сентября 2016. С. 665-671.

[2] Санников В.Г. Синтез финитных сигналов Найквиста, согласованных с телефонным каналом связи // Электросвязь. 2012. №5. С. 9-12.

[3] Санников В.Г. Помехоустойчивость системы передачи оптимальных финитных сигналов по телефонному каналу связи // Электросвязь. 2013. №5. С. 39-44.

[4] Тихонов А.Н. Об устойчивости задачи минимизации функционалов // ЖВМ и МФ. 1966. 6, №4.

[5] Санников В.Г. Адаптивный оптимальный интеллектуальный модем для системы цифровой телефонии // Электросвязь. 2014. №5. С. 26-29.

References

[1] Volchkov V.P., Sannikov V.G. [Adaptive channel precoding in telecommunication systems]. Proseedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo2016), Sevastopol, RF, September 4-10, 2016, pp. 665-671.

[2] Sannikov V.G. [Synthesis of Nyquist finite signals matched with a telephone communication channel]. *Electrosvyaz'*, 2012, no. 5, pp. 9-12. (In Russian).

[3] Sannikov V.G. [Noise stability of transmission system of optimum finite signals on a telephone communication channel]. *Electrosvyaz'*, 2013, no. 5, pp. 39-44. (In Russian).

[4] Tichonov A.N. [About a stability of a problem of minimisation of functionals]. *JVM and MPh.* 1966. 6, №4. (In Russian).

[5] Sannikov V.G. [The adaptive optimum intellectual modem for digital telephony system]. *Electrosvyaz'*, 2014, no. 5, pp. 26-29. (In Russian).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Теоретическое и экспериментальное исследование методов оценки и компенсации погрешностей квадратурного преобразования в цифровых радиоприемниках

Пестряков А. В., Хасьянова Е. Р.
Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), г. Москва, 111024, Российская Федерация
ehasyanova@gmail.com

Аннотация: *для качественной работы приемников прямого преобразования нужно учитывать и по возможности компенсировать погрешности квадратурного преобразования: I/Q-разбаланс и сдвиг постоянной составляющей. В работе представлена экспериментальная оценка нескольких относительно несложных методов совместной оценки и компенсации указанных погрешностей. Произведена оценка энергетической эффективности рассматриваемых методов и их вычислительная сложность.*

Ключевые слова: I/Q-разбаланс, квадратурная амплитудная модуляция, приемник прямого преобразования, DC-смещение.

1. Введение

Радиосигналы с квадратурной амплитудной модуляцией M-КАМ широко применяются в различных стандартах современной беспроводной радиосвязи, поскольку их использование позволяет увеличить скорость передачи информации и эффективность использования спектра. С другой стороны повышение порядка модуляции снижает помехоустойчивость модуляции. Погрешности квадратурного преобразования, не принятые должным образом во внимание также могут снижать качество приема. Однако на сегодняшний день это не является неразрешимой проблемой. Существуют различные способы их компенсации как более сложные эквалайзерного типа [1, 2 и др.], так и более простые и интуитивно понятные[3].

В работе оцениваются следующие искажения, вносимые приемником прямого преобразования при приеме сигналов с модуляцией КАМ-16, -64, -128: амплитудно-фазовый разбаланс и сдвиг постоянной составляющей. Задача решается при наличии аддитивного белого Гауссовского шума и с учетом наличия фазовых шумов опорных источников сигналов. Для сравнения выбраны два метода: метод статистического усреднения из-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

за его простоты и алгоритм, синтезированный по методу линейной фильтрации, из-за особенностей реализации на ПЛИС. Оценка проводится как по информационной, так и по тестовой последовательности, с целью сравнения разницы в скорости сходимости алгоритмов. В конце приведены результаты экспериментального исследования указанных алгоритмов.

2. Реализуемые способы оценки I/Q-разбаланса и сдвига постоянной составляющей

Для перехода к математическому описанию предлагаемых к реализации алгоритмов, вкратце рассмотрим природу погрешностей квадратурного преобразования (Рис. 1).

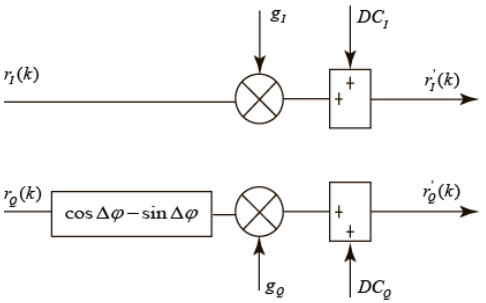


Рис. 1. Принцип добавления погрешностей квадратурного преобразования во входной сигнал

Амплитудный разбаланс (g) означает неодинаковое разделение I и Q ветвей по амплитуде. Фазовый разбаланс (Δφ) описывает взаимное влияние I и Q Ветвей вследствие неточного разделения их на 90 градусов (нарушение ортогональности). Сдвиг постоянной составляющей (DC) – смещение среднего значения из нулевой точки.

Математическая модель принимаемого сигнала с учетом I/Q-разбаланса и постоянного смещения выглядит следующим образом:

$$\begin{bmatrix} r_I'(k) \\ r_Q'(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_I + \mathrm{DC}_I & \mathrm{DC}_I \\ (-g_Q * \sin\triangle\varphi) + \mathrm{DC}_Q & (g_Q * \cos\triangle\varphi) + \mathrm{DC}_Q \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} r_I(k) \\ r_Q(k) \end{bmatrix} \quad (1)$$

Здесь $r_I(k)$, $r_Q(k)$ – квадратурные составляющие неискаженного сигнала, $r_I'(k)$, $r_Q'(k)$ – искаженные принимаемые данные; DC_I, DC_Q – сдвиг постоянной составляющей, g_I и g_Q - составляющие амплитудного разбаланса.

Исходя из (1), чтобы исправить амплитудный нужно поделить одну из ветвей входного сигнала на оцененное значение g. Чтобы вернуть орто-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

гональность I и Q ветвей, нужно проделать некоторые преобразования над Q ветвью:

$$r_Q(k) = \frac{1}{\sqrt{1-\Delta\hat{\varphi}}} * \left[r_Q(k) - \Delta\hat{\varphi} r_I(k) \right] \tag{2}$$

Для оценки постоянной составляющей воспользуемся следующим выражением:

$$DC_I = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} r_I'(k), DC_Q = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} r_Q'(k) \tag{3}$$

Критерием сходимости является критерий в среднеквадратическом [4].
Для оценки I/Q-разбаланса воспользуемся следующими формулами:

$$g = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{n} r_Q'^2(k)}{\sum_{k=1}^{n} r_I'^2(k)}} \tag{4}$$

$$\Delta\hat{\varphi} = \arctan \frac{\sum_{k=1}^{n} r_I'(k) * r_Q'(k)}{\sum_{k=1}^{n} r_I'^2(k)} \tag{5}$$

С точки зрения реализации для осуществления деления на ПЛИС, скорее всего, придется снижать частоту обработки, что приведет к снижению скорости сходимости алгоритма. Поэтому для компенсации амплитудного разбаланса предлагается воспользоваться методом линейной фильтрации [5], что позволит избежать деления:

$$\begin{cases} y(n) = x(n) + w^T(n) x^*(n) \\ w(n+1) = w(n) - My(n) y(n) \end{cases} \tag{6}$$

где y(n) – выходной сигнал после работы фильтра, x(n) – принимаемые отсчеты, x*(n) – комплексно-сопряженный входной сигнал. w(n) – адаптивный вес фильтра. Путем моделирования было выяснено, что оптимальный шаг веса при КАМ-64 составляет 0,0001, в то время как при КАМ-16 этот шаг составляет 0,001.

3. Эксперимент и его результаты

Экспериментальная установка состояла из платы приемопередатчика AD9364, осуществлявшей перенос на частоту 2,4 ГГц и обратно. Для того чтобы проверить работу методов оценки, калибровка постоянной составляющей и IQ-разбаланса была отключена соответствующими реги-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

страми [5]. Для оценки работоспособности указанных алгоритмов предварительно написанный на VHDL код работы алгоритмов залит в ПЛИС Kintex-7 [6]. Результаты работы для рассматриваемых погрешностей сведены в таблицу 1, количество операций и процент используемых ресурсов в Таблицу 2. Изменения значений среднеквадратической ошибки от количества тактов представлены на рисунках 2а-2в. Значение тактовой частоты выбрано $60*10^6$ Гц.

Табл. 1. Результаты работы алгоритмов для сигнала с КАМ-64, шум полагается белый Гауссовский, при отношении сигнал/шум 10 дБ

	Δφ, град	DC, В	g, раз
QAM-64			
Количество тактов	16384	16384	1024
Задержка на обработку, мс	1,09		
Посчитанное значение	15,601	0,307	1,394
Остаточная ошибка	-0,6°(-1,05e-2 рад)	-7,37e-3	1,55e-2
QAM-16			
Количество тактов	16384	16384	16384
Задержка на обработку, мс	1,09		
Посчитанное значение	-15,9955	0,294	1,407
Остаточная ошибка	0,99° (1,74e-2 рад)	5,66e-3	3,12e-3

Табл. 2. Используемые ресурсы ПЛИС при оценке разбаланса и сдвига постоянной составляющей путем усреднения входного сигнала

LUTs	12882	6%
DSP48	12	1%
Registers	6188	2%

Табл. 3. Используемые ресурсы ПЛИС при оценке амплитудного разбаланса методом адаптивной линейной фильтрации

LUTs	5850	4%
DSP48	20	2%
Registers	5233	2%

4. Заключение

В работе рассмотрен опыт практической реализации алгоритмов компенсации I/Q-разбаланса и сдвига постоянной составляющей. Оценка велась при присутствии помехи в виде белого гауссовского шума, по непосредственно принимаемым данным без различения преамбулы.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В процессе выявлено, что возможна параллельная оценка и компенсация амплитудного разбаланса и сдвига постоянной составляющей. Для компенсации же фазового смещения между I и Q ветвями, требуется предварительная оценка и вычитание DC-смещения из принимаемого сигнала.

Список литературы

[1] Horlin F., Bourdoux A. Digital compensation for Analog Front-Ends // John Wiley & Sons Ltd. – 2008, pp. 259.

[2] Narasimhan B. at al Digital Compensation of Frequency-Dependent Joint Tx/Rx I/Q Imbalance in OFDM Systems Under High Mobility // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, Vol. 3, Issue 3, 2009, pp. 405-417.

[3] Puntsri K. A very Simple Algorithm of Sequential IQ Imbalance and Carrier Frequency Offset Compensation in Coherent Optical OFDM // KKU Res. J. 20(2), 2015, pp.168-176.

[4] Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники/ М: Радио и Связь, 1989. – 656 с.

[5] http://www.analog.com/media/cn/technical-documentation/user-guides/AD9364_Register_Map_Reference_Manual_UG-672.pdf

[6] https://www.xilinx.com/support/documentation/user_guides/ug470_7Series_Config.pdf

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ILS localizer parameters measuring method

[1]Ershov A.V., [1]Zotov A.V., [1]Voytovich N.I.
[1]*Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education*
"South Ural State University (national research university)"
76, Lenin prospekt, Chelyabinsk, Russia, 454080
eav@list.ru, ershovav@susu.ru

Abstract: *An operational method for measuring a directional pattern, a difference in modulation depths (DDM), and a sum of the modulation depths (SDM) of the localizer signals (LOC) of the instrument aircraft landing system during the tuning step at an aerodrome is considered. A method for determining a position of a measurement point based on a use of global positioning systems is described.*

Keywords: *instrument landing system, localizer, position finding, GNSS, ICAO, antenna measurement.*

Метод измерения параметров курсового радиомаяка ILS

[1]Ершов А.В., [1]Зотов А.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
eav@list.ru, ershovav@susu.ru

Аннотация: *Рассматривается оперативный метод измерения диаграммы направленности, разности глубин модуляции (РГМ) и суммы глубин модуляции (СГМ) сигналов курсового радиомаяка (КРМ) системы инструментальной посадки самолетов на этапе настройки КРМ на аэродроме. Описывается способ определения положения точки измерений с использованием систем глобального позиционирования.*

Ключевые слова: система инструментальной посадки, курсовой радиомаяк, определение координат, ГНСС, ИКАО, антенные измерения.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

Основным средством обеспечения захода самолетов на посадку являются курсовые и глиссадные радиомаяки системы инструментальной посадки – ILS. Основные технические требования к этим маякам состоят в обеспечении высокой точности и стабильности формируемых траекторий снижения, по которым осуществляется заходы самолетов на посадку и посадка, в том числе и при отсутствии видимости взлетно-посадочной полосы (ВПП).

В процессе функционирования радиомаяков можно выделить три составляющие, которые обеспечивают необходимую точность и стабильность параметров радиомаяков:

– точность и стабильность радиосигналов, излучаемых радиомаяками;

– прохождение радиоволн от передающих антенн маяков до приемных антенн бортового приемника;

– прием и обработка навигационной информации на «борту» самолета.

Первый и третий аспекты имеют почти непрерывный аппаратный контроль: в маяках имеется непрерывный встроенный, апертурный и выносной контроль параметров выходных сигналов, работа бортового приемника также контролируется. А условия распространения радиоволн и их влияние на параметры системы посадки полноценно контролируются 1 или 2 раза в год при проведении летных проверок выходных характеристик маяков. Условия распространения радиоволн определяются формой рельефа местности, электродинамическими параметрами подстилающей поверхности, геометрическими и электродинамическими характеристиками объектов вблизи трассы распространения радиоволн от радиомаяка до точки приёма на борту воздушного судна. Для однородного пространства это область первых зон Френеля, но при наличии земной поверхности и различных местных предметов эта область пространства, которая участвует в формировании результирующего сигнала на входе бортового приемника, расширяется и ограничивается некоторым угловым сектором диаграмм направленности антенн радиомаяков.

Иногда в процессе эксплуатации радиомаяков возникают жалобы пилотов на некоторые смещения задаваемых траекторий, причем это происходит при отсутствии каких-либо отклонений параметров маяков по показаниям контрольно-измерительной аппаратуры. При этом подозрения «падают» на изменения условий распространения радиоволн: появление новых

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

больших местных предметов, таких как широкофюзеляжные самолеты на стоянках, возведение новых зданий и ангаров и т.д. В этом случае необходимо привлечь для объективной оценки состояния и выходных характеристик маяков специализированное воздушное судно-лабораторию. Однако это затратное по деньгам и времени мероприятие. Представляется возможным провести проверку выходных характеристик маяков с помощью наземных измерений. К сожалению, мы должны ограничиться только курсовым радиомаяком (КРМ) рис. 1, так как наземным путем невозможно измерить характеристики глиссадного радиомаяка.



Рис. 1. Антенна курсового радиомаяка

Fig. 1. Localizer antenna array

Для измерения выходных характеристик КРМ нужно иметь приёмную антенну, приемник-анализатор сигналов ILS и устройство определения координат точек измерения. Кроме того, целесообразно все это оборудование разместить в автомобиле. Авторами статьи был разработан такой автомобильный измерительный стенд и выполнены измерения выходных характеристик КРМ и диаграмм направленности антенны КРМ.

2. Способы регистрации координат точек наблюдения

Один из способов измерения дальности и углового положения антенны мобильного измерительного стенда относительно антенной системы КРМ при измерении выходных характеристик курсового радиомаяка основан на применении тахеометра.

Вторым способом привязки результатов измерения выходных параметров КРМ к координатам точки наблюдения является использование сигналов одной из глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС)

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

для определения координат антенны приемника. Основное преимущество второго способа состоит в возможности автоматизации выполнения всех расчетов геометрии и регистрации результатов и выполнение измерений в движении (режим непрерывной кинематики), что существенно ускоряет процесс измерений. Помимо существенного снижения трудоемкости измерений достигается возможность значительного увеличения количества точек наблюдения, что способно обеспечить высокое угловое разрешение результатов измерений.

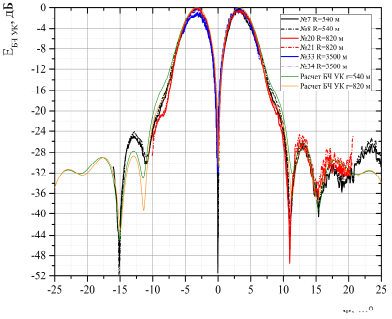
Выбор специализированных двухчастотных приемников сигналов ГНСС и использование коррекции позволяет довести точность определения координат до нескольких дециметров.

3. Практика применения метода

При этом методе антенная система КРМ используется в качестве передающей антенны, передаваемый сигнал принимается испытуемой антенной (характеристики и ориентация которой известны), которая размещена на мачте передвижной лаборатории (рис. 2а).



а)



б)

Рис. 2. Мобильный стенд для исследований характеристик курсового радиомаяка (а)
Диаграммы направленности КРМ по сигналам БЧ УК (б),
Fig. 2. Mobile stand for discovering characteristics of the course radio beacon (a)
Localizer directivity patterns according to signals of the CRS SBO (b)

3.1 Измерение характеристик антенных систем на местах

Эффективность КРМ, в том числе, зависит от характеристик антенны; диаграмма направленности и коэффициент усиления антенны должны определяться с соответствующей точностью.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3.2 Измеряемые параметры

Измеряемыми параметрами антенной системы КРМ при наземных измерениях является целый ряд характеристик, таких как: разность и сумма глубин модуляции сигналов в зоне действия КРМ, диаграммы направленности с четко заданными фазовыми соотношениями и др. [1-5].

3.3 Методы измерения

Разработан метод выполнения наземных измерений диаграмм направленности антенной системы и выходных характеристик КРМ с помощью передвижной лаборатории на базе автомобиля.

Измерительное оборудование включает в себя аппаратуру для приёма и анализа сигналов системы инструментальной посадки (ILS), аппаратуру для точного определения координат лаборатории относительно центра антенны курсового радиомаяка по сигналам ГНСС и локальной контрольно-корректирующей станции (ЛККС).

3.4 Измерительное оборудование

Для измерения выходных характеристик КРМ, использовался анализатор сигналов посадки. Анализатор сигналов позволяет выполнять прием и измерение параметров, формируемых радиомаячной системой, в том числе РГМ, СГМ, напряженность электрического поля и др.

Измерения передавались на управляющий компьютер автоматически через установленные интервалы времени (с частотой 10 Гц) с записью результатов в таблицу. Каждая строка таблицы содержит метку времени и набор значений измеряемых параметров.

Измерения поля, формируемого КРМ, выполнялись с помощью всенаправленной антенны, установленной на мачте автомобиля-лаборатории (рис. 2а). Подъем приемной антенны позволил снизить влияние рельефа местности на результаты измерений, а использование передвижной лаборатории дало возможность выполнять измерения оперативно.

3.5 Процедуры измерения

Высотные отметки профиля рельефа местности (позиция антенной системы и точек положения приёмника) формировались по данным сигналов ГНСС (непрерывная кинематика).

Проводились относительные измерения в режиме дифференциального местоопределения передвижного приемника с использованием базового приемника и радиомодема в режиме реального времени при использовании фазовых измерений координат (Real Time Kinematic или RTK Phase).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Для получения точных данных о местоположения в местной системе координат с началом в центре антенной системы были применены приемники сигналов ГНСС. На конечных точках измеряемого базиса размещались два приемника: передвижной приемник и локальная корректирующая станция, размещаемая в позиции с известными координатами (базовый приемник). Передвижной приемник размещался на крыше микроавтобуса, а базовая станция – в опорном пункте вблизи аэродрома.

При использовании приемника сигналов ГНСС в режиме абсолютного местоопределения погрешность измерения координат увеличивается, но результаты измерений пригодны для качественной оценки.

С помощью данных о профиле местности определялись наклоны местности в позиции антенной системы и позиции приемника (с учетом снижения и повышения высот измерительной антенны). По этим данным (расстояние, высота, азимутальный и меридиональный угол) в местной системе координат относительно КРМ с учетом рельефа местности проводилось нормирование (при движении не строго перпендикулярно оси ВПП) и корректировка (наклон местности в точке приёма) данных измерений.

Такая величина ошибки дала возможность определять параметры курсового радиомаяка и вести его настройку по требованиям ИКАО вплоть до III категории.

3.6 Представление данных

На рис. 2б представлены результаты расчетов и наземных измерений диаграммы направленности для сигналов боковых частот (БЧ) узкого канала (УК) КРМ, выполненные на разных расстояниях от антенной системы. Измерения диаграмм направленности и выходных характеристик КРМ проведены с использованием описанной методики. Расчет диаграмм направленности выполнялся для антенны, расположенной в свободном пространстве (без учета влияния земной поверхности) с учетом взаимного влияния излучателей друг на друга (по измеренному амплитудно-фазовому распределению токов в излучателях антенной системы).

Диаграмма направленности БЧ УК имеет глубокий интерференционный минимум в направлении оси ВПП, что свидетельствует о хорошей настройке антенной системы, противофазности сигналов в соответствующих парах излучающих элементов антенной решётки. При этом уровень боковых лепестков ДН составляет величину менее минус 24 дБ.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

Применение разработанной передвижной лаборатории позволяет избежать проведения дорогостоящих летных измерений при настройке и предварительных испытаниях КРМ, а также проводить оперативный анализ работы антенной системы КРМ.

Использование анализатора сигналов посадки совместно с регистратором координат позволяет автоматизировать процесс измерения параметров КРМ, что делает данные измерения простыми в реализации и существенно менее затратными по сравнению с привлечением специализированной летающей лаборатории.

Список литературы

[1] Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. Авиационная электросвязь. Том 1. Радионавигационные средства. ИКАО, Монреаль (Канада), 2006. – 616 с.

[2] Руководство по испытаниям радионавигационных средств. Том I. Испытания наземных радионавигационных систем. Doc 8071. ИКАО, Монреаль (Канада), 2000. – 224 с.

[3] Моделирование работы двухчастотной инструментальной системы посадки самолетов. Войтович Н.И., Жданов Б.В., Зотов А.В. Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника», том 13, №4, 2013. с. 55-69.

[4] Рекомендация МСЭ-R BS.1195-1. Характеристики передающих антенн в диапазонах ОВЧ и УВЧ. Серия BS. Радиовещательная служба (звуковая). 2013. – 76 с.

[5] 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.

References

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

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

[3] 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.

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

[5] 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.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Organization of territorial broadcasting television in DVB-S2 standard

Vasilevskiy I.N., Polyakov V.A., Dudnik K.V., Yanovskiy A.V.,
Antypin E.A., Makeenko I.V., Gorbanov N.A.
Group of companies "Typhoon-Communication"
Kaluga, 248009, Russian Federation
skb_ts@kaluga.ru

Abstract: *It is considered unit of equipment consisting of two types of transmitters, receiver (LNB) and S2 modulator for organization territorial broadcasting television in DVB-S2 standard.*

Keywords: *transmitter, receiver, LNB, S2 modulator, territorial broadcasting television, DVB-S2 standard.*

Организация территориального широковещательного телевидения в стандарте DVB-S2

Василевский И.Н., Поляков В.А., Дудник К. В., Антипин Е.А.,
Макеенко И.В., Горбанов Н.А., Яновский А.В.
ГК «Тайфун Связь»
Грабцевский проезд, д. 16, г. Калуга, 248009, Российская Федерация
skb_ts@kaluga.ru

Аннотация: *рассматривается комплект оборудования, состоящий из двух типов передатчиков, приемника и модуляторов S2 для организации широковещательного территориального телевидения в стандарте DVB-S2.*

Ключевые слова: *передатчик, приемник, модулятор S2, широковещательное территориальное телевидение, стандарт DVB-S2.*

1. Введение

Комплект состоит за двух типов передатчиков, диапазон выходных частот которых 12095—12810 МГц и 13485—14200 МГц (или 14085—14800 МГц) соответственно, приемника, входные частоты которого 13485—14200 МГц (или 14085—14800 МГц), модуляторов стандарта DVB-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

S2. Первый тип передатчика используется для кругового территориального вещания телевидения в сегменте, а второй (совместно с приемником) — для организации соединения точка—точка между сегментами (см. рис 1).

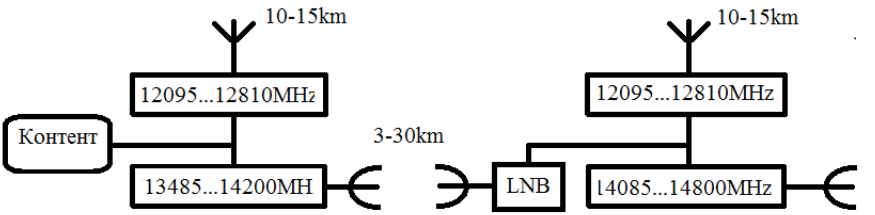


Рис. 1. Структурная схема организации территориального широковещательного телевидения.

Fig. 1. The structural scheme of the organization of territorial broadcasting television

Частоты передатчиков и приемников соединения точка—точка чередуются для уменьшения их взаимного влияния, см. рис. 1. Зона кругового вещания в сегменте при вещании 10 пакетов составляет 5—7 км при модуляции APSK 32, а передача контента между сегментами может быть осуществлена на расстояние от 3 до 30 км.

2. Основная часть

Приемник конвертирует сигналы диапазона частот 13485—14200 МГц в промежуточную частоту 935—1650 МГц. Автоматическая регулировка усиления AGC поддерживает постоянный уровень выходного сигнала приемника на уровне –27 dBm (уровень регулируется) на каждый цифровой пакет при общем групповом сигнале, состоящем из 10 пакетов. В приемнике имеется измеритель уровня входного группового сигнала (input signal, dBm), контролируется также текущее напряжение управления AGC (AGC Status) и т. д. Структурная схема приемника приведена на рис. 2, WEB интерфейс управления приемником на рис. 3.

В передатчике групповой сигнал, состоящий из 10 пакетов с модуляцией APSK-32 на промежуточной частоте (ПЧ) 935—1650 МГц, конвертируется в сигналы ВЧ, частоты которых определяются назначением передатчика: вещание в секторе 12095—12810 МГц, или передача трафика между секторами, частоты 13485—14200 МГц или 14085—14800 МГц. Групповая мощность секторного передатчика — 1,2 Вт (суммарная мощность на 10 пакетов). Формирование же исходного группового сигнала на ПЧ осуществляется с помощью модуляторов S2, каждый из которых фор-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

мирует один цифровой пакет с символьной скоростью от 4-х до 45 Мсимв/с, что при скорости кодирования ¾ и виде модуляции APSK-32 позволяет передавать данные с максимальной скоростью порядка 150 Мбит/с. Модулятор S2 поддерживает все виды модуляции стандарта DVB-S2. Исходный транспортный поток подается на вход ASI модулятора.

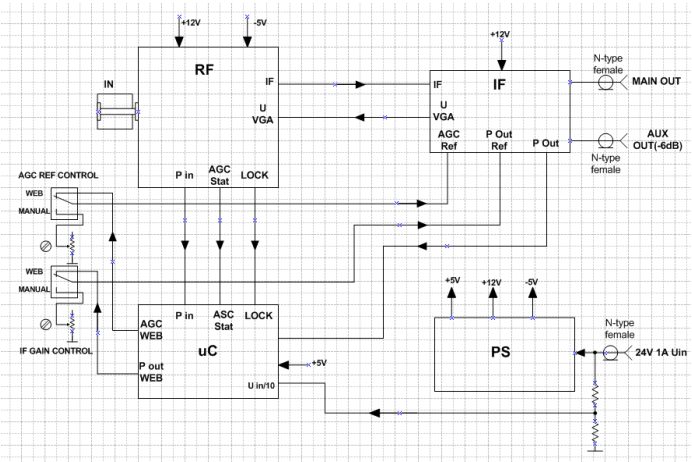


Рис. 2. Структурная схема приемника (PS — блок питания, RF — блок высокой частоты, LO — блок промежуточной частоты, uC — блок микроконтроллера)

Fig. 2. Structural scheme of receiver

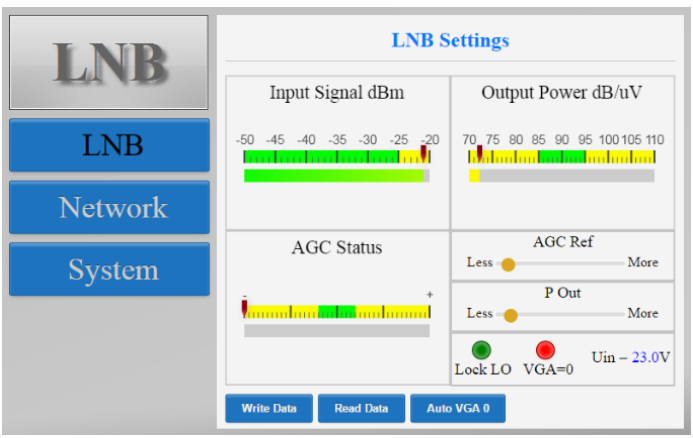


Рис. 3. WEB интерфейс приемника.

Fig. 3. WEB interface of transmitter

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Структурная схема передатчика приведена на рис. 3, WEB интерфейс управления передатчиком приведен на рис. 4, фото модулятора S2 приведено на рис. 5.

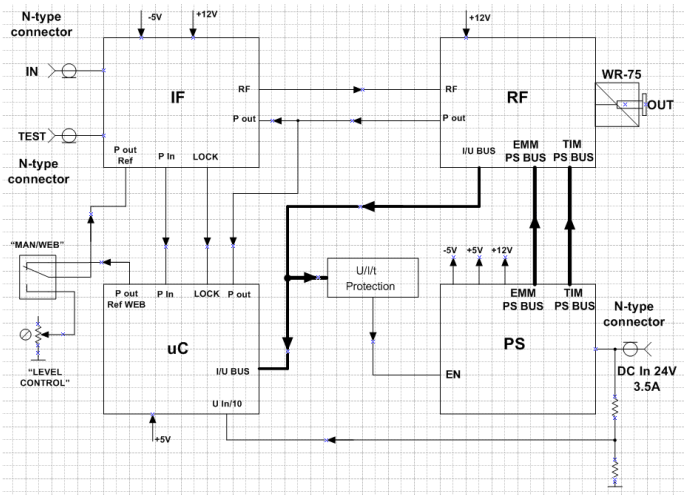


Рис. 4. Структурная схема передатчика (PS — блок питания, RF — блок высокой частоты, IF — блок промежуточной частоты, uC — блок микроконтроллера, U/I/t Protection — блок зашиты от превышения тока, напряжения и температуры выходных каскадов).

Fig. 4. Structural scheme of transmitter

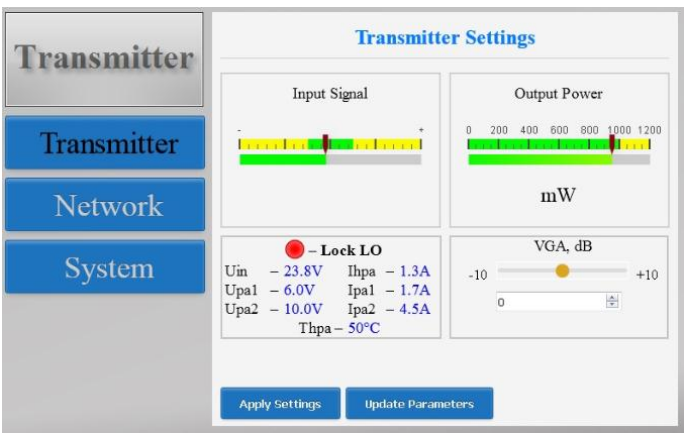


Рис. 5. WEB интерфейс передатчика.

Fig. 5. WEB interface of transmitter

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



Рис. 6. Фото модулятора S2

Fig. 6. Photo of S2 modulator

3. Заключение

Прием телевизионных программ абонентами осуществляются через стандартный спутниковый конвертер, например, WV-211 (www.world-vision.ru) и спутниковый тюнер S2.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Investigation of coverage of the radio electronic remote control system of unmanned vessel

Mickhayluck Y. P., Afonin I. L., Golovin V. V., Iskiv V. M.
Sevastopol State University
Sevastopol, 299053, Russian Federation
v_golovin@mail.ru

Abstract: *The coverage of IEEE 802.11 standard telecommunication systems (2.4 — 2.5 GHz) and IEEE 802.22 (50— 830 MHz) for the southwestern region of the Crimean Peninsula are simulated. The advantages of telecommunication systems realized in accordance with the requirements of the IEEE 802.22 standard are shown.*

Keywords: *coverage, crewless vessel, radio electronic remote control system.*

Исследование зон покрытия радиоэлектронной системы дистанционного управления безэкипажным судном

Михайлюк Ю. П., Афонин И. Л., Головин В.В., Иськив В.М.
ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
v_golovin@mail.ru

Аннотация: *Проведено моделирование зон покрытия телекоммуникационных системы стандартов IEEE 802.11 (2,4 — 2,5 ГГц) и IEEE 802.22 (50 — 830 МГц) для юго-западного региона Крымского полуострова. Показаны преимущества телекоммуникационных систем, реализованных в соответствии с требованиями стандарта IEEE 802.22.*

Ключевые слова: зона покрытия, безэкипажное судно, радиоэлектронная система дистанционного управления.

1. Введение

На сегодняшний день одним из приоритетных направлений развития судоходства является разработка безэкипажных плавсредств. При этом, при проектировании систем дистанционного управления безэкипажным судном (СДУБС) требуется решать задачи, связанные с дуплексной пере-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

дачей больших объемов данных по радиочастотным каналам с высокой пропускной способностью [1]. Кроме того, канал связи должен соответствовать одному из существующих стандартов для облегчения процедуры сертификации аппаратуры. Наиболее доступным решением задачи для удаленного управления безэкипажным судном в режиме каботажного плавания является использование стандарта сети Wi-Fi IEEE 802.11. Вместе с тем, одним из новейших стандартов беспроводной передачи данных, который удовлетворяет поставленным требованиям, является стандарт когнитивного радио IEEE 802.22 [2].

В данной работе проводится оценка возможных границ района плавания безэкипажного судна на юго-восточном побережье Крымского полуострова вблизи береговой линии г. Севастополя, в диапазонах частот, отвечающих стандартам IEEE 802.11 и IEEE 802.22. Береговая линия Севастополя характеризующейся холмистым рельефом местности и многочисленными бухтами.

2. Постановка задачи

Моделирование проводится для следующих параметров систем связи:

— рабочие диапазоны частот 50 — 830 МГц (стандарт IEEE 802.22) и 2400 — 2500 МГц (стандарт IEEE 802.11);

— ненаправленные антенны или антенна с секторной диаграммой направленности;

— уровень мощности передатчиков береговой и бортовой подсистем СДУБС [1] выбирается с учетом существующих нормативных требований;

— размещение береговой подсистемы СДУБС в точках, показанных на рис. 1: точка Р1 расположена на берегу Северной бухты (высота установки антенны 74 м), точка Р2 — на берегу за пределами бухты (высота установки антенны 76 м).

3. Моделирования зон покрытия системы связи стандарта IEEE 802.11

Для системы связи стандарта IEEE 802.11, работающей в диапазоне частот 2400 — 2500 МГц, проведен анализ характеристик зон покрытия при размещении антенн береговой подсистемы СДУБС в точках Р1 и Р2.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

При проведении моделирования использовались следующие параметры оборудования:

— порог чувствительности приемников –96 дБм;

— потери в фидерных трактах 0,5 дБ;

— мощности передатчиков 25 дБм;



Рис. 1. Точки размещения береговой подсистемы СДУБС

Fig. 1. Points of location of the coastal subsystem of the unmanned vessel remote control system

— параметры антенн береговой подсистемы: Аб1 (Ab1) — ненаправленная в азимутальной плоскости антенна с коэффициентом усиления 12 дБ; Аб2 (Ab2) —антенна с секторной в азимутальной плоскости диаграммой направленности с коэффициентом усиления 15 дБ.

— параметры антенн бортовой подсистемы: Ас1 (Av1)— ненаправленная в азимутальной плоскости антенна с коэффициентом усиления 12 дБ; Ас2 (Av2) — ненаправленная в азимутальной плоскости антенна с коэффициентом усиления 5 дБ.

На рис. 2 показаны зоны покрытия при размещении антенны береговой подсистемы СДУБС в точке Р2. Из рис. 2 видно, что угловые размеры зоны покрытия составляют 180°. При использовании комбинации антенн Аб1 — Ас1 радиус зоны покрытия составляет 41 км, а при использовании комбинации антенн Аб1 — Ас2 радиус зоны покрытия равен 28,5 км. Видно, что использование в бортовой подсистеме антенны Ас2 приводит к уменьшению радиуса зоны покрытия примерно на 12 км.

На рис. 3 показаны зоны покрытия при размещении антенны береговой подсистемы СДУБС в точке Р1. Результаты анализа характеристик зон покрытия представлены в табл. 1.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

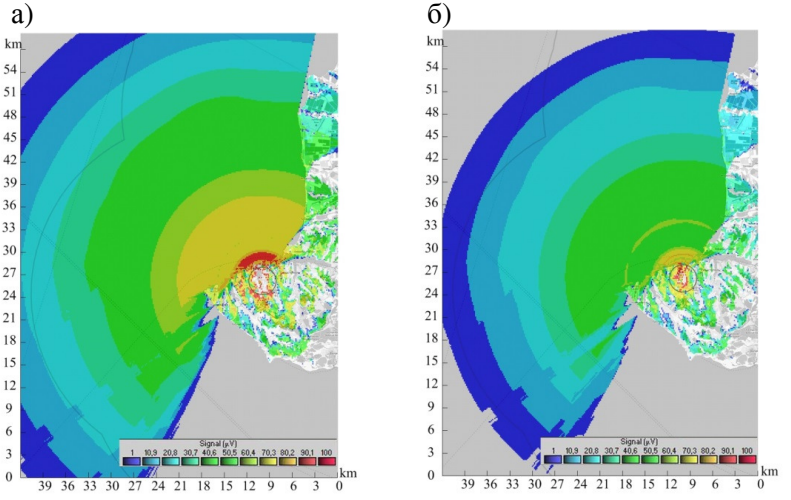


Рис. 2. Зоны покрытия для беспроводного канала при установке СДУБС в точке Р2 между антеннами Аб1 — Ас1 (а) и Аб1 — Ас2 (б)

Fig. 2. Coverages for a wireless channel when the vessel remote control system is installed at point P2 between the antennas Ab1 — Av1 (a) and Ab1 — Av2 (б)

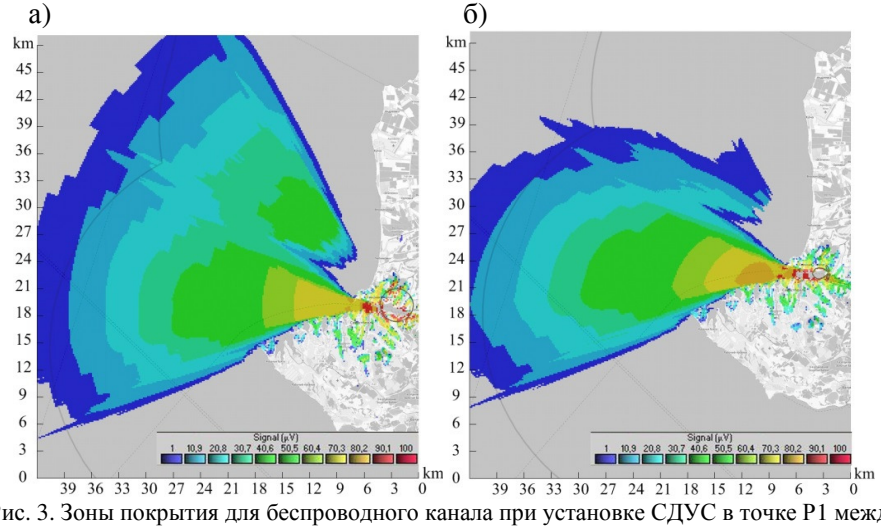


Рис. 3. Зоны покрытия для беспроводного канала при установке СДУС в точке Р1 между антеннами Аб1 — Ас1 (а) и Аб2 — Ас1 (б)

Fig. 3. Coverages for a wireless channel when the vessel remote control system is installed at point P1 between the antennas Ab1 — Av1 (a) and Ab2 — Av1 (б)

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Табл. 1. Характеристики зон покрытия при размещении СДУБС в точке Р1

Table 1. Characteristics of coverages when the vessel remote control system is placed at point P1

Используемые антенные системы Used antenna systems	Сектор углов зоны покрытия, град. Coverage angle range, deg.	Усредненный максимальный радиус зоны покрытия, км The average maximum radius of the coverage, km
Аб1 (Ab1) — Ас1 (Av1)	80	35,5
Аб1 (Ab1) — Ас2 (Av2)	70	29
Аб2 (Ab2) — Ас1 (Av1)	58	38,5
Аб2 (Ab2) — Ас2 (Av2)	54	29

Применение антенны Ас2 приводит к уменьшению радиуса (примерно на 6 — 9 км) и угловых размеров зоны покрытия.

4. Моделирования зон покрытия системы связи стандарта IEEE 802.22

При моделировании зон покрытия системы связи IEEE 802.22 использовались следующие параметры оборудования:

— коэффициенты усиления бортовой и береговой антенн 9 дБ;

— порог чувствительности приемников –96 дБм;

— потери в фидерном тракте 0,5 дБ;

— форма диаграммы направленности антенн — круговая в азимутальной плоскости;

— диапазон мощностей передатчиков 20 — 36 дБм (0,1 — 4 Вт);

— полосы частот стандартных каналов телевидения 49,5 — 56 МГц, 199 — 205 МГц и 783 — 789,5 МГц.

На рис. 4, а показаны зоны покрытия при установке антенны береговой подсистемы СДУБС в точке Р2 в диапазоне частот 49,5 — 56 МГц при мощности передатчиков 36 дБм (а).

В табл. 2 приведены результирующие характеристики зон покрытия при размещении антенны береговой подсистемы СДУБС в точке Р2 для трех частотных каналов.

Полученные данные показывают, что при использовании передатчиков мощностью 20 — 36 дБм достижимы результаты:

— в метровом диапазоне радиоволн можно обеспечить зону покрытия радиусом до 80 — 95 км с угловыми размерами 220° — 250°;

— в дециметровом диапазоне радиоволн можно обеспечить зону покрытия радиусом до 40 — 80 км с угловыми размерами 190° — 220°.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

На рис. 4, б показаны зоны покрытия при установке антенны береговой подсистемы СДУБС в точке Р1 в диапазоне частот 49,5 — 56 МГц при мощности передатчиков 36 дБм (а).

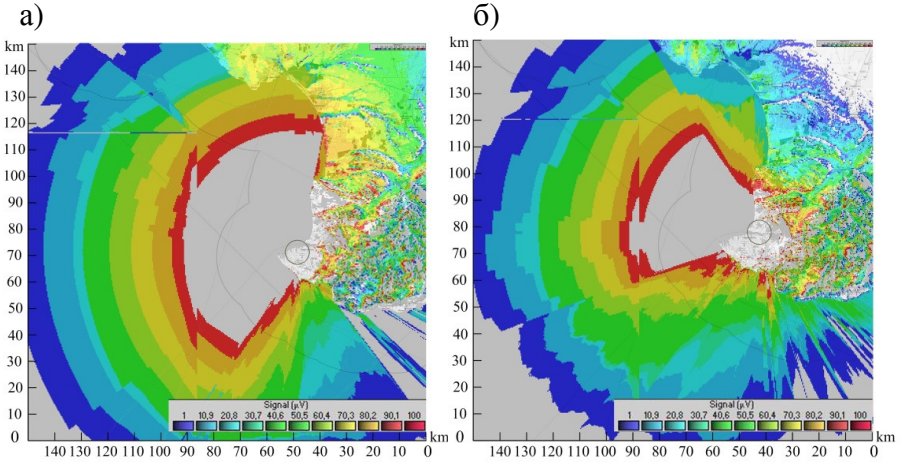


Рис. 4. Зоны покрытия для беспроводного канала при установке СДУС в точках Р2 (а) и Р1 (б) в диапазоне частот 49,5 — 56 МГц при мощности передатчиков 36 дБм

Fig. 4. Coverages for a wireless channel when the unmanned vessel remote control system is installed at points P2 (a) and P1 (б) in the frequency band 49.5 — 56 MHz with the transmitter power 36 dBm

Табл. 2 — Характеристики зон покрытия при размещении СДУС в точке Р2

Table 2. Characteristics of coverages when the vessel remote control system is placed at point P2

Полоса частот, МГц Frequency band, MHz	Мощность передатчиков, дБм Transmitters power, dBm	Усредненный максимальный радиус зоны покрытия, км The average maximum radius of the coverage, km	Сектор углов зоны покрытия, град. Coverage angle range, deg.
49,5 — 56	36	95,5	255
	30	80,5	250
	20	79	220
199 — 205	36	80	220
	30	70	217
	20	54	200
783 — 789,5	36	59	200
	30	51	200
	20	41	190

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В табл. 3 приведены результирующие характеристики зон покрытия при размещении антенны береговой подсистемы СДУБС в точке Р1.

Табл. 3. Характеристики зон покрытия при размещении СДУС точке Р1 и при использовании антенных систем Аб1 — Ас1

Table 3. Characteristics of coverages when the vessel remote control system is placed at point P1 and antenna systems Ab1 — Av1 are used

Полоса частот, МГц Frequency band, MHz	Мощность передатчиков, дБм Transmitters power, dBm	Усредненный максимальный радиус зоны покрытия, км The average maximum radius of the coverage, km	Сектор углов зоны покрытия, град. Coverage angle range, deg.
49,5 — 56	36	94	250
	30	79	220
	20	78	200
199 — 205	36	76,5	170
	30	66,5	150
	20	54,5	125
783 — 789,5	36	57,5	130
	30	49	110
	20	35	80

Полученные данные показывают, что при размещении антенны береговой подсистемы СДУБС в точке Р1 и при использовании передатчиков мощностью 20 — 36 дБм достижимы следующие результаты:

— в метровом диапазоне радиоволн можно обеспечить зону покрытия радиусом до 78 — 95 км с угловыми размерами 200° — 250°;

— в дециметровом диапазоне радиоволн можно обеспечить зону покрытия радиусом до 35 — 77 км с угловыми размерами 80° — 170°.

Характеристики зон покрытия в диапазоне мощности передатчиков изменяются в больших пределах в случае размещения антенны береговой подсистемы СДУБС в точке Р1. Это обусловлено влиянием береговой линии бухты, выполняющей роль направляющей системы для электромагнитных волн. Этот эффект сильнее проявляется с увеличением частоты.

5. Заключение

Проведено сравнительное моделирование зон покрытия систем связи СДУБС, соответствующих требованиям стандартов IEEE 802.22 и IEEE 802.11 для юго-западного региона Крымского полуострова.

Результаты моделирования показывают, что вариант системы связи стандарта IEEE 802.22 обеспечивает большие радиусы и угловые размеры

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

зон покрытия по сравнению с системами, реализованными по стандарту IEEE 802.11.

Задачей дальнейших исследований является проведения экспериментальных исследований с применением оборудования, соответствующего требованиям стандартов IEEE 802.22 и IEEE 802.11.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного при поддержке Министерства образования и науки РФ по проекту 8.8954.2017/8.9, входящего в базовую часть государственного задания.

Список литературы

[1] Afonin I. L., Iskiv V. M., Mickhayluck Y. P., Redkina E. A., Tian N. G., Schekaturin A. A. Principles of designing the digital radio electronics system for unmanned vessel remote control // Proc. of the 26th International Conf. “Microwave and telecommunication technologies” (CriMiCo 2016): Sevastopol, Russia, September 4 — 10, 2016. — Vol. 1. — pp. 456 — 461.

[2] Chouinard G. The IEEE WRAN Standards and its interface to the White Space Database [Online]. Available: http://www.ietf.org/proceedings/81/slides/paws-3.pdf.

References

[1] Afonin I. L., Iskiv V. M., Mickhayluck Y. P., Redkina E. A., Tian N. G., Schekaturin A. A. Principles of designing the digital radio electronics system for unmanned vessel remote control. Proc. of the 26th International Conf. “Microwave and telecommunication technologies”, 2016. vol. 1, pp. 456 — 461. (In Russian).

[2] Chouinard G. The IEEE WRAN Standards and its interface to the White Space Database [Online]. Available: http://www.ietf.org/proceedings/81/slides/paws-3.pdf.

Acknowledgements

The paper is based on the results of the research developed with the support of the Ministry of Education and Science of Russian Federation for the project 8.8954.2017/8.9, which is included in the basic part of the state task.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ILS Glide Path for Aerodromes with High Snow Cover

[1]Voytovich N.I., [1]Zhdanov B.V.
[1]*FSAEIHE "South Ural State University (national research university)"*
76, Lenin prospekt, Chelyabinsk, Russia, 454080, voytovichni@mail.ru

Abstract: *Proposed a new principle of a glide path forming which is independent from the snow level and electrodynamic properties of underlying surface. The requirements for antenna arrays for the radiating of the total and differential timing signals are determined. It is proposed the spatial structure of the antenna array of ILS glide path. The requirements for the amplitude-phase current distribution in the radiating elements of the antenna array for radiating signals that form a navigation parameter in space are formulated. The results of flight tests of ILS glide path are presented.*

Keywords: *ILS glide path, landing system, snow cover.*

Глиссадный радиомаяк для аэродромов с высоким уровнем снежного покрова

[1]Войтович Н.И., [1]Жданов Б.В.
[1]*ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (НИУ)»*
Россия, 454080, г. Челябинск, проспект Ленина, 76,
voytovichni@mail.ru

Аннотация: *Предложен новый принцип формирования глиссады, обеспечивающий не зависимость угла глиссады от уровня снежного покрова и электродинамических характеристик подстилающей поверхности. Определены требования к антенным решёткам для излучения суммарного и разностного сигналов ГРМ. Предложена пространственная структура антенных решёток ГРМ, сформулированы требования к амплитудно-фазовому распределению токов в излучающих элементах антенных решёток для излучения сигналов, формирующих в пространстве навигационный параметр. Приведены результаты лётных испытаний ГРМ.*

Ключевые слова: глиссадный радиомаяк, система посадки, снежный покров.

1. Введение

Основным средством повышения безопасности полётов путём обеспечения инструментального захода самолётов на посадку являются радио-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

маячные системы, в состав которых входят курсовой (КРМ) и глиссадный (ГРМ) радиомаяки [1].

Принцип работы известных глиссадных радиомаяков предполагает, что отражение радиоволн от Земной поверхности равносильно существованию зеркального изображения антенны. При этом угол глиссады определяется расстоянием между реальной антенной и её зеркальным отображением, т.е. высотой подвеса излучающих элементов относительно границы воздух - подстилающая поверхность. С появлением снежного покрова уровень подстилающей поверхности увеличивается, следовательно, высота подвеса излучающих элементов антенны соответственно уменьшается, что приводит к изменению угла глиссады. Исходя из допусков на угол глиссады, установлены ограничения на высоту снежного покрова на поверхности перед ГРМ, равную 20 см.

Россия – северная страна. В зимнее время большая часть её территории имеет снежный покров [2]. Высота снежного покрова во многих регионах превышает указанную величину 20см. При высотах более 20 см необходимо отключить глиссадный радиомаяк, убрать снег с площадки перед антенной решёткой ГРМ размером 200х600м^2, после чего ввести ГРМ в эксплуатацию. В результате отключения ГРМ на время уборки снега аэродром остаётся без радиотехнического обеспечения глиссады – задаваемого угла в вертикальной плоскости для посадки самолётов. Вывод ГРМ из эксплуатации снижает регулярность и безопасность полётов самолётов. Уборка снега связана с большими материальными и временными затратами, поскольку объём убираемого снега может превышать 24000 м^3.

России нужна радиомаячная система посадки самолётов, которая могла бы обеспечить задание траектории для захода самолётов на посадку при высоте снежного покрова высотой до 80 см.

2. Структурная электрическая схема глиссадного радиомаяка

В радиомаячных системах посадки формата ILS пространственное распределение навигационного параметра (*РГМ*) определяется формой диаграмм направленности (ДН) антенны и видом сигналов, поступающих на входы антенны.

Передающее устройство совместно с антенно-фидерным трактом ГРМ формируют в пространстве следующие сигналы.

Сигнал “несущая частота плюс боковые частоты” (НБЧ) узкого канала (НБЧ УК) $U_{нбч}^{ук}(\varphi,t)$:

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$U_{нбч}^{ук}(\theta,t)=F_{нбч}^{ук}(\theta_0)\cdot\left[1+m_1\cos(\Omega_1 t)+m_2\cos(\Omega_2 t)\right]\cos(\omega^{ук}t), \qquad (1)$$

где: t – время, $F_{нбч}^{ук}(\theta)$ $\left(F_{нбч}^{ук}(\theta)\right)$ - нормированная диаграмма направленности антенны ГРМ по сигналу НБЧ (БЧ) узкого канала, $\omega^{ук}$ – угловая частота несущей сигнала узкого канала,
$\Omega_1=2\pi f_1$, $\Omega_2=2\pi f_2$, m_1 (m_2) - глубина модуляции сигнала УК на выходе передатчика (на входах антенны) тоновым сигналом f_1 (f_2).

Сигнал “боковые частоты” (БЧ) узкого канала (БЧ УК) $U_{бч}^{ук}(\varphi,t)$:

$$U_{бч}^{ук}(\varphi,t)=a^{ук}F_{бч}^{ук}(\theta)\cdot\left[m_1\cos(\Omega_1 t)-m_2\cos(\Omega_2 t)\right]\cos(\omega^{ук}t), \qquad (2)$$

где $a^{ук}$ – постоянный коэффициент.

Сигнал “несущая частота плюс боковые частоты” будем далее называть суммарным сигналом, а сигнал “боковые частоты” - разностным.

На рис. 1 представлена структурная электрическая схема предложенного авторами глиссадного радиомаяка. ГРМ содержит устройство 10 (20) формирования сигналов суммарного (разностного) канала, антенную решётку 30, состоящую из N излучающих элементов Σ_n суммарного канала, антенную решётку 40 излучающих элементов разностного канала, состоящую из N нижних $\Delta н_n$ и N верхних $\Delta в_n$ излучающих элементов, первый (второй) делитель мощности 50 (60), N делителей мощности на два направления, N фазовращателей суммарного (разностного) канала 80 (90),. Каждому излучающему элементу антенной решётки (АР) суммарного канала Σ_n соотнесён один верхний $\Delta в_n$ и один нижний $\Delta н_n$ излучающий элемент АР разностного канала с образованием упорядоченного семейства троек излучающих элементов ($\Sigma_n, \Delta в_n, \Delta н_n$); в каждой тройке нижние и верхние излучающие элементы АР разностного канала имеют тот же порядковый номер n, что и порядковый номер излучающего элемента АР суммарного канала. Излучающие элементы АР суммарного канала расположены последовательно друг над другом на высотах H_n в порядке возрастания номера n излучающего элемента от 1 до N, причём высота H_1 первого излучающего элемента равна:

$$H_1=d+H_0,$$

где:

$d=\dfrac{\lambda}{4\cdot\sin\theta_{гл}}$, λ – длина волны; $\theta_{гл}$ – заданный угол глиссады,

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

H_0 – высота подвеса первого нижнего излучающего элемента АР разностного канала $\Delta н_1$ относительно поверхности Земли, примерно равная 1÷4м.

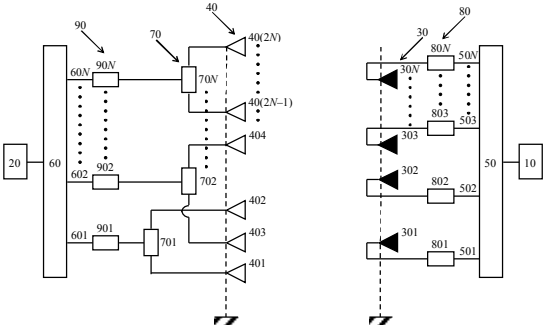


Fig. 1. Structural electrical scheme of the ILS glide path.

Рис. 1. Структурная электрическая схема глиссадного радиомаяка.

Нижние $\Delta н_n$ и верхние $\Delta в_n$ излучающие элементы антенной решётки разностного канала с одним и тем же номером n расположены симметрично относительно излучающего элемента Σ_n антенной решётки суммарного канала на расстоянии ±d относительно упомянутого элемента Σ_n.

3. Постановка задачи

Поставим своей задачей определить требования к антенным решёткам для излучения суммарного и разностного сигналов глиссадного радиомаяка, при которых зона глиссады не зависела бы от уровня снежного покрова и отражающих свойств подстилающей поверхности (т.е. от высоты подвеса излучающих элементов антенных решёток относительно подстилающей поверхности и коэффициента Френеля отражения электромагнитных волн от границы раздела сред воздух – подстилающая поверхность (земля, вода или снег).

4. Решение задачи

При выполнении нижеследующих условий обеспечивается независимость параметров глиссады (угла глиссады и крутизны зоны глиссады) от высот подвеса излучающих элементов антенных решёток.

1. Диаграммы направленности $F_{\Sigma n}(\theta)$, $F_{\Delta n}(\theta)$ n-х излучающих элементов антенной решётки суммарного и разностного каналов в свободном

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

пространстве в каждой указанной выше n-й тройке элементов одинаковы.

2. Начальные фазы токов в элементах в каждой тройке элементов должны быть равны друг другу $(\phi_n = \psi_n)$. Амплитуды токов b_n в нижнем $\Delta н_n$ элементе и в верхнем $\Delta в_n$ элементе в каждой тройке элементов равны друг другу.

3. Амплитуды токов b_n в излучающих элементах $\Delta н_n$, $\Delta в_n$ антенной решётки разностного канала пропорциональны амплитудам a_n токов в элементах Σ_n суммарного канала с одним и тем же коэффициентом $\alpha/2$, определяющим крутизну зоны глиссады.

4. Расстояние d между соседними антеннами в п.1 определяется, исходя из условия обеспечения заданного угла глиссады θ_0, $d = \dfrac{\lambda}{4\sin\theta_{гл}}$.

5. Пример реализации

На рис.2. представлена антенна ГРМ двухчастотного радиомаячного комплекса системы посадки метрового диапазона формата ILS III категории ICAO для аэродромов гражданской авиации, включая аэродромы с высоким уровнем снежного покрова и сложным рельефом местности.

В качестве излучающего элемента применена резонаторная антенна, характеристики которой приведены в докладе “Фазовые характеристики плоской резонаторной антенны” авторов Бухарина В.А. и Войтовича Н.И. на данной конференции.

Амплитудно-фазовое распределение токов в излучающих элементах реализовано в соответствии с указанными выше требованиями.

6. Экспериментальные результаты

В таблице 1 и на рис. 4 представлены результаты летных измерений угла глиссады ГРМ. Летные измерения проводились в зимний и весенний периоды, до становления снежного покрова, при наличии снежного покрова и после его схода. Высота снежного покрова на аэродроме зимой доходила до 46 см. Результаты экспериментов показали, что изменения угла глиссады не превышают одной минуты.

С целью имитации влияния более высокого уровня снежного покрова на положение глиссады был проведён специальный эксперимент. Все четыре резонаторных антенны были опущены на один метр (рис.1б) и проведены измерения зоны глиссады. Результаты эксперимента приведены на рис.3, 4.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



а) б)

Fig. 2. The Glide Path

Рис. 2. Глиссадный радиомаяк.

Таблица 1.

Время лётных измерений	31.11.2015 – 02.12.2015	20.11.2015 - 22.12.2015	27.02.2016	07.04.2016	14.04.2016
Угол глиссады, град	$3^0 04'$	$2^0 59'77''$	$3^0 0'23''$	$3^0 0'17''$	$2^0 59'48''$
Высота снежного покрова, см	10	21	45,5	0	18 Все антенны опущены вниз на 100 см

Заключение

Решена одна из ключевых проблем систем посадки формата ILS:

- разработан и апробирован глиссадный радиомаяк, обеспечивающий стабильный угол глиссады, независимый от уровня снежного покрова, по крайней мере, в пределах высотой до 1 м. Отпадает необходимость в уборке снега перед ГРМ на площади равной 10 футбольным полям.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

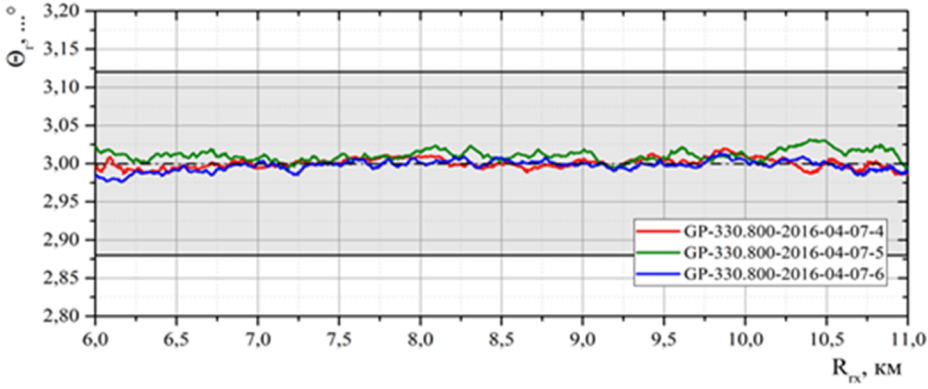


Fig. 3. Glissade in case when lower radiating element of the antenna array is placed at the height of 2 m.

Рис. 3. Глиссада при высоте подвеса нижнего излучающего элемента антенной решётки 2 м.

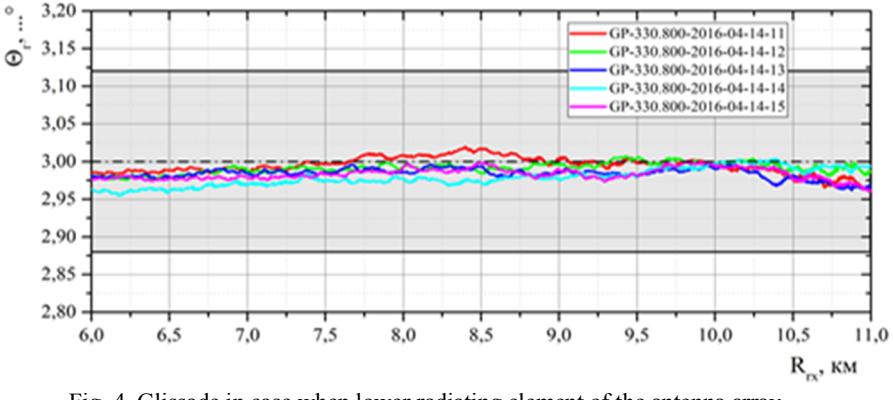


Fig. 4. Glissade in case when lower radiating element of the antenna array is placed at the height of 1 m.

Рис. 4. Глиссада при высоте подвеса нижнего излучающего элемента антенной решётки 1 м.

7. Список литературы

[1] Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. Авиационная электросвязь. Том 1. ICAO, Монреаль (Канада)

[2] Снежный покров. Википедия.

References

[1] Convention on International Civil Aviation. Ninth Edition - 2006 - ICAO, App.10, Montreal (Canada).

[2] Snow cover. Wikipedia.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Testing Technologies of ERA-GLONASS Systems/Devices

Grinko A.A., Protsenko M.B.
Sevastopol Testing Center "Omega" – branch of FSUE NIIR
Sevastopol, 299053, Russian Federation
stcomega@niir.ru

Abstract: *The function and composition of the ERA-GLONASS systems/devices has been described briefly. Also requirements for the ERA-GLONASS systems/devices have been classified and described. The original testing technologies for the ERA-GLONASS systems/devices using the specific equipment, designed and duly certified workplaces, are demonstrated and discussed as well.*

Keywords: *ERA-GLONASS system/device, technical requirements, testing technology, specialized equipment, certified workplace, working instruction*

Технологии испытаний систем/устройств ЭРА-ГЛОНАСС

Гринько А.А., Проценко М.Б.,
Севастопольский испытательный центр «Омега» – филиал ФГУП НИИР
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
stcomega@niir.ru

Аннотация: *Кратко описано назначение и состав системы/устройства ЭРА-ГЛОНАСС. Сгруппированы и описаны требования к системам/устройствам ЭРА-ГЛОНАСС. Обсуждаются и демонстрируются оригинальные технологии испытаний системы/устройства ЭРА-ГЛОНАСС с использованием специализированного оборудования, созданных и аттестованных рабочих мест.*

Ключевые слова: *система/устройство ЭРА-ГЛОНАСС, технические требования, технологии испытаний, специализированное оборудование, аттестованное рабочее место, рабочая инструкция*

1. Введение

Система/устройство ЭРА-ГЛОНАСС или автомобильная система/устройство вызова экстренных оперативных служб представляет собой

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

автомобильный компонент автоматизированной навигационно-информационной системы ЭРА-ГЛОНАСС. Данная система/устройство устанавливается на транспортном средстве и предназначена для автоматического формирования минимально необходимой информации, включая координаты и параметры движения транспортного средства, определенные при помощи глобальных навигационных спутниковых систем ГЛОНАСС/GPS, и передачи ее по сетям подвижной радиотелефонной связи стандартов GSM/UMTS [1]. Информационное взаимодействие в автоматизированной навигационно-информационной системе ЭРА-ГЛОНАСС осуществляется также посредством голосового обмена, что накладывает определенные требования к качеству громкоговорящей связи в кабине/салоне транспортных средств [1,2].

Автоматизированная навигационно-информационная система ЭРА-ГЛОНАСС является, в некоторой степени, аналогом общеевропейской системы e-Call/E112 и для обеспечения технической и технологической совместимости по основным функциональным свойствам гармонизирована с данной системой [1].

Целью данной работы явилось систематизация знаний и компетенций в рамках сертификационных испытаний систем/устройств ЭРА-ГЛОНАСС, описание и демонстрация оригинальных технологий с использованием специализированного оборудования, созданных и аттестованных рабочих мест и соответствующих рабочих инструкций.

2. Состав системы/устройства ЭРА-ГЛОНАСС и требования к ней

Система/устройство ЭРА-ГЛОНАСС включает в себя следующие основные узлы и элементы [1]:

– навигационный приемник (ГЛОНАСС, ГЛОНАСС/GPS и других глобальных навигационных спутниковых систем) с соответствующей антенной;

– коммуникационный модуль (модем) GSM/GPRS и UMTS (опционально – EDGE/HSDPA) с соответствующей антенной;

– встроенная SIM/USIM микросхема;

– тональный модем;

– датчик автоматической идентификации события дорожно-транспортного происшествия (при необходимости дополнительные компоненты, предназначенные для записи профиля ускорения при дорожно-транспортном происшествии и (или) оценки его тяжести);

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

– блок интерфейса пользователя с кнопками «Экстренный вызов» и «Дополнительные функции», индикатор состояния устройства ЭРА-ГЛОНАСС;

– внутренняя энергонезависимая память и оперативная память, управляющий микроконтроллер, который может быть совмещен с другими модулями (например, с коммуникационным модулем или навигационным приемником);

– интерфейс доступа к диагностическим данным, предназначенный для считывания и очистки содержимого внутренней энергонезависимой памяти устройства;

– резервная батарея и источник питания.

Требования к системам/устройствам ЭРА-ГЛОНАСС подразделяются на: требования к компонентам, в части обеспечения выполнение требований назначения; требования к интерфейсам и форматам передачи данных; требования обеспечения качества обработки звука при осуществлении голосовой связи; требования по стойкости к воздействию условий эксплуатации (к климатическим и механическим воздействиям, по электромагнитной совместимости (ЭМС)) и др. Конкретизация данных требований приведена в [1].

3. Оборудование и технологии испытаний систем/устройств ЭРА-ГЛОНАСС

Испытания систем/устройств ЭРА-ГЛОНАСС осуществляется на основании методов, описанных в соответствующих нормативных документах [2 – 6] с использованием метрологически-аттестованного специализированного оборудования, созданных рабочих мест и соответствующих рабочих инструкций.

В частности, в рамках испытаний навигационного модуля систем/устройств ЭРА-ГЛОНАСС, согласно [5], исследуются 16 технических характеристик. Испытания проводятся с помощью имитатора сигналов глобальных навигационных спутниковых систем на основе векторного генератора R&S SMBV-100A. В рамках испытаний коммуникационного модуля систем/устройств ЭРА-ГЛОНАСС, согласно [4], исследуются 39 технических характеристик. Испытания проводятся с помощью тестовой установки Agilent E5515C. При измерении параметров GSM и UMTS радиотехнологий данный прибор имитирует работу базовой станции. В рамках испытаний тонального модема систем/устройств ЭРА-ГЛОНАСС, согласно [4], исследуются 9 технических характеристик. Испытания прово-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

дятся с помощью широкополосного тестера радиосвязи R&S CMW500. При проведении испытаний данный прибор имитирует работу GSM/UMTS базовой станции.

Общий вид лаборатории для испытаний навигационного и коммуникационного модулей, тонального модема систем/устройств ЭРА-ГЛОНАСС изображен на рис.1.



Рис. 1. Общий вид рабочих мест для испытаний модуля связи и навигационного модуля систем/устройств ЭРА-ГЛОНАСС

Fig. 1. General look of the ERA-GLONASS systems/devices testing laboratory

При проведении испытаний систем/устройств ЭРА-ГЛОНАСС на соответствие требованиям по стойкости к условиям эксплуатации, согласно [1, 6], исследуются 17 технических характеристик к климатическим и механическим воздействиям, 7 технических характеристик по ЭМС. В качестве испытательного оборудования используются аттестованные климатические камеры, ударный и вибрационный стенды. Для проведения испытаний по ЭМС используются аттестованные безэховая и полубезэховая экранированная камеры, организованы рабочие места с использованием соответствующих средств измерений.

Каждое испытание основывается на соответствующей рабочей инструкции, в которой подробно описана технология данного испытания.

4. Заключение

Таким образом, в работе проведена систематизация знаний и компе-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

тенций в рамках сертификационных испытаний систем/устройств ЭРА-ГЛОНАСС, описаны и продемонстрированы оригинальные технологии с использованием специализированного оборудования, созданных и аттестованных рабочих мест и соответствующих рабочих инструкций.

Список литературы

[1] ГОСТ Р 54620-2011 ГНСС. Автомобильная система/устройство вызова экстренных оперативных служб. Общие технические требования [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.internet-law.ru/gosts/ gost/53287/ (дата обращения 02.08.2017).

[2] ГОСТ Р 55531-2013. ГНСС. Методы испытаний автомобильной системы вызова экстренных оперативных служб на соответствие требованиям к качеству громкоговорящей связи в кабине транспортного средства [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.internet-law.ru/gosts/gost/ 55285/ (дата обращения 02.08.2017).

[3] ГОСТ Р 55530-2013 ГНСС. Система экстренного реагирования при авариях. Методы функционального тестирования автомобильной системы вызова экстренных оперативных служб и протоколов передачи данных [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.internet-law.ru/gosts/gost/55286/ (дата обращения 02.08.2017).

[4] ГОСТ Р 55533-2013 ГНСС. Система экстренного реагирования при авариях. Методы испытаний модулей беспроводной связи автомобильной системы вызова экстренных оперативных служб [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.internet-law.ru/gosts/gost/55290/ (дата обращения 02.08.2017).

[5] ГОСТ Р 55534-2013 ГНСС. Система экстренного реагирования при авариях. Методы испытаний навигационного модуля автомобильной системы вызова экстренных оперативных служб [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.internet-law.ru/gosts/gost/55284/ (дата обращения 02.08.2017).

[6] ГОСТ Р 54618-2011 ГНСС. Система экстренного реагирования при авариях. Методы испытаний автомобильной системы/устройства вызова экстренных оперативных служб на соответствие требованиям по электромагнитной совместимости, стойкости к климатическим и механическим воздействиям [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.internet-law.ru/gosts/gost/52258/ (дата обращения 15.07.2016).

References

[1] GOST R 54620-2011 GNSS. Avtomobil'naya sistema/ustrojstvo vyzova ehkstrennykh operativnykh sluzhb. Obshhie tekhnicheskie trebovaniya [Electronic resource]. – Access mode: http://www.internet-law.ru/ gosts/gost/53287/ (date of the application 02.08.2017). (In Russian).

[2] GOST R 55531-2013. GNSS. Metody ispytanij avtomobil'noj sistemy vyzova ehkstrennykh operativnykh sluzhb na sootvetstvie trebovaniyam k kachestvu gromkogovoryashhej svyazi v kabine transportnogo sredstva [Electronic resource]. – Access mode: http://www.internet-law.ru/gosts/gost/55285/ (date of the application 02.08.2017). (In Russian).

[3] GOST R 55530-2013 GNSS. Sistema jekstrennogo reagirovanija pri avarijah. Metody funkcional'nogo testirovanija avtomobil'noj sistemy vyzova jekstrennyh operativnyh sluzhb i protokolov peredachi dannyh [Electronic resource]. – Access mode: http://www.internet-law.ru/gosts/gost/55286/ (date of the application 02.08.2017). (In Russian).

[4] GOST R 55533-2013 GNSS. Sistema jekstrennogo reagirovanija pri avarijah. Metody

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ispytanij modulej besprovodnoj svjazi avtomobil'noj sistemy vyzova jekstrennyh operativnyh sluzhb [Electronic resource]. – Access mode: http://www.internet-law.ru/gosts/gost/55290/ (date of the application 02.08.2017). (In Russian).

[5] GOST R 55534-2013 GNSS. Sistema jekstrennogo reagirovanija pri avarijah. Metody ispytanij navigacionnogo modulja avtomobil'noj sistemy vyzova jekstrennyh operativnyh sluzhb [Electronic resource]. – Access mode: http://www.internet-law.ru/gosts/gost/55284/ (date of the application 02.08.2017). (In Russian).

[6] GOST R 54618-2011 GNSS. Sistema jekstrennogo reagirovanija pri avarijah. Metody ispytanij avtomobil'noj sistemy/ustrojstva vyzova jekstrennyh operativnyh sluzhb na sootvetstvie trebovanijam po jelektromagnitnoj sovmestimosti, stojkosti k klimaticheskim i mehanicheskim vozdejstvijam [Electronic resource]. – Access mode: http://www.internet-law.ru/gosts/gost/52258/ (date of the application 02.08.2017). (In Russian).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Автономатический фото-видео мониторинг удаленных водных объектов с использованием сетей сотовой связи

Никитин Д.А.[1], Прозоров А.М.[2], Гусев А.В.[1]
[1] *ФГАОУ ВО «УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»*
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
nikoradist@gmail.com
[2] *ФГАОУ ВО «УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»*
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
prozanton@gmail.com

Аннотация: *Доклад содержит технические изыскания и результаты проектирования и испытания автономной GSM фотокамеры с автономным питанием от солнечной панели. Исследованы возможности применения сетей цифровой сотовой связи для отправки изображений при низком качестве сигнала сети. В докладе приведена конструкция и схемотехника электропитания фотокамеры, обоснован выбор аккумуляторных батарей. Произведены расчет и практические испытания теплоизоляции аккумуляторов. Описаны особенности применения современных микропроцессорных систем, импульсных ШИМ преобразователей напряжения, широко применяемых при проектировании электронных устройств.*

Ключевые слова: GSM-камера, фотокамера с автономным питанием, солнечная батарея, преобразователь напряжения для солнечной батареи, Ni-Cd аккумулятор, обработка изображений.

1. Введение

Мониторинг водных объектов позволяет своевременно и заранее регулировать объем воды в водохранилище. На основании этих данных можно прогнозировать необходимый водосброс на гидроэлектростанции. Цель работы – проектирование и апробация автономной GSM камеры. Цель исследования – возможность применения сетей цифровой сотовой связи для отправки изображений при низком качестве сигнала сети. Важность рассмотрения этой задачи обусловлена как практическими аспектами разработки автономной системы мониторинга, так и исследовании алгоритмов обработки изображений. Камера испытывалась на протяжении 9 месяцев. В статье приводятся экспериментальные данные о разряде и заряде Ni-Cd аккумуляторов. Описаны особенности применения современ-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

ных микропроцессорных систем, импульсных ШИМ преобразователей напряжения.

2. Конструкция камеры

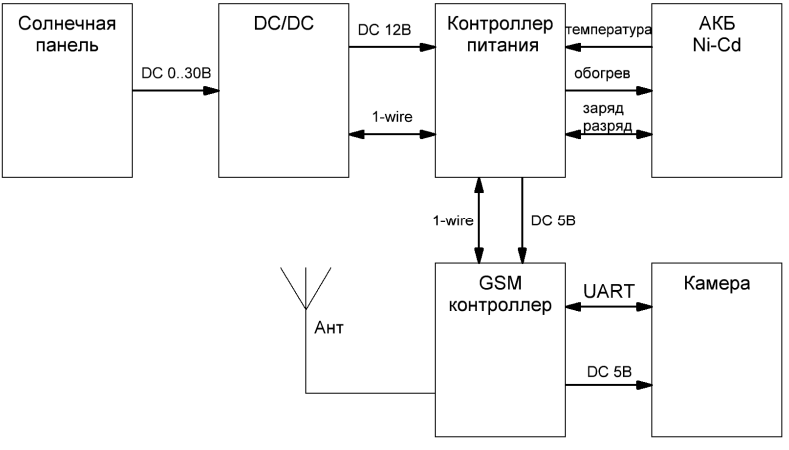


Рис. 1. Структурная схема камеры

Условно камера состоит из системы электропитания (фотоэлементы, DC/DC преобразователь, контроллер питания, NiCd АКБ) и исполнительной части (GSM контроллер и камера) (рис.1). Основа системы электропитания – солнечная панель и Ni-Cd аккумулятор. Энергия от солнечной панели преобразуется DC/DC MPPT преобразователем[1,3]. Контроллер питания управляет режимом работы DC/DC для высокой эффективности преобразования в зависимости от нагрузки на систему электропитания. Контроллер питания обеспечивает заряд и разряд АКБ по «зимнему» и «летнему» профилям (рис.2), а также обеспечивает обогрев [5,2] АКБ перед зарядкой (рис.3).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

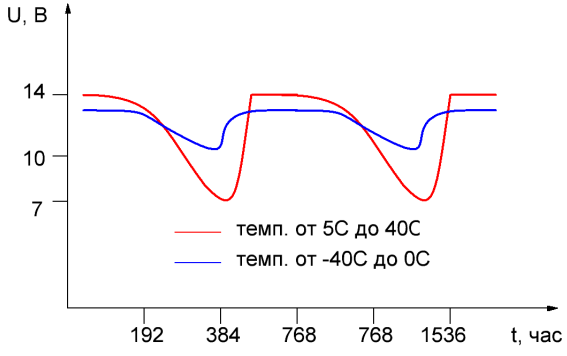


Рис. 2. Кривая разряда/заряда Ni-Cd АКБ

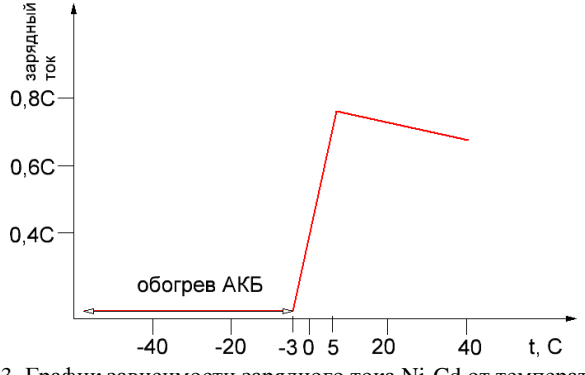


Рис. 3. График зависимости зарядного тока Ni-Cd от температуры

3. Методика отправки изображений

Исполнительная часть состоит из GSM контроллера и камеры 4MP. GSM контроллер спроектирован на базе модуля SIM800 и микроконтроллера STM32F4 [4]. Для контроллера написано программное обеспечение, содержащее алгоритмы приема-передачи команд и массивов данных (фото). Каждое изображение 4MP делится на 4 части и сжимается с необходимым резервом для восстановления картинки при приеме на сервере (рис. 4).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



Рис. 4. Фотография принятая и отправленная

4. Результаты полевых испытаний

Оборудование было установлено в декабре 2016г и работает на момент публикации. Работоспособность конструкции проверена при температурах от -42С до +27С. В этом диапазоне работа была бесперебойной. Снимки регулярно поступали к авторам работы и в службу филиала ПАО «РусГидро» — «Камская ГЭС» (рис. 5).



Рис. 5. Установленное оборудование

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

5. Заключение

Таким образом, цели достигнуты. В работе представлены результаты проектирования и испытаний автономной GSM камеры для мониторинга уровня водного бассейна реки. Рассмотрена конструкция устройства, способ обработки изображений, вопросы, связанные с автономным питанием от солнечных батарей. На момент публикации решается коммерческая сторона проекта – применение GSM камеры для МЧС РФ.

Список литературы

[1] Битюков В.К., Иванов А.А., Михневич Н.Г., Петров В.А. измерение коэффициента подавления пульсаций входного напряжения микросхемами линейных понижающих стабилизаторов инновации на основе информационных и коммуникационных // Московский институт электроники и математики НИУ ВШЭ. 2015. № 13. С. 12-26.

[2] Самоделов А., Игнатов С. Источники питания с цифровым управлением // ООО "Медиа КиТ". 2012. № 35. С. 53-54.

[3] Резников С., Бочаров В., Харченко И., Ермилов Ю., Лавринович А. Импульсные вторичные источники питания с повышенным качеством входных и выходных токов // ООО "Медиа КиТ". 2013. № 41. С. 74-80.

[4] Безверхний И. Микросхемы фирмы linear technology для импульсных стабилизаторов напряжения компоненты и технологии // Файнстрит. 2005. № 52. С. 122-126.

[5] Самарин А., Горьков С. Серия Superswitcher II сильноточных dc/dc-преобразователей компоненты и технологии // Файнстрит. 2012. № 11. С. 46-49.

[6] Битюков В.К., Иванов А.А., Михневич Н.Г., Петров В.А. измерение коэффициента подавления пульсаций входного напряжения микросхемами линейных понижающих стабилизаторов инновации на основе информационных и коммуникационных технологий // Московский институт электроники и математики НИУ ВШЭ. 2015 № 13. С. 12-26.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Приемник сигналов спутниковой системы *Argos*

[1,2]Безгин А.А., [2]Литвиненко С.Р., [2]Лунев Е.Г., [2]Юркевич Н.Ю.
[1] *Севастопольский государственный университет*
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
bezghinaa@gmail.com
[2] *Морской гидрофизический институт РАН*
г. Севастополь, 299011, Российская Федерация

Аннотация: *В докладе представлены результаты разработки приемника сигналов спутниковой системы связи Argos-2. Устройство осуществляет автоматическое определение частоты и номера канала Argos, а также предоставляет диагностическую информацию о времени излучения немодулированной преамбулы, общем времени излучения, скорости передачи сообщения, уровне принимаемого сигнала, количестве принятых бит данных цифрового сообщения. Принимаемые цифровые сообщения и диагностическая информация выводятся как на экран приемника, так и через USB в компьютер.*

Ключевые слова: *Argos*, приемное устройство, терминал связи, фазовая модуляция.

1. Введение

Одним из основных источником систематической оперативной контактной информации о состоянии верхнего слоя океана и приводной атмосферы стали автономные дрейфующие платформы сбора и передачи данных по каналам спутниковой связи — поверхностные дрифтеры [1].

Важной составляющей дрифтерной технологии является канал передачи данных. Традиционно с момента начала систематических дрифтерных исследований для передачи данных используется спутниковая система *Argos* [2]. При подготовке к развертыванию дрифтеров в океане необходимо обеспечивать комплексную проверку их измерительных каналов и радиопередающей аппаратуры. Этот этап является заключительным в процессе производства морских буев и осуществляется на стадии, предшествующей работе буя через систему спутниковой связи. Задача этого этапа состоит в тестировании прохождения измерительной информации от первичного преобразователя до сигнала с выхода антенны передатчика буя. В этом случае осуществляется комплексная проверка аппаратуры буя, начиная от датчиков и заканчивая терминалом связи. Такое тестирование про-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

изводится производителем буев в лаборатории перед их отправкой заказчику, затем заказчиком при осуществлении входного контроля, а также непосредственно перед запуском буя [3].

Функциональная диагностика морских буев с аппаратурой Argos производится при помощи специальных проверочных устройств — так называемых тестовых приемников.

В статье рассматриваются результаты разработки специализированного тестового приемника для осуществления контроля параметров морских измерительных буев, оснащенных аппаратурой спутниковой системы *Argos*. Устройство предназначено для приема сигналов, передаваемых с терминалов спутниковой системы связи *Argos*, считывания цифровых сообщений морских буев, определения основных характеристик принимаемых сигналов и установления соответствия этих характеристик требованиям стандарта. В частности, разработанное устройство осуществляет автоматическое определение частоты и номера канала *Argos*, в котором работает терминал связи, а также предоставляет диагностическую информацию о следующих параметрах принимаемых радиосигналов: времени излучения немодулированной преамбулы, общем времени излучения, скорости передачи сообщения, уровне принимаемого сигнала, количестве принятых бит данных цифрового сообщения.

2. Краткие сведения о требованиях к передатчикам системы *Argos*

Несущая частота передатчиков *Argos* в направлении «буй-ИСЗ» устанавливается в пределах (401,630…401,680) МГц. Сетка несущих частот состоит из 26 частотных каналов, полоса каждого канала составляет 2 кГц [4]. Выходная мощность излучения должна находиться в пределах от 0,5 Вт до 3,0 Вт для разных частотных каналов.

Несущая частота задается с помощью высокостабильного опорного генератора. При этом для системы *Argos* должны быть обеспечены следующие параметры высокочастотного сигнала:

— допустимый уход частоты передатчика, вызванный старением: ± 2 кГц;

— кратковременная относительная нестабильность частоты $|\Delta f / f_0|$ (за 100 мс): $\leq 10^{-9}$;

— средневременная нестабильность (за 20 мин): дрейф ≤ 4 Гц/мин; остаточная девиация $\leq 10^{-8}$;

— долговременная нестабильность (за 2 ч): $\leq 10^{-8}$.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В передатчиках *Argos* используется класс излучения сигналов *G1B*.

Передача сигналов осуществляется импульсами (посылками) непрерывно со средним периодом 90 с. Для исключения наложения посылок разных передатчиков обязательным является требование рандомизации периода следования посылок в пределах 10%.

Каждая посылка передатчика состоит из двух частей: немодулированной, для синхронизации приемной аппаратуры спутника, и модулированной передаваемым сообщением.

Время излучения немодулированной части посылки составляет $(160 \pm 2{,}5)$ мс от момента достижения уровня 90% выходной мощности до момента начала модуляции. Время излучения модулированной части посылки зависит от объема передаваемой информации.

Передача сообщений осуществляется в цифровом двоичном виде. Каждое сообщение состоит из двух частей:

— неизменной части, включающей 24 бита преамбулы (кадровая синхронизация) и имеющей единую для всех передатчиков структуру *FFFE2F*, 4 бита, содержащих указание на длину сообщения, и идентификационный номер терминала длиной 20 бит или 28 бит;

— переменной части для передачи полезной информации.

Информация передается блоками по 32 бита каждый. Количество блоков устанавливается в пределах от 1 до 8 в зависимости от необходимого объема передаваемых данных. Если идентификационный номер терминала имеет длину 28 бит, то первый блок содержит 24 бита данных.

В зависимости от объема передаваемой информации общее время излучения посылки может составлять: (360 ± 5)мс, (440 ± 6)мс, (520 ± 7)мс, (600 ± 8)мс, (680 ± 9)мс, (760 ± 10)мс, (840 ± 11)мс или (920 ± 12)мс.

Скорость передачи информации составляет (400 ± 5)бит/с.

Для передачи информации в передатчике применяется бифазная-*L* модуляция несущей частоты. Положительное и отрицательное отклонения фазы несущей частоты при модуляции составляют $(1{,}1 \pm 0{,}1)$ радиан в пике по отношению к немодулированной несущей. Время нарастания и время спада фазы при модуляции несущей частоты передатчика находятся в пределах от 100 до 250 мкс. Симметрия модулирующего несущую частоту сигнала должна быть не хуже 0,05.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Разработка приемного устройства

Поскольку при фазовой модуляции изменение фазы происходит путем изменения параметров колебательной системы радиопередатчика, а система приемной части ИСЗ игнорирует полезный сигнал при превышении допуска на его параметры, то одними из самых важных с точки зрения контроля являются характеристики модулированного сигнала, такие как глубина модуляции, длительность фронта фазы, асимметрия модуляции.

Для контроля этих параметров и приема цифровых сообщений разработано приемного устройство, структурная схема которого изображена на рис. 1.

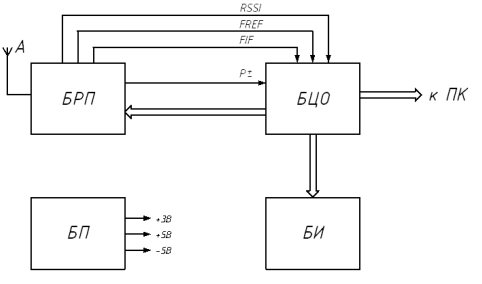


Рис. 1. Структурная схема приемника сигналов спутниковых терминалов *Argos*

Устройство состоит из четырех основных блоков: блока радиоприема (БРП), блока цифровой обработки (БЦО), блока индикации (БИ) и блока питания (БП).

БРП непосредственно обеспечивает прием радиосигнала и осуществляет его демодуляцию. БРП выполним на основе приемника супергетеродинного типа. Причем в качестве гетеродина применим синтезатор, частот, что обеспечит гибкость в случае необходимости перестройки диапазона частот. БРП на своем выходе формирует следующие сигналы:

— сигнал изменения фазы *P*±;

— сигнал промежуточной частоты *FIF*;

— сигнал опорной частоты (частоты задающего генератора) *FREF*;

— сигнал уровня принимаемого сигнала *RSSI*.

Основным компонентом, определяющим точность измерения частоты, является задающий генератор. В качестве задающего генератора выберем термокомпенсированный кварцевый генератор, реализованный в виде микросхемы *E*3279*LF* производства компании *Rakon*. Этот генератор формирует высокостабильное колебание прямоугольной формы с частотой

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

12,688375 МГц с относительной нестабильностью частоты не более $\pm 0{,}2 \cdot 10^{-6}$.

Основная задача БЦО состоит в обработке сигналов, поступающих от БРП, для дальнейшей трансляции принятой информации в БИ и/или в персональный компьютер (ПК). БЦО обеспечивает реализацию следующих функций:

— преобразование сигналов, поступающих с БРП, к виду, приемлемому для дальнейшей обработки;

— управление синтезатором частоты *БРП*;

— запуск процесса приема и обработки информации по сигналу *ST*;

— измерение уровня принимаемого сигнала по сигналу *RSSI*;

— измерение длительности преамбулы;

— измерение несущей частоты во время преамбулы с использованием сигналов *FREF*, *FIF*;

— обработка сигнала изменения фазы *P*± и декодирование информации;

— измерение скорости передачи информации;

— измерение длительности посылки;

— измерение интервалов следования между посылками *Argos*;

— оценка достоверности принятого сообщения;

— формирование информационного кадра, в состав которого входят содержимое принятой посылки, измерительная информация, сопровождающие параметры;

— трансляция по последовательному интерфейсу сформированного информационного кадра на БИ и/или ПК для последующей обработки, отображения, архивирования;

— отсчет временных интервалов.

БИ предназначен для приема по последовательному интерфейсу сформированного микроконтроллером БЦО информационного кадра и индикации принятого сообщения и измеренных параметров на дисплее жидкокристаллического индикатора (ЖКИ). Также БИ обеспечивает интерфейс пользователя с приемником с помощью клавиш управления.

На рис. 2 представлен внешний вид приемника сигналов спутниковых терминалов *Argos*. Приемник выполнен в виде портативного устройства в пылевлагозащищенном исполнении с автономным питанием. При использовании приемника в стационарных лабораторных условиях применяются специальные клипсы для крепления к вертикальной поверхности. Питание приемника может осуществлять от *USB* порта компьютера.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Результаты разработки были внедрены в производство. Серийный выпуск приемника освоен на предприятии «Марлин-Юг» под торговым названием «*ATR*20» [5].



Рис. 2. Внешний вид приемника

4. Заключение

Разработанное устройство позволяет производить экспресс-диагностику измерительных каналов и передатчиков морских буев как в лабораторных, так и в полевых условиях, а также обеспечит возможность контроля работоспособности буев на этапах их производства, транспортировки, подготовки к развертыванию и непосредственно после запуска. Еще одной областью применения устройства является контроль и прием информации со спутниковых радиомаяков *Argos*, предназначенных для наблюдения за животными.

Список литературы

[1] Безгин А.А., Савочкин А.А. Двухчастотная печатная антенна для морских терминалов связи спутниковой системы Argos-3 // Мат. 4-ой всероссийской конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ». 2015. С. 268-271.

[2] Безгин А.А., Юркевич Н.Ю. Современные системы спутниковой связи и особенности их применения для решения задач оперативной океанографии. // Материалы молодежной научной конференции «Комплексные исследования морей России: оперативная океанография и экспедиционные исследования». Севастополь, 2016. С. 517-522.

[3] Безгин, А.А., Савочкин А.А. Двухдиапазонная антенна круговой поляризации // Матер. МНКТ «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии, CRIMICO- 2016». Севастополь, 2016. Т. 5. С. 1002-1008.

[4] User's manual [Электронный ресурс]: CLS group. Режим доступа: http://www.argos-system.org/web/en/76-user-s-manual.php.

[5] Проверочное устройство ATR20 (приемник Argos). Режим доступа: http://marlin-yug.com/assets/files/pdf_ru/test_equipment_atr20_ru.pdf.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Autoregression extrapolation in altimeters with frequency modulation

Markov Y.V, Vazhenin V.G., Chirkov G.V.
Ural Federal University n.a. the first President of Russia B.N.Yeltsin
Yekaterinburg, 620002, Russian Federation
asdal@mail.ru

Abstract: *A method for suppressing jam in altimeters with LFM, by increasing the FFT frequency resolution, by the lengthening of the received signal using the signal AR-mode was offer. Typical radar situation was considered, model experiment was conducted. It is shown that by using this method can improve the accuracy of measuring the altitude of the aircraft and the probability of detection of the reflected signal.*

Keywords: *autoregression, model, radionavigation, radioaltimeters with LFM, ultralow altitudes, jam, multiple reflections.*

Авторегрессионная экстраполяция в радиовысотомере с частотной модуляцией

Марков Ю.В., Важенин В.Г., Чирков Г.В.
УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
asdal@mail.ru

Аннотация: *В статье решается задача измерения сверхмалых высот, с помощью радиовысотомера с линейной частотной модуляцией (РВ с ЛЧМ), при висении над поверхностью и полёте летательных аппаратов (ЛА) над нею. Данные условия полёта характеризуются наличием интенсивных помех, вызванных наличием прямого сигнала между антеннами и переотражённых сигналов между корпусом ЛА и поверхностью. В докладе предложен метод подавления таких помех в ЛЧМ РВ, благодаря удлинению (экстраполяции) принимаемого сигнала с использованием авторегрессионной модели этого сигнала. Показано, что при использовании данного метода возможно существенное повышение вероятности обнаружения отражённого сигнала и точности измерения высоты ЛА.*

Ключевые слова: авторегрессия, модель, радионавигация, радиовысотомер с частотной модуляцией, сверхмалые высоты, помеховые сигналы, переотражения.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

Существует задача измерения сверхмалых высот РВ с ЛЧМ при висении над поверхностью и полёте ЛА над нею. Такие траектории характерны для высокоманёвренных беспилотных ЛА и вертолётов, в основном при взлёте, посадке и висении. В этих условиях зондирующий сигнал РВ распространяется так, как показано на рис. 1.

Кроме отражённого сигнала, задержка распространения которого соответствует высоте, на приёмную антенну поступает также сигнал многократно переотражённый между корпусом ЛА и поверхностью. А так же сигнал, напрямую проходящий от передающей антенны на приёмную. Таким образом, при работе РВ с ЛЧМ на малых и сверхмалых высотах в сигнале биений присутствуют помехи, порождённые сигналом.

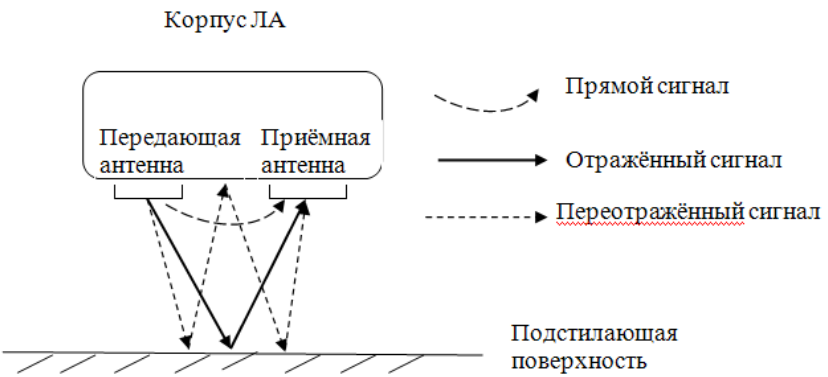


Рис. 1. Распространение сигнала между корпусом ЛА и поверхностью

Fig. 1. Propagation of signal between an aircraft hull and surface

Для повышения точности измерения высоты и надёжности обнаружения сигнала эти помехи необходимо подавлять. Трудности подавления этих помех связаны с тем, что все эти сигналы имеют малую частотную дистанцию, а так же малую (по отношению к частоте модуляции) частоту. Это приводит к тому, что за период модуляции ЛЧМ сигнал биений содержит всего несколько периодов колебания. Поэтому использование фильтров (частотная селекция) с резкими спадами АЧХ недопустимо, так как время установления сигнала в этих фильтрах окажется выше длительности самого сигнала. По этой же причине малоприменимы классические методы спектрального анализа. В спектре, полученном с помощью преоб-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

разования Фурье, пики, соответствующие гармоническим составляющим окажутся не разрешены.

Практика показывает, что сигналы помех и отражённый сигнал на малых высотах можно считать гармоническим, так как отражение происходит от участка поверхности, имеющего малую площадь, который можно представить как точечный отражатель [1-3].

2. Авторегрессионная экстраполяция

Предложен метод удлинения (экстраполяции) принимаемого сигнала на основе авторегрессионной (АР) модели. В соответствии с этим методом строится АР модель сигнала [4]:

$$S(t) = \sum_{i=1}^{n} S(t-i) * a(i),$$

где $S(t)$ – отсчёты сигнала; n – порядок модели; $a(i)$ – параметры АР модели, вычисляемые на основе статистических зависимостей в известном участке сигнала, по которому и строится модель.

Модель отражает информационную сущность сигнала, его спектральный состав. Затем с помощью построенной модели производится экстраполяция сигнала на несколько периодов модуляции вперёд. После чего уже типовыми методами спектрального оценивания может быть вычислен и обработан спектр сигнала.

Данная модель позволяет продолжить сигнал на необходимое число отсчётов с сохранением его статистических и спектральных свойств.

На базе разработанной модели был проведён эксперимент. Сигнал биений ЛЧМ РВ на малых высотах был смоделирован тремя гармоническими колебаниями с близкими частотами, соответствующими прямому, отражённому сигналам и переотражённому сигналу с однократным переотражением.

Принимаемый сигнал биений ЛЧМ РВ вычислялся исходя из того, что высотомер является неследящим, ограничение сигнала в усилителе сигнала биений отсутствует, АЧХ усилителя равномерная и широкополосная, без типового подъёма с крутизной 20 Дб на декаду. В РВ используется цифровая обработка сигнала.

Смоделирована радиолокационная ситуация для которой будут характерны случайные фазы сигналов, а частоты и амплитуды будут соответствовать:

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

– прямой сигнал между антеннами с частотой 2 кГц, нормированная амплитуда 1;

– отражённый сигнал с частотой 2,4 кГц, нормированная амплитуда 0,5;

– переотражённый сигнал с частотой 2,8 кГц, нормированная амплитуда 0,7;

Спектр сигнала биений и сам сигнал, состоящий из трёх гармоник, представлены на рис. 2. Здесь и далее на графиках единицы времени, частоты и амплитуды являются условными и относительными.

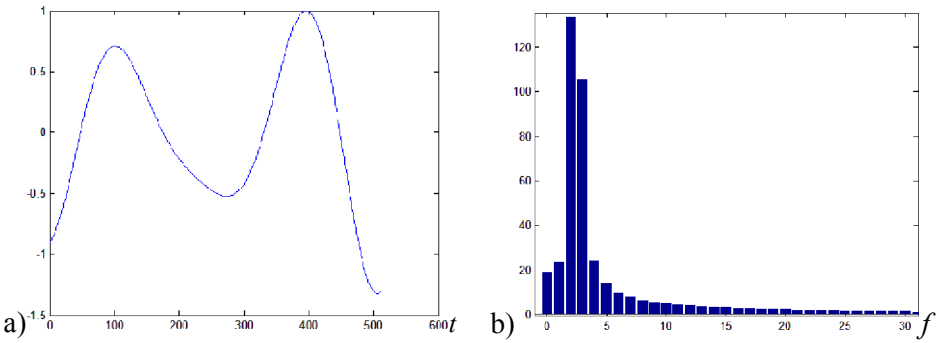


Рис. 2. Сигнал биений (a) и его спектр (b)

Fig. 2. The beat signal (a) and its spectrum (b)

На рис. 2 *b* видно, что все три сигнала оказались не разрешенными по частоте, они сливаются в единый спектральный пик, измерение высоты типовыми способами (например, по переднему фронту спектра) в таких условиях будет происходить с существенными ошибками. Такие ошибки измерения могут привести к ошибкам в пилотировании в автоматическом режиме или в условиях плохой видимости, и, как следствие, к аварии. Для точного измерения высоты необходимо разделить гармоники в спектре сигнала по природе их происхождения (отражённый, прямой, переотражённый). Для этого и необходимо повысить частотное разрешение при обработке сигнала биений.

В модельном эксперименте для повышения частотного разрешения полученный сигнал биений был десятикратно продлён в соответствии с АР моделью 6-го порядка этого сигнала. Затем, для сокращения вычислений спектра сигнал был прорежен, выбран каждый десятый отсчёт. В результате были получены графики, представленные на рис. 3.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

На рис. 3 *b* видно, что сигнал оказался пропорционально растянут по частотному диапазону. В спектре наблюдаются три хорошо различимых гармоники, амплитуды которых соответствуют исходным амплитудам составляющих сигнала биений, а частоты в 10 раз выше, 20, 24 и 28 периодов колебаний на период модуляции соответственно (было 2, 2.4 и 2.8 периодов модуляции).

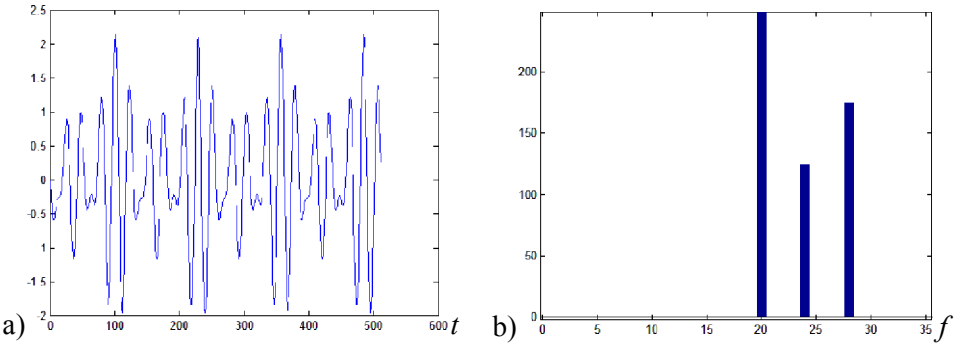


Рис. 3. Удлинённый сигнал биений (а) и его спектр (б), 6-й порядок модели

Fig. 3. The expanded beat signal (a) and its spectrum (b), the sixth order of the model

В реальной технической системе разрядность квантующего и дискретизирующего устройства (АЦП) не бесконечна. Вследствие этого в сигнале присутствуют шумы квантования, которые искажают реальные статистические зависимости в сигнале, это приводит к снижению точности модели, и, как следствие, к искажениям в предсказанной (экстраполированной) части сигнала.

Так же следует учесть, что на малых высотах отношение мощности шумов по отношению к мощности сигнала, как правило, составляет около -60 дБ. При добавлении нормального белого шума такой мощности в сигнал так же происходит ухудшение частотного разрешения и искажение формы спрогнозированного сигнала.

При повышении порядка модели возможно достаточно адекватное предсказание сигнала биений и его частотный анализ.

Модельные эксперименты показали, что при использовании 12-ти разрядного АЦП и отношении с/ш -60 дБ для эффективного разрешения полезного сигнала и помех достаточно 100-го порядка авторегрессионной модели.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Заключение

Разработан метод повышения частотного разрешения сигнала, принимаемого РВ с ЛЧМ, основанный на построении авторегрессионной модели принимаемого сигнала, с последующей экстраполяцией. Обеспечено многократное повышение частотного разрешения исходного сигнала.

В полученном спектре можно однозначно выделить гармонику прямого сигнала, частота которого известна, и отражённый сигнал, частота которого минимальна (если не учитывать прямой сигнал). Повышена точность, однозначность и надёжность измерения высоты.

Исследовано влияние шумов квантования и нормального белого шума на точность экстраполяции и прогнозирования сигнала. Оценены требования к порядку модели в типовых условиях работы ЧМ РВ.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ (проект № 8.2538.2017/4.6).

Список литературы

[1] Комаров И.В., Смольский С.М. Основы теории радиолокационных систем с непрерывным излучением частотно-модулированных колебаний. М: Горячая линия Телеком. 2010. 392 с.

[2] Коган И.М. Ближняя радиолокация. М.: Советское радио, 1979. 272 с.

[3] Жуковский А.П., Оноприенко Е.И., Чижов В.И. Теоретические основы радиовысотометрии / Под ред. А. П. Жуковского. – М.: Советское радио, 1979. 320 с.

[4] Никитин Н.П., Бочарова Е.А. Авторегрессионый анализ и его радиотехнические применения. – Свердловск: изд. УПИ им. С. М. Кирова, 1987. 34 с.

References

[1] Komarov I.V., Smolskij S.M. [Theoretical fundamentals of radiolocation system with ceaseless eradiation frequency-modulated oscillation]. Gorychay liniya Telecom. 2010. 392 p. (In Russian).

[2] Kogan I.M. [Close radiolocation]. M.: Sovetskoe radio, 1979. – 272 p. (In Russian).

[3] Zhukovskij A.P., Onoprienko E.I., Chizhov V.I. [Theoretical fundamentals of radio altitudeometry] / Pod red. A.P. Zhukovskogo. – M.: Sovetskoe radio, 1979. – 320 p. (In Russian).

[4] Nikitin N.P., Bocharova E.A. [Autoregression analysis and it's radiotechnique applications]. – Sverdlovsk: izd. UPI n.a. S.M. Kirov, 1987. 34 p. (In Russian).

Acknowledgements

The paper is based on the research, which is conducted in the framework of grant of the Ministry of education and science of the Russian Federation (project № 8.2538.2017/4.6).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Алгоритм коррекции несущей при использовании низкоскоростного турбокода в спутниковой системе связи

Толкачев М.М.
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия

Аннотация: *В докладе описан алгоритм слежения за несущей ФМ-2 сигнала при использовании низкоскоростного турбокода. При кодировании информации использовался параллельный сверточный кодер с кодовой скоростью 1/6. Алгоритм слежения может применяться в системах передачи данных в спутниковой связи в условиях первоначальной подстройки опорного генератора с точностью 0,25 Гц и линейного изменения несущей частоты при движении спутника по эллиптической орбите. Блоком поддержания состояния когерентного приема является система ФАПЧ. С целью уменьшения потерь, которая может вносить фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ), предполагается использовать алгоритм декодирования Витерби для коррекции кодовых символов и определения, устранения фазовой ошибки. Моделирование системы производилось в программном обеспечении для проектирования на системной уровне SystemVue. Программные модули были описаны на высокоуровневом языке C++. Результаты моделирования позволяют оценить выигрыш, вносимый алгоритмом Витерби, по сравнению с применением обычной системы синхронизации на ФАПЧ. В результате моделирования были получены кривые помехоустойчивости, которые показывают, что алгоритм дает выигрыш 0,2-0,3 дБ относительно обычной системы ФАПЧ в условиях линейного смещения несущей частоты.*

Ключевые слова: Фазовая синхронизация, ФМ-2, ФАПЧ, Декодер Витерби, Турбокод.

1. Введение

При проектировании системы приема-передачи в спутниковой связи необходимо осуществить слежение за несущей частотой сигнала при когерентном приеме с модуляцией ФМ-2 в определенных условиях. В данном случае проектирование ведется для спутниковой радиолинии. А спутниковые радиолинии характеризуются низким отношением сигнал шум (ОСШ). Для борьбы с ошибками, возникающими в данной системе, применяются помехоустойвые сверточные коды[1,2]. В данной системе используется турбо-код, описанный международным комитетом по

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

космическим системам передачи данных. Условия работы (параметры) системы приемника указаны в таблице 1.

Табл. 1. Параметры системы

Тип кодера	Турбо-код (Параллельный сверточный)
Относительная кодовая скорость	1/6
Число бит в пачке, количество	1788
Среднеквадратичное отклонение (СКО) фазы опорного сигнала, град	3-5
Отношение энергии 1 бит кодируемой информации к энергетической спектральной мощности шума, дБ	0<EbN0<1
Отношение энергии 1 бит информации к энергетической спектральной мощности шума, дБ	-7,7<EbN0<-6,7
Начальная разница между частотой сигнала и опорного сигнала, Гц	0,25
Линейное изменение несущей частоты принимаемого сигнала, Гц/с	0,25

2. Принцип работы приемной модели

Рассмотрим структурную схему системы, для наглядности, изображенную на рисунке 1. В данной схеме над принимаемым сигналом происходят следующие операции: Аналогово-цифровое преобразование, фильтрация цифрового сигнала, начальная синхронизация (перестройка цифрового перестраиваемого гетеродина), система фазовой автоподстройка частоты (ФАПЧ), демодулятор и декодер сигнала. Модернизация будет производиться в блоке слежения за несущей частотой сигнала.

В результате первоначальной синхронизации, опорный генератор приемника будет подстроен по несущую частоту сигнала с погрешностью в 0.25 Гц. Линейное изменение несущей частоты сигнала (приведенное в таблице 1) в радиолинии возникает в результате движения спутника по эллиптической орбите, расстояние между приемником и передатчиком будет меняться, возникает эффект Доплера. Отслеживать состояние несущей и ее отклонение от заданной частоты производится в блоке

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

слежения за несущей частотой сигнала, а именно ФАПЧ. Скорректированный сигнал далее поступает на демодулятор и декодер.



Рис. 1. Структурная схема цифровой части приемника

3. Расчет параметров

Для применения когерентного приема необходимо реализовать систему синхронизации (слежение за несущей частотой сигнала). Для обеспечения синхронизации, как указано в структурной схеме на рисунке 1, используется 2 блока: блок вхождения в синхронизацию и блок поддержания состояния когерентного приема. Блоком поддержания состояния когерентного приема является система ФАПЧ. Условия, в которых работает ФАПЧ, справляется система 2 порядка, обеспечивающая ошибку по фазе в 3-5 градуса при линейно меняющемся сигнале в 0,25 Гц/с. Расчет и построение системы более высокого порядка позволит свести ошибку к 0, но это требует более сложных вычислений, а в дальнейшем использования ресурсов кристалла.

Произведем расчет коэффициентов петлевого фильтра. Для начала воспользуемся расчетными формулами, приведенными в [3], и переведем значение ОСШ (1 - 2).

$$EbN0 = 10^{\frac{EbN0_{dB}}{10}} = 10^{\frac{0.5}{10}} = 1.122 \quad (1)$$

$$EsN0 = EbN0 * Rs = 1.122 * \frac{1}{6} = 0.187 \quad (2)$$

где R_s - относительная кодовая скорость, $EbN0_{dB}$ - ОСШ для 1 бит кодируемой информации [дБ], $EbN0$ - ОСШ на 1 бит кодируемой информации, $EsN0$ - ОСШ на 1 бит символа. Зная число бит в пачке определим символьную скорость (3).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$F_s = \frac{N}{R_s} = \frac{1788}{1/6} = 10728 \quad (3)$$

Из полученных данных произведем расчет основных параметров ФАПЧ - шумовую полосу фильтра (4), собственную частоту (5) и резонансную частоту (6) колебаний контура ФАПЧ, которая в дальнейшем потребуется для определения коэффициентов цифрового фильтра – пропорционального и интегрирующего.

$$\Delta F = EsN0 * F_s * \delta\phi^2 = 0.187 * 10728 * 0.061 = 7.486 \quad (4)$$

$$\omega_n = \frac{2 * \Delta F}{\varepsilon + \frac{1}{4\varepsilon}} = \frac{2 * 7.486}{0.707 + \frac{1}{4 * 0.707}} = 14.116 \quad (5)$$

$$\omega = \omega_n * \sqrt{1 - \varepsilon^2} = 9.982 \quad (6)$$

В формулах использовался коэффициент затухания - $\varepsilon = 0.707$ и исходный параметр СКО фазы $\delta\phi = 0.061$ рад (или 3.5 градуса). Произведем вычисление промежуточных коэффициентов (7 - 8), формулы которых приводятся в [3,4].

$$c0 = e^{-2\varepsilon * \omega_n * T_s} * \cos(\omega_n * T_s * \sqrt{1 - \varepsilon^2}) =$$
$$= e^{-2 * 0.707 * 14.116 * 10728} * \cos(14.116 * 10728 * \sqrt{1 - (0.707)^2}) = 0.99814 \quad (7)$$

$$c1 = e^{-\varepsilon * \omega_n * T_s} * \cos(\omega_n * T_s * \sqrt{1 - \varepsilon^2}) =$$
$$= e^{-0.707 * 14.116 * 10728} * \cos(14.116 * 10728 * \sqrt{1 - (0.707)^2}) = -1.99814 \quad (8)$$

В результате (9 - 10) получим коэффициенты цифрового петлевого фильтра 2 порядка, обеспечивающего минимальную ошибку по фазу в 3-5 град. Петлевой фильтр изображен на рисунке 2.

$$K_p = 1 - c0 = 1 - 0.99814 = 1.859 * 10^{-3} \quad (9)$$

$$K_i = 2 + c0 - g1 = 2 - 0.001859 - 1.99814 = 1.72975 * 10^{-6} \quad (10)$$

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

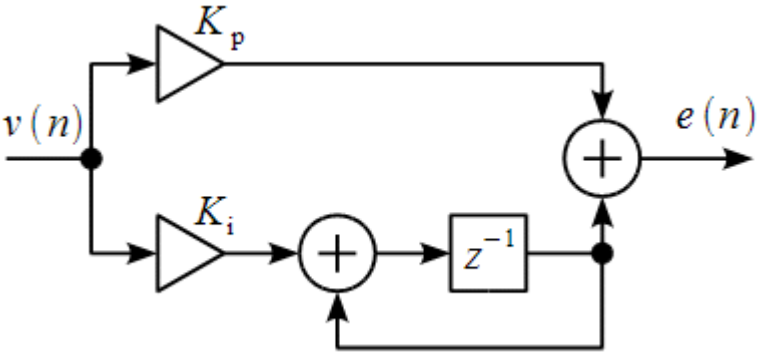


Рис. 2. Структурная схема цифрового фильтра

4. Результаты имитационного моделирования

Характеристика помехоустойчивости системы приема при работе ФАПЧ (красная кривая) изображена на рисунке 3. Для сравнения так же приведена характеристика (зеленая кривая) одного турбо-кода. Следовательно, система ФАПЧ вносит потери в систему, приблизительно 0,5 дБ. С целью уменьшения указанных потерь, предполагается использовать алгоритм декодирования Витерби для коррекции кодовых символов и определения фазовой ошибки (рисунок 4). Одним из свойств сверточных кодов является прохождение декодера по решетке диаграмм состояний кодера, возвращение к правильному пути происходит за 3-5 кодовых состояний, в результате система будет реже вносить коррекцию. Однако это позволит снизить потери, вносимые системой синхронизации ФАПЧ. На рисунке 3 синяя кривая отображает помехоустойчивость когерентного приема с использованием алгоритма.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

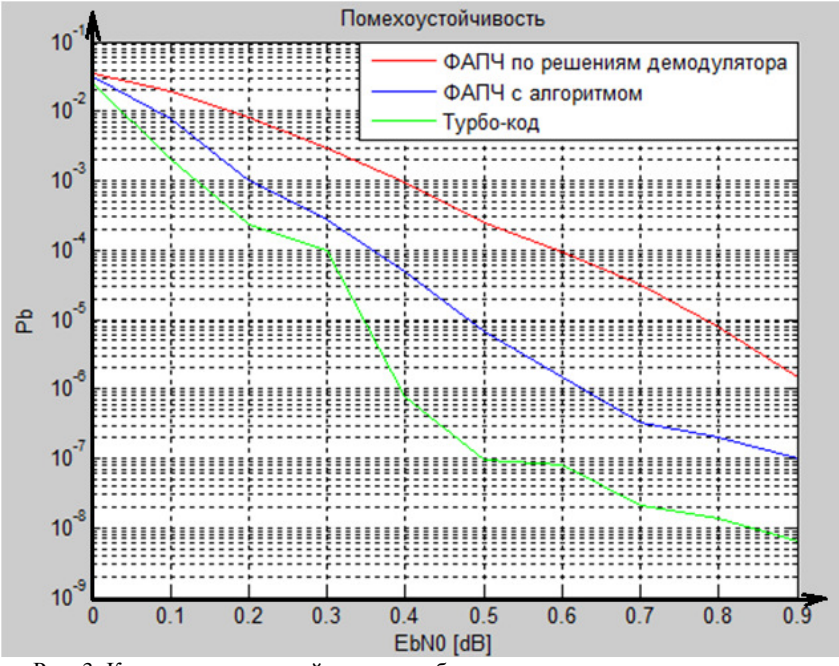


Рис. 3. Кривые помехоустойчивости работы системы когерентного приема.

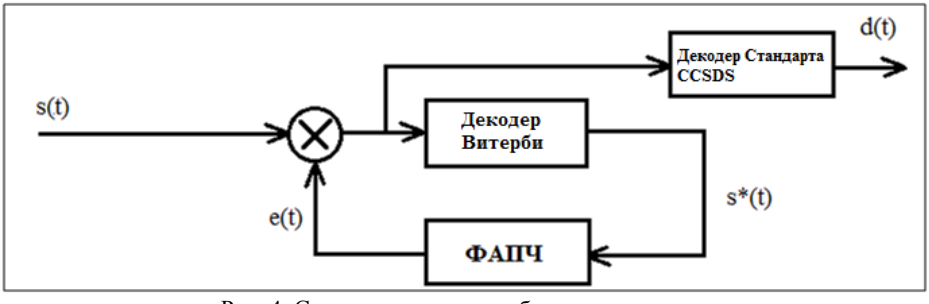


Рис. 4. Структурная схема работы алгоритма.

5. Заключение

Были произведены исследования работы турбокода стандарта CCSDS, определена его помехоустойчивость. Рассчитана система ФАПЧ исходя из параметров системы. Заметим, что система фазовой автоподстройки частоты вносит потери в систему, для того чтобы улучшить характеристику помехоустойчивости был предложен алгоритм

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

восстановления несущей частоты с использованием декодера Витерби. В результате имитационного моделирования показано, что средняя вероятность ошибки на уровне 10-6 при использовании в ФАПЧ обратных связей с выхода декодера Витерби достигается при Eb/N0 = 0.6 дБ. Таким образом, алгоритм слежения за фазой несущей с использованием низкоскоростных турбо-кодов позволяет снизить потери при обработке сигнала в спутниковой радиолинии на Eb/N0 = 0.3 дБ.

Список литературы

[1]Скляр Бернард. «Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение» 2ое издание. 2007.-1104с.

[2] Морелос-Сарагоса Р. «Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение» Техносфера 2005.- 320с.

[3]Wen Li, Jason Meiners. «Introduction to phase-locked loop system modeling», Texas Instruments incorporated: 2005, режим доступа –http://www.ti.com/lit/an/slyt169/slyt169.pdf

[4]Mohamed Nezami «RF Architectures and Digital Signal Processing Aspects of Digital Wireless Transceivers» Noble pub. 2008.-425c.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Development of Global Aeronautical Distress and Safety System (GADSS)

Ilcev D.S.
Durban University of Technology (DUT)
PO Box 1334, Durban, South Africa
ilcev@dut.ac.za

Abstract: *In this paper is presented the first proposal for development of Global Aeronautical Distress and Safety System (GADSS) in 2000 by the author of this article. The GADSS is de facto the integration of radio and satellite Communication, Navigation and Surveillance (CNS) with Tracking, Detecting and Search and Rescue (SAR) systems, which have to provide airmen with global communications and locating networks. The GPS, GLONASS and other Global Navigation Satellite Systems (GNSS) provide precise positioning data for vessels, land vehicles and aircraft, but modern CNS demands need for enhanced services and augmentation of GNSS networks. Both networks have to be integrated under an GADSS umbrella with elements capable of being operated by any individual onboard aircraft to ensure prompt distress alert for SAR procedure. The enhanced concept of GADSS is that SAR authorities ashore and ships in the immediate vicinity of the aircraft in distress have to be rapidly alerted via radio and satellite communication systems and to assist in a coordinated SAR operations with the minimum of delay. In 2016, 16 years in delay, the International Civil Aviation Organization (ICAO) has begun its process to amend international standards and recommended practices to align with GADSS concept. This paper will also introduce the necessary networks and equipment, which have to ensure harmonized and enhanced maritime and aeronautical global SAR systems.*

Keywords: *GADSS, GNSS, CNS, SAR, ICAO, VDL, RADS-B, SDL, SADS-B, ELT, EPIRB, PLB*

1. Introduction

The new Global Aeronautical Distress and Safety System (GADSS) is going to be an international network that uses improved terrestrial and satellite technology, including onboard airborne radio and satellite systems. It will ensure rapid distress alerting of shore-based rescue and safety communications authorities in the event of aircraft emergency at sea, on the ground and in the air. As stated above, the GADSS network was proposed by the author of this paper, which has to be developed providing airmen with global communications and locating networks, enhanced safety, security, distress alert, tracking and detecting facilities. Both networks have to be integrated under an GADSS

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

umbrella with elements capable of being operated by and an individual onboard aircraft with minimum communication knowledge, even they are crew staff, and yet enable alerting with Search and Rescue (SAR) services to be reliably coordinated. This system will be similar to the Global Maritime Distress and Safety System (GMDSS) already developed by IMO. It has to be of prime importance to all aeronautical personnel for it is likely that elements within the GDASS will affect every individual in the future. This also has to be very important for aircraft crew, because in case that pilot is unable to provide distress alert, it can be conducted by any crewmember for saving of crew and passenger lives. However, the major importance of the GDASS will be to provide enhanced Safety of Lives in Distress (SOLID) of aircraft incidents at sea and on the ground.

The author of this paper wrote for the first time about his invention GDASS in 2000 and then explained about in his book "Global Mobile Satellite Communications" published by Springer in January 2005. He also wrote an entire chapter about GADSS in his two volume books “Global Aeronautical Communication, Navigation and Surveillance (CNS)” published by AIAA in 2013. Since 2000 the ICAO administration never reply on his letter regarding eventual collaboration in research and development of GADSS network. Problem is that ICAO proposed the GADSS in 2016, and still is not clear what technologies will use new GADSS network **[1, 2, 3].**

2. Termination of Future Air Navigation System (FANS)

Traditionally, aircraft is subject to the current ICAO Convention and Regulation relating to the aeronautical communication and navigation. Long time ago ICAO developed the Future Air Navigation System (FANS), which until recently was attribute as a total failure, so it has to be abandoned in the near future. As stated earlier, author of this paper many times since 2000 proposed GADSS project to all ICAO offices, but they ignored his letters. However, in 2016 ICAO proposed GADSS as own system, not respecting, recognizing and admitting his invention.

However, CNS is a well-established acronym for new Communication, Navigation and Surveillance, which together with proposed GADSS will be de facto the future real systems as successors to long term FANS scenario. In the future will be necessary to provide some more effective aeronautical system for air-to-ground, ground-to-air and air-to-air commercial, safety and distress radio and satellite voice or data communications, navigation data and surveillance

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

information. The synonym surveillance as a part of CNS system means Radio and Satellite surveillance and not radar surveillance only.

At present aircraft can use two kinds of onboard communication systems: Radio VHF and HF old Traditional Communications and new Satellite Communications. Integration of these two types of aircraft space communications has to provide basis for development GADSS network. The main tasks of ICAO will be to initiate GADSS project with establishment group of experts and to produce guidelines for identifying system requirements, technologies and effectiveness.

The basic concept of the GADSS has to be technology transfer and innovations of new radio and satellite CNS equipment Safety and Security, reliable Distress alert and effective SAR local and regional authorities. The SAR forces have to come quickly in the immediate vicinity at sea or on the land, and in the same time have rapidly to alert all possible rescue resources about position of distress incident. In such a way, all together can assist in a coordinate SAR operation with the minimum delay **[1, 2, 3, 4].**

3. Basic Concept for Development of GADSS Network

The Space Science Centre (SSC) at DUT leaded by author of this paper completed the proposal regarding the basic concept for the development of the future GADSS network. First of all, it will be necessary to establish a Task Force Group (TFG) for development of Global Aeronautical Distress and Safety System (GADSS) project, which in some way will be similar to the current Global Maritime Distress and Safety System (GMDSS) developed by IMO and which became effective on 1 February 1999.

Before that, author of this paper worked onboard ships as master mariner using future GMDSS network and in 2000 he proposed to ICAO that they have to abandon their long term FANS and start with development of GADSS network. They didn't hear his voice and just last year ICAO started to talk about GADSS.

Similar to GMDSS, the new GMDSS network has to be divided in 4 sea areas:

I - The Area A1 (20 to 50 NM) in the VHF, UHF and VHF Digital Selective Call (DSC) coverage, which have to depend on coverage of each VHF Ground Radio Stations (GRS) or Air Traffic Control (ATC) and Air Traffic Management (ATM) airport communication facilities;

II - The Area A2 (50 to 400 NM) in the VHF, HF and Inmarsat coverage;

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

III- The Area A3 (70°N to 70°S) VHF, HF and Inmarsat Geostationary Earth Orbit (GEO), Medium Earth Orbit (MEO) or other Non-GEO mobile satellite coverages; and

IV - The Area A4 (Polar Areas above 70°N or S) VHF, HF, Iridium satellite Low Earth Orbit (LEO) and Highly Elliptical Coverage (HEO) or Russian Molniya satellite coverages.

The TFG board for development and implementation of GADSS network has to prepare project in which have to be included the following Radio and Satellite subnetworks:

1. Radio Subnetworks – They have to include HF and VHF and perhaps UHF radio systems, such as VHF, VHF DSC, VHF Data Link (VDL), Broadband VHF (B-VHF), Radio Automatic Dependent Surveillance-Broadcast (RADS-B), Radio Automatic Identification System (R-AIS), HF Data Link (HDL) and others;

2. Satellite Subnetworks – They have to integrate Inmarsat, Iridium and perhaps other new developed or upgraded mobile satellite communication networks, such as Inmarsat Aeronautical Mobile Satellite Communications (AMSC), Aircraft Satellite Data Links (SDL), Satellite Automatic Dependent Surveillance-Broadcast (SADS-B), Iridium Data Link and Globalstar Data Service;

3. Satellite Search and Rescue (SAR) Subnetworks – These SAR subsystems integrate LEOSAR, MEOSAR and GEOSAR satellite networks as a part of international Cospas-Sarsat system, which also include Emergency Locator Transmitters (ELT);

4. Satellite Tracking System (STS) Subnetworks – They can integrate STS via Inmarsat or Iridium networks, such as project of Global Aircraft Tracking (GAT) system, and here can be included maritime units known as Search and Rescue Transponder (SART) electronic device that automatically reacts to the emission of a radar onboard SAR ships or aircraft;

5. Communication, Navigation and Surveillance (CNS) Subnetworks – They can integrated in the Global Satellite Augmentation System (GSAS) known as SBAS using Global Navigation Satellite Systems - 1 (GNSS-1) networks of the US GPS and the Russian GLONASS networks. These subnetworks have to include GNSS Augmentation VDL (GAVDL) and GNSS Augmentation SDL (GASDL) for more accurate and effective aeronautical CNS solutions in the flight corridors, approachings and on the airport surface; and

6. Stratospheric Platforms Systems (SPS) – In the stage SPS stations can be implemented for local and regional aeronautical CNS **[1, 4, 5, 6, 7].**

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Satellite Global Aeronautical Distress and Safety System (GADSS)

The new GADSS network and technology solutions will be simplifies and affect in the near future every individual onboard aircraft. This scenario also has to be very important for aircraft crew, because in case that pilot is unable to provide distress alert via adequate equipment, it can be conducted by any crewmember for saving of crew and passenger lives. However, the major importance of the GDASS network and equipment will be to provide enhanced Safety of Lives in Distress (SOLID) of aircraft incidents at sea and on the ground.

The GADSS network has to be an international infrastructure that uses radio and satellite systems to ensure rapid and automated distress alerting of ground-based communication and SAR authorities for the event of an aircraft in emergency on the ground. Any aircraft landed at sea has to be treated like ship in distress, so except alerting of ground-based SAR authorities, this network has also to alert all ships in the immediate vicinity of aircraft in distress at sea. The basic concept is that SAR authorities ashore, as well as shipping in the immediate vicinity of the aircraft in distress at sea, will be rapidly alerted through radio and satellite communication so that they can assist in a co-coordinated SAR operation with the minimum of delay.

The main aeronautical systems and equipment implemented in GADSS will be integrated Aeronautical Radio Distress and Safety Systems (ARDSS) and Aeronautical Satellite Distress and Safety Systems (ASDSS). Aircraft fitted with GADSS equipment will be safer in flight and in case of landing at sea or on the ground, and more likely to receive assistance in the event of a distress alerts. The GADSS network has to provide manual alerting and also automatic alerting for situation when aircraft's staff does not have time to send out a full distress call. The GADSS also requires aircraft to receive broadcasts of Aeronautical Safety Information (ASI) for any fly warnings, and requires each aircraft to carry satellite ELT, including even maritime Emergency Position Indicator Radio Beacon (EPIRB) and Search and Rescue Transponder (SART) devices, which float free at sea and can alert SAR authorities similar to the a ship in distress [2, 8, 9, 10].

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

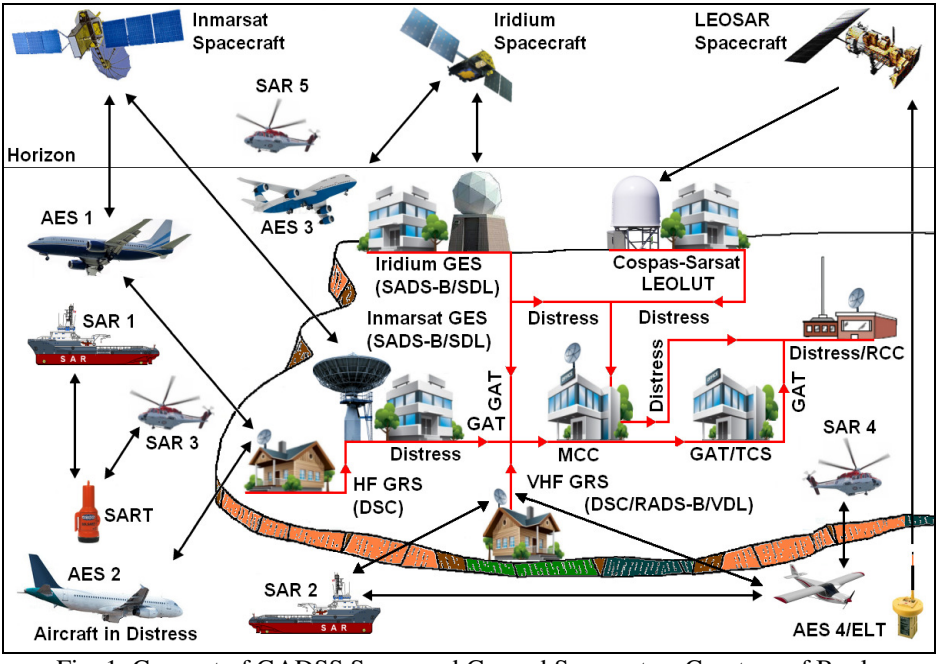


Fig. 1. Concept of GADSS Space and Ground Segments – Courtesy of Book: by Ilcev [1]

The GADSS regulation has to be adopted by the ICAO Council, while for requirements of amendments to the International Implementation of the future GADSS will be the responsibility of Contracting Governments to SOLID capacity and capability of on scene communications. In such a way, the Administrations of individual member countries have to ratify the GADSS requirements into their national law. In practice, this also means that individual aircraft owners have to be responsible for ensuring their aircraft meet GADSS requirements, since they must obtain certificates from their flag State certifying conformity with all relevant ICAO regulations and recommendations.

Therefore, according to new GADSS, SOLID and Future Aeronautical Communications (FAC) concept, each aircraft and helicopter has to carry onboard by compulsory adequate Radio VHF/UHF and HF communication devices and Satellite equipment for Commercial and Safety operations in the case of distress or emergency. Namely, to provide airman concept of new projected GADSS on the road, ICAO team has to engage worldwide experts with complete experience in Radio and Satellite CNS networking.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The GADSS space and ground network is developed and designed by author of this book in 2000, namely 17 years before ICAO, which integrated architecture is illustrated in Figure 1. The main components of GADSS network are VHF and HF Radio, Satellite Communications and Satellite SAR Networks. Radio system will provide service via VHF and HF bands such as DSC, VDL and RADS-B transmissions. In addition, Inmarsat and Iridium networks provide SADS-B and SDL via Aircraft Earth Station (AES), which will be introduced in the next sections.

In a more general sense, new proposed concept of GADSS satellite communication system will include Inmarsat, Iridium and three Cospas-Sarsat subsystems, such as LEOSAR, GEOSAR and MEOSAR. In this configuration will be included new proposals for HEO Molniya, O3b and new Global Aircraft Tracking (GAT) as SAR satellite subsystems. Here will be shortly introduced only four GADSS systems such as: VDL, RADS-B, SDL and SADS-B, while about GAT and other GADSS systems reader can find in reference [1, 2, 4, 7].

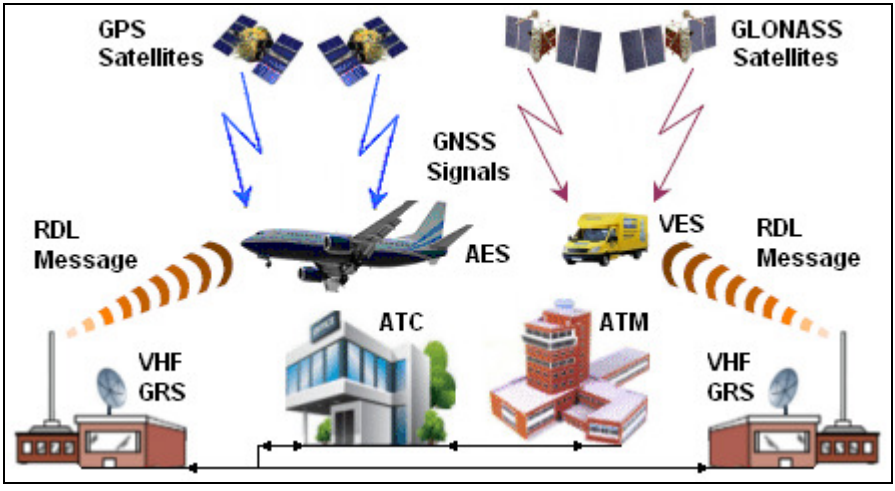


Fig. 2. Aeronautical VDL Network – Courtesy of Manual: by Ilcev [4]

1. Aeronautical VHF Data Link (VDL) Network – The aeronautical VHF Data Link 4 (VDL4) radio communication mode was originally conceived and planned as a broadcast link used to support navigation and surveillance functions. In fact, aeronautical navigation data link is used to send GNSS corrections to the GNSS Receiver (Rx) in order to increase the position accuracy of aircraft along with GNSS signals integrity. Surveillance data link is using new concepts (Mode S or ADS-C) or emerging concepts (RADS-B, TIS-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

B or FIS-B) based on the broadcast of aircraft flight information through data links in order to increase the traffic efficiency and the air safety. The special aeronautical VDL transponders for determination and traffic management can be installed onboard aircraft flying in approaching areas to airports and movements through the airport surface, which scenario is shown in **Figure 5.32.** In the same way, land vehicle can carry onboard the similar VDL transponders for traffic management of vehicle movements inside airports. The system is working in the way that VDL equipment onboard aircraft or vehicle is getting GNSS signals from GPS or GLONASS satellites and sending own position via VHF Ground Radio Station (GRS) to the ATC and ATM.

2. Aeronautical Radio Automatic Dependent Surveillance-Broadcast (RADS-B) - This VHF mode provides in and out RADS-B radio transmissions from aircraft, approximately once a second, Position, Velocity and Time (PVT), altitude and flight identity, illustrated in **Figure 3.**

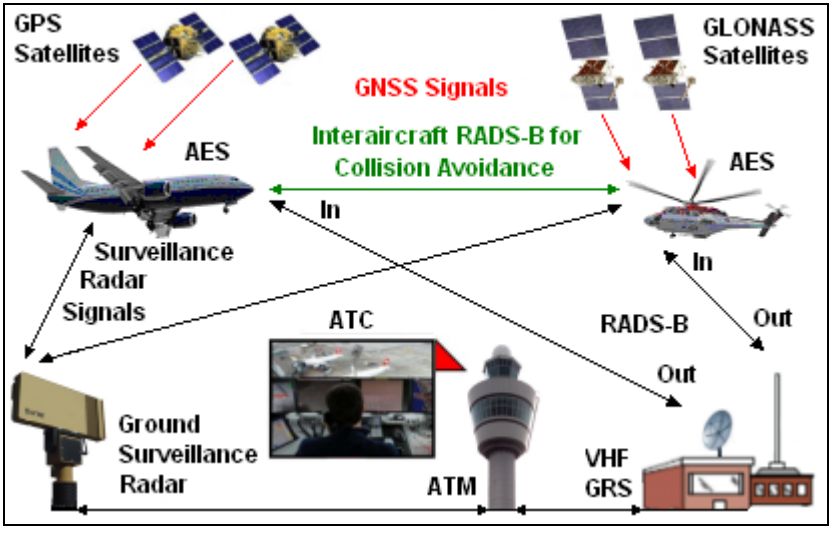


Fig. 3. Aeronautical RADS-B Network – Courtesy of Manual: by Ilcev [4]

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



Fig. 4. Aeronautical SDL Network – Courtesy of Book: by Ilcev [2]

Besides, aircraft can receive signals from Ground Surveillance Radar and RADS-B can provide links for exchange PVT data for collision avoidance between aircraft flying in VHF coverage.

3. Aeronautical Satellite Data Link (SDL) Network – The concept of this service is similar to VDL Mode 4 system, which is able to provide a satellite broadcast link supporting navigation and surveillance functions for aircraft and port vehicles. The SDL can provide transmission of GNSS signals received from GPS or GLONASS satellites by AES and Vehicle Earth Stations (VES), and sent via GEO or LEO satellites as SDL messages to the Ground Earth Stations (GES) ATC and ATM, which scenario is shown in **Figure 5.41.**

4. Aeronautical Satellite Automatic Dependent Surveillance-Broadcast (SADS-B) – This mode is similar to RADS-B which provides satellite in and out transmissions from AES and VES to GES of PVT, altitude and flight identity data, which network is shown in Figure 5**.**

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

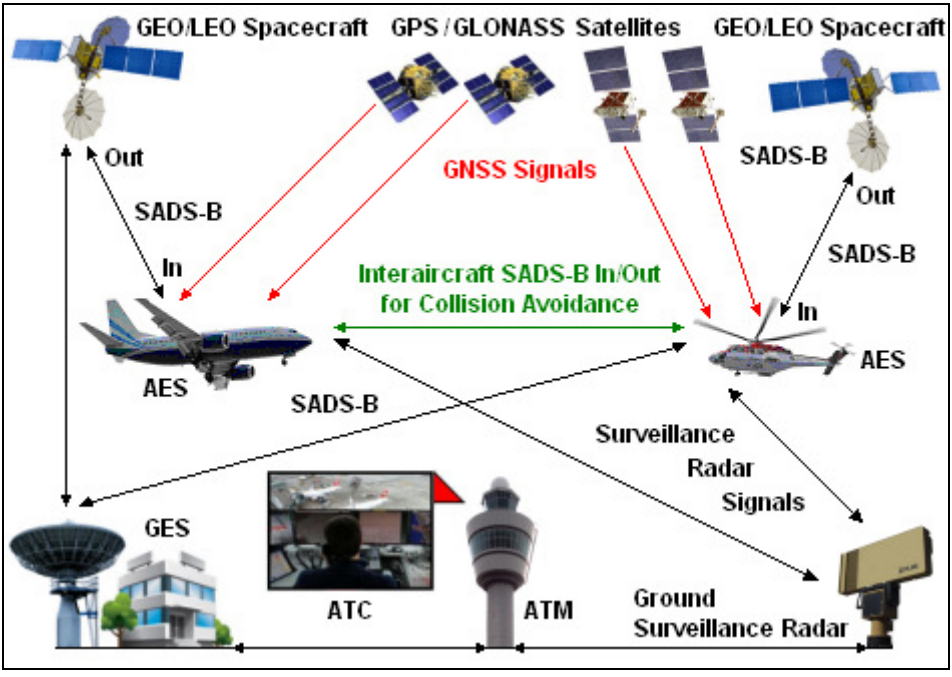


Fig. 5. Aeronautical SADS-B System – Courtesy of Book: by Ilcev [2]

In addition, AES can receive signals from Ground Surveillance Radar and SADS-B can provide in and out links for exchange PVT data for collision avoidance between aircraft flying in GEO or LEO satellite coverage [1, 10, 11, 12].

5. Conclusions

Without consideration of the main subject of ICAO FANS, the best solution will be the establishment of Future GADDS separately, more effective and similar to a current GMDSS of IMO. Thus, the GADSS network needs integration of satellite and radio networks, in which can be included Inmarsat, Iridium and other mobile satellite networks; Cospas-Sarsat LEOSAR, MEOSAR and GEOSAR networks with ELT, Personal Locator Beacons (PLB) or EPIRB radio beacons; and VHF/HF radio networks with Digital Selective Call (DSC) system. Without doubt, the new developed Global Aircraft Tracking (GAT) by Space Science Centre (SSC) at DUT, VDL, SDL, RADS-B, SADS-B and Cospas-Sarsat radio beacons have to be mandatory onboard every aircraft.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Even maritime EPIRB can be installed onboard aircraft, in case of any emergency landing, owing to engine or other troubles, or to use as well as ELT with floating possibilities. Following this situation, the SAR procedure for aircraft floating on the sea's surface has to be same as for ships in distress.

In any event, the development of new missions for GADSS has to be led by the ICAO and supported by other communities and researchers involved in AMSC services, including Inmarsat, Iridium and Cospas-Sarsat satellite systems. Without the new GADSS integrated mission of radio and satellite CNS systems, all other solutions, technology transfers, innovations and technical implementations will not be complete and successful.

References

[1] Ilcev D. St., "Global Mobile Satellite Communications for Maritime, Land and Aeronautical Applications", Theory and Applications, Volume 1 and 2, Springer, Boston, 2016/17.

[2] Ilcev D. St., "Global Aeronautical Communications, Navigation and Surveillance (CNS)", Theory and Applications, Volume 1 and 2, AIAA, Reston, 2013.

[3] Group of Authors, "Global Aeronautical Distress and Safety System (GADSS), CNS System, Durban, 2002.

[4] Ilcev D. St., "Global Aeronautical Distress and Safety System (GADSS)", DUT, Durban, 2011.

[5] Calcutt D. & Tetley L., "Understanding GMDSS", Edward Arnold, London, 1994.

[6] Forssell B., "Radionavigation Systems", Artech House, Boston-London, 2008.

[7] Ilcev D. S., "Global Radio and Satellite CNS", DUT, Durban, 2014.

[8] Stacey D., "Aeronautical Radio Communication Systems and Networks", John Wiley, Chichester, 2008.

[9] Del Re E. & Ruggieri M., "Satellite Communications and Navigation Systems", Springer, New York, 2008.

[10] Myron K. & Fried W. R., "Avionics Navigation Systems" Wiley, 1997.

[11] Prasad R. & Ruggieri M., "Applied Satellite Navigation Using GPS, GALILEO, and Augmentation Systems", Artech House, Boston, 2005.

[12] Kaplan E.D. "Understanding GPS Principles and Applications", Artech House, Boston, 1996.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Development of Global Aircraft Tracking (GAT) System

Ilcev D.S
Durban University of Technology (DUT)
PO Box 1334, Durban, South Africa
ilcev@dut.ac.za

Abstract: *This paper describes Global Aircraft Tracking (GAT) system proposed in 2014 to the International Civil Aviation Organization (ICAO) by author of this article as only solution for reliable global tracking of missing and hijacking aircraft in any real time and space. The GAT device as an integration of GPS/GNSS Receiver and Satellite Transceiver is programmed to send Position, Velocity and Time (PVT) and other data via Geostationary Earth Orbit (GEO) Inmarsat or Leo Earth Orbit (LEO) Iridium satellite constellations to the Ground Earth Stations (GES), Terrestrial Telecommunication Network (TTN) and ground Tracking Control Station (TCS). The ground TCS is the brain of the GAT network, which is receiving, processing and memorizing all PVT and other data sent by an aircraft. The TCS cites will have like radar display to indicate position of all aircraft in certain Flight Information Region (FIR). In case of any aircraft incident TCS will provide PVT data about certain aircraft in distress to be found by the Search and Rescue (SAR) forces in any real time and space of about 2 - 3 days and in range of few hundred mails. The GAT unit has to be fully independent of the pilot actions, power supply and other navigation and communication equipment in the cockpit. The GAT message has to include the airborne equipment identifier (aircraft ID), PVT data with altitude and the date/time of the transmission.*

Keywords: *GAT, PVT, GEO, LEO, TTN, TCS, SAR, GPS, GLONASS, CNS, Inmarsat, Iridium, SAT, GMT*

1. Introduction

Global Navigation Satellite Systems (GNSS) are represented by fundamental solutions for Position, Velocity and Time (PVT) data of the US GPS and Russian GLONAS military systems, which suffer from particular weaknesses that render them unsuitable for use in modern transportation state affairs as sole solutions for positioning, tracking and detecting of military and civilian mobile asserts. Thus, a major goal of the near-universal use of GNSS systems is their integration with satellite communication systems, which very small units will be able to improve tracking and positioning facilities of mobile personnel and assets, such as ships, ground vehicles and aircraft. As a result of

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

these efforts, new tracking technologies have been projected and developed to utilize Communication, Navigation and Surveillance (CNS) solutions and services for enhanced traffic control and management of mobile personnel and assets. Received tracking data by GPS or GLONASS (GNSS) Receiver (Rx) of personnel or mobile assets can be sent via Geostationary Earth Orbit (GEO) or Non-GEO spacecraft. All mobiles and personnel require far more sophistication of new Satellite Asset Tracking (SAT) than standalone GPS or GLONAS positioning systems. Thus, it is proposed Global Mobile Tracking (GMT) system as integrated configuration in one SAT device containing small GPS or GLONASS receivers and mini GEO and Non-GEO satellite transceivers with adequate antennas **[1, 2].**

2. Global Mobile Tracking (GMT) Equipment and Networks

The mobile GMT is system employing the GNSS subsystem of US GPS and Russian GLONASS to provide free of charge Position (PTV) data to different mobile civilian or military assets. This PTV data can receive ships, land vehicles and aircrafts via onboard GPS/GLONASS Rx integrated with satellite transceiver subsystem. Then the Satellite Transceiver (Rx/Tx) is providing frequently transmissions of PTV data via GEO or Non-GEO spacecraft through Ground Earth Station (GES) and Internet to the Control and Operations Centres.

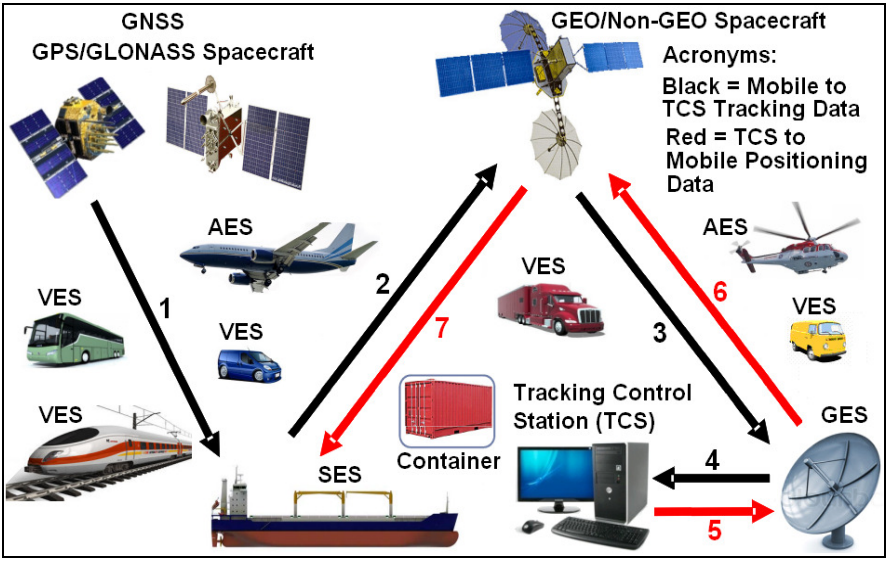


Fig. 1. Package of GMT Satellite Network – Courtesy of Manual: by Ilcev [2]

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

In Figure 1 is depicted space, user and ground segments of GMT network. The space segment is formed by GNSS and GEO/Non-GEO satellite constellations. The GNSS subsystem is formed by the GPS or GLONASS exsisiting GNSS-1 networks, which can be also integrated with GNSS-2 network, such as the existing Chinese Compass (BeiDou) and European timely Galileo project. All Ships Earth Stations (SES), Ships Containers, Vehicle Erath Station (VES) and Aircraft Earth Stations as Users Segment, are receiving GNSS-1 signals by onboard GPS or GLONASS Rx (1). Onboard satellites transceiver is sending PVT and other data (2) via GEO or Non-GEO satellites (3) to the Ground Earth Stations (GES). Uisng TTN or Intenrt GES is forwrding PVT message (4) to the Tracking Control Stations (TCS).

This communication space segment can be composed by GEO Inmarsat, LEO Iridium, Globalstar or Orbcomm and Medium Earth Orbit (MEO) O3b mobile satellite communication networks. The ground segment can be composed by TCS sites with antenna systems, Control and Operations Centres. The TCS sites can be connected to Ship Traffic Control (STC), Container Control, Vehicle Traffic Control (VTC) or Air Traffic Control (ATC). With regards to the ships and aircraft in distress, TCS sites have to be connected to SAR stations.

In Figure 1 is also presented opposite directions of messages for enhanced collision avoidance of ships and aircraft. Namely, in the processor of TCS sites are memorized the PVT data of all ships or aircraft in certain area. The PVT data reporting can be sent by TCS sites (5) via GES terminal to the GEO or Non-GEO satellites (6) to the users (7). Besides, ship captain or aircraft pilot can also provide polling of PVT data from TCS processor. In addition, shipping companies can get info about position of their containers and road or rail vehicles can be better managed with received PVT data of all participants in the traffic [2, 3, 4].

3. Global Aircraft Tracking (GAT) System and Networks

Because of many incidents in past time without possible search and tracing of wrecks and grounded aircraft the authors of this paper are proposing new aircraft tracking and determination solutions via Radio and Satellite CNS systems known as Global Aircraft Tracking (GAT). For instance, if GAT equipment was fixed in Air France aircraft crashed in 2009 over Atlantic, SAR forces should find the wreck in few days and in area of maximum 100 miles, instead in 2 years and in area about 2,000 - 3,000 miles. In such a way, the

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

GAT system will provide solutions for the global identification and tracking of aircraft in any real time and space.

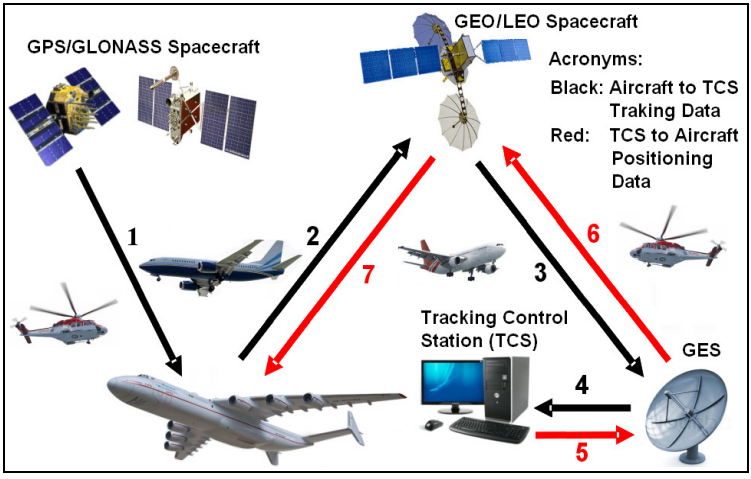


Fig. 2. Package of GAT Network – Courtesy of Manual: by Ilcev [2]

The GAT system works in the same way as the GMT netwrk, namely their space and ground segments are the same, while the users segment consisted only by airplanes and helicopters. The scenario of GAT system is functioning by employing the GNSS subsystem of US GPS and Russian GLONASS to provide free of charge Position (PTV) data to different users at sea, on the ground and in the air. This PTV data can receive ships, land vehicles and aircrafts via onboard GPS/GLONASS Receivers (Rx) and used in navigation purpose, shown in Figure 2. If GPS/GLONASS Rx is integrated with Satellite Transceiver (RC/Tx) in an integrated unit with both antennas known as SAT, it will be possible to provide frequently transmission of PTV data via GEO or LEO spacecraft through GES and Internet to the TCS. Therefore, same as GMT network, GAT system is providing uplink of aircraft to TCS tracking data (black lines) and downlink TCS to aircraft positioning data (red lines).

The PDC facilities should store all incoming GAT information received from aircraft and distributed this data to different users according to the GAT Data Distribution Plan (DDP). Otherwise, the PVT data users can be airways companies, ATC and ATM stations, regional SAR forces and any aircraft flying in area of certain TCS for purpose of enhanced collision avoidance. Therefore, the GAT unit is presenting digital transmission system that provides

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

automatically messaging or reporting of PTV data and polling data from TCS as well.

Furthermore, the GAT unit onboard aircraft will be able to receive PVT data of all aircraft flying in certain area and be used for enhanced collision avoidance. The GAT receiver unit can be connected to the special display with keyboard in cockpit showing PTV data of all adjacent airplanes during flight. As stated earlier, all operations of GAT transceiver are automatic, so cannot be controlled by pilot or any operator at all, but it can be connected to laptop or palmtop, so pilot will be able to send own PTV report to TCS and to receive or poll data in return. This solution is also very important tool during extremely bad weather conditions, thunderstorms and very poor visibility.

The TCS is de facto brain of the GAT system, which is receiving PVT and other data sent by GAT units from GES via Inmarsat or Iridium satellites, and then its Processing Data Centre (PDC) is processing and memorizing this data. The TCS units have to be distributed in each FIR or smaller flight arrears and to be connected to nearest ATC/ATM. The TCS terminal will display all processed GAT data on like radar display showing position of all aircraft in certain flight area. In case of any incident, TCS terminal will send all necessary particulars about certain aircraft in distress or emergency to the SAR forces, which will find it in few days and in radius of several tenths of nautical miles. Therefore, by implementing GAT devices and service, in the future will be not possible to have situation similar as Air France and Malaysian aircraft anymore [2, 5, 6].

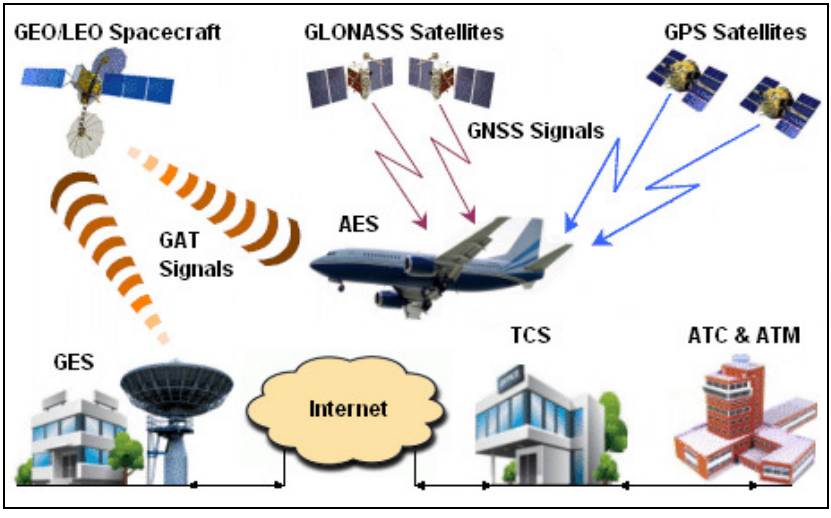


Fig. 3. Aeronautical GAT System for GADSS Network – Courtesy of Book: by Ilcev [4]

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Global Aircraft Tracking (GAT) Project

The need to develop an adequate GAT system is a very important issue because presently there is not some applicable and reliable avionic system that can perform tracking and detection of missing or hijacked aircraft. The currrent ACARS and new developed ADS-B are not able at to carry out this serious task and functions. The innovative GAT is better than ACARS and ADS-B because is discrete, independent and has own power supply. In fact, the GAT unit has to be installed onboard aircraft secretly, i.e. discrete, and in such a way to protect accidental or forced shutdown of the device as a whole. The GAT unit is always ON and programmed to receive GPS or GLONASS data and to transmit Short Burst Data (SBD) message via satellite and GES to the PDC unit of TCS. In any emergency or distress situation, TCS will send PVT data of aircraft to SAR forces, which than will participate in SAR operations.

Right now, there is a similar system developed by the International Maritime Organization (IMO). In fact, the Long Range Identification and Tracking (LRIT) as new compulsory system onboard ships established by IMO on 19 May 2006, as good solution for global ships tracking worldwide. However, before that, author of this book in 2000 proposed to IMO his Global Ship Tracking (GST) as better detecting solution and with more convenient designation than LRIT. Namely, the additional nomination problem for LRIT is that in satellite meteorology already existed synonym Low Rate Information Transmission (LRIT).

As stated at the beginning of this chapter, earlier in 2000 author of this book proposed to ICAO for the first time an unique project known as Global Aircraft Tracking (GAT). This project is the best and only solution for aircraft tracking in real time and space, which functional diagram is illustrated in Figure 3.

In the same way as maritime GST network, an aircraft in flight is receiving GNSS Signals from GPS or GLONASS spacecraft by its GAT equipment and then is sending PVT and other data as GAT Signals to TCS via GES and TTN/Internet. The TSC unit is connected to ATC and ATM terminals for eventual coordination in SAR, tracking and collision avoidance. Thus, the PVT data of GAT signals as messages include the airborne equipment identifier, altitude, positioning PVT data of latitude and longitude including the date and time of the transmission. In addition, the GAT system has to specify that flag States should ensure a minimum of 30 to 60 GAT messages daily per hour are sent, though the frequency of messages can be changed to a minimum of once every 5 minutes through an user request [4, 6, 7, 8].

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

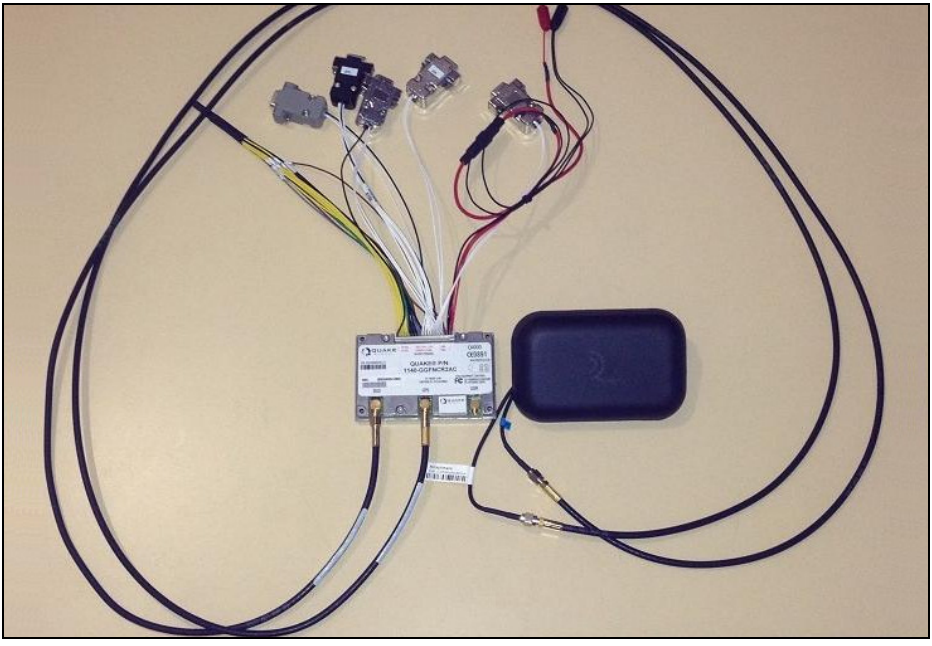


Fig. 4. Airman GAT Device for GADSS Network – Courtesy of Manual: by Ilcev [7]

The GAT system has to develop three segments: Space, Users and Ground, and to provide complete GAT Network. Thus, GAT messages can be sent via Inmarsat and Iridium (if aircraft is flying over the North Pole) communications satellite. The Ground infrastructure components are GES terminals with antenna system, Internet or TTN and TCS with PDC, while users are all type of commercial aircraft and helicopters.

The integrated GAT unit can be installed in any small or different longhoul jets and rotarywing aircraft without any additional software to upgrade of an existing system and does not need modification of ground and/or satellite equipment. In fact, GAT unit with antenna is totally new aircraft hardware with firmware and has to be installed discrete below fuselage together with batteries, charger and interfaced to onboard powers supply. The Space Science Centre (SSC) at DUT leaded by author of this book has complete GAT installation for a trial and is looking for interested companies and individuals for collaboration.

The GAT device is a dual mode solution that is ready for global use, which is designed to communicate with terrestrial cellular network systems when a cell signal is available, and to slide seamlessly into its back-up mode and communicate with a satellite system when a cell signal is not available.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Besides this advanced modem functionality, this unit has additional processing power, memory and I/Os that allow sophisticated customer applications to run within the modem. Using an integrated power regulator, the GAT device is designed to operate over a 6-32 volt input range. It has been specifically designed to meet the requirements of mobile environments and supports communication over a mobile (aircraft) bus using SAE J1939 standards. These features make this unit an ideal stand-alone solution for a large variety of mobile applications including ships, vehicles, aircraft transportation, oil and gas and heavy equipment markets.

In Figure 4 is depicted the GAT device connected to the GPS/Iridium antenna. On the left side of the GAT device it is possible to see the interface for the Iridium satellite transceiver that connect antenna through the cable. The middle interface connects the GPS antenna with the GPS receiver inside the GAT device. The right inreface can be used to connect to the GSM transceiver via optional cable to the optional GSM antenna. However, inside black antenna fiberglass box there are GPS and transceiver antennas, which are connected with cables to the GAT device. The red cable is connecting power supply via batteries and charger. In such a way, battery charger can be connected to aircraft any mobile power generator [6, 7, 9, 10].

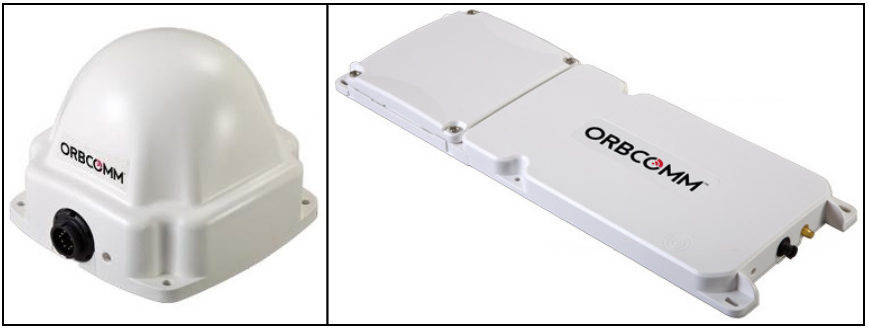


Fig. 5. Inmarsat-IDP GMT System – Courtesy of Manual: by Orbcomm [9]

The GAT system is project of SSC integrating GPS receiver and Iridium, Inmarsat or any Satellite transceiver with both antennas installed onboard aircraft. The tracking unit has to be installed discrete to protect accidental or forced shutdown of the tracking device. It will have both power supplies from aircraft engine or long term batteries, so if the power supply is disconnected by accident or by force the tracking unit will continue to work sending PVT and other data via adequate satellite, GES and TTN/Internet to the TCS terminal. This unit is fully independent of the pilot actions and other navigation and

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

communication equipment in the cockpit. In such a way, the discrete installed GAT unit will be able to send information even if aircraft is hijacked by terrorist group. The GPS Receiver/Satellite Transceiver unit with both antennas has to be installed below top fuselage inside metal waterproof box with antenna situated behind transparent and very strong plastic plate for smooth transmissions of radio signals. Using another solution is to mount both antennas anywhere along the top of the aircraft fuselage.

The Inmarsat system is able to cover all transmissions of GAT transmitter via 3 Inmarsat GEO satellite constellations with coverage up to 75^0 North and South latitude. Purchasing SkyWave company, Orbcomm satellite operator reproduced under its brand two standards that provide mobile tracking solutions. First Inmarsat IDP-690 terminal is part of IDP 600 series of GMT terminals designed low elevation-angle applications is shown in Figure 5 (Left). Second terminal shown in Figure 5 (Right) is IDP-800 dedicated to monitor trailers, containers, vessels and more with fully programmable satellite tracking enabled by GPS or GLONASS PVT data.

However, Iridium network is using intersatellite links, and in such a way is providing a real global coverage via 66 LEO satellites including both poles. This possibility is very important to cover communication facilities for international flights over North Pole. In Figure 6 (Left) is shown Quake Q4000 Tracker, in Figure 6 (Middle) is shown bolt, magneting or adhesive mount Hirschmann low profile Iridium antenna for Iridium/GPS/3G/GSM modes, and in Figure 6 (Right) is shown Quake Q-Pro Multipurpose Tracker. Otherwise the Globalstar and Orbcomm LEO satellite systems can be used for local tracking systems of small aircraft [5, 9, 11, 12].



Fig. 6. Iridium Mobile Satellite Trackers with Antenna –
Courtesy of Manuals: by Quake/Hirschmann [11, 12]

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Conclusions

There was described GAT system very important for aircraft, crew and passengers safety and security in all phase of flights. Every aircraft operators can use any system and equipment according to the ICAO regulations and cost-effective sense, but the point is to find out the best and reliable solutions for aircraft communication, tracking, determination and collision avoidance system with priorities of safety and security.

Inmarsat GEO satellite operator is only professional system providing near global coverage up to 80^0 North and South, but regards to available coverage this system and equipment can be used for any types of aircrafts and helicopters. Thus, for flights over North Pole can be used HF communication systems instead. Iridium LEO satellite operator as not professional system is providing full global coverage thanks to intersatellite links, however Globalstar and Orbcomm LEO have limited coverages. The future of aeronautical and other mobile satellite communication is combination of GEO, LEO and other orbits, like Medium Earth Orbit (MEO) and High Elliptical Orbit (HEO) in so called Hybrid Satellite Orbits (HSO), which can provide a professional service globally even over North Pole.

The ICAO, IATA and other avionic experts have to understand that GAT system using very small GPS/Satellite tracking devices is the best solution, very cost and technical effective mode for future global air tracking, detecting, safety and SAR of missing or hijacked aircraft in any real time and space. The GAT network is also one the best solution for enhanced collision avoidance across oceans, along the corridors and during approaching to airports.

References

[1] Ilcev D. St., "Global Aeronautical Communications, Navigation and Surveillance (CNS)", Theory and Applications, Volume 1 and 2, AIAA, Reston, 2013.

[2] Ilcev D. S., "Global Aircraft Tracking, Automatic Identification and Determination System", Space Science Centre, DUT, 2016.

[3] Myron K. & Fried W. R., "Avionics Navigation Systems" Wiley, 1997.

[4] Ilcev D. S., "Global Mobile Satellite Communications for Maritime, Land and Aeronautical Applications", Springer, Boston, 2005.

[5] Ilcev D. St., "Global Mobile Satellite Communications for Maritime, Land and Aeronautical Applications", Theory and Applications, Volume 1 and 2, Springer, Boston, 2016/17.

[6] Chen X., "Antennas for Global Navigation Satellite Systems", Wiley, Chichester, 2012.

[7] Ilcev D. St., "Global Aeronautical Distress and Safety System (GADSS)", DUT, Durban, 2011.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[8] Rama B., “GPS/GNSS Antennas”, Artech House, London, 2013.
[9] Orbcomm, “IDP 600 Series Satellite Modem”, Dulles, VI, 2014.
[10] EMS, “Global Tracking Solutions”, Ottawa, Canada, 2011.
[11] Quake, Q4000 Family Technical Data Sheet San Diego, CA, 2010.
[12] Hirschmann,“Low Profile Iridium/GPS Antenna”, Neckartenzlingen, Germany, 2015.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Проблемы и направления обеспечения информационной безопасности специальных информационно-телекоммуникационных систем со сложными сигналами нелинейной структуры

Снытkин И.И., Балюк А.А., Енин Н.Н.
Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М.Штеменко
г. Краснодар, 350063, Российская Федерация
alexbaluk1987@yandex.ru

Аннотация: *Приводятся результаты исследования, посвященного вопросам обеспечения информационной безопасности в информационно-телекоммуникационных системах со сложными сигналами нелинейной структуры. Показывается, что одним из обязательных условий обеспечения гарантированного уровня защиты информации в рамках модели OSI является применение средств защиты нелинейных сигнально-кодовых конструкций.*

Ключевые слова: информационно-телекоммуникационная система, информационная безопасность, кодовая рекуррентная последовательность, коды квадратичных вычетов, структурная скрытность.

1. Введение

К настоящему времени развитие в большинстве стран концепций «единого информационного пространства», «единых информационно-разведывательно-ударных систем», «сетецентрических войн» и т.д. обуславливает необходимость разработки конкретных предложений в рамках обеспечения информационной безопасности (ИБ) информационно-телекоммуникационных систем (ИТС) прежде всего специального назначения.

Теоретико-практическое развитие модели OSI привело к необходимости создания основ для обеспечения скоординированных разработок средств защиты обработки (передачи) данных, причем не только на высших уровнях эталонной модели. Так, в работах [1,2] для решения ряда вопросов обеспечения ИБ на первом (физическом) и втором (канальном) уровнях модели OSI предлагается использование сложных сигналов на основе кодовых рекуррентных последовательностей, удовлетворяющих

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

высоким требованиям по структурной скрытности. На основе анализа структурной скрытности широко используемых в настоящее время линейных рекуррентных последовательностей (ЛРП), и в частности, М-последовательностей, в работах [3,4] показывается, что хотя они в большинстве своем и обладают хорошими корреляционными свойствами, однако, не отвечают предъявляемым требованиям по скрытности, а именно: М-последовательности существуют для ограниченного числа длительностей $L = 2^n - 1$, где n=2,3,…; имеют небольшую мощность кодирования, определяющую число возможных различных последовательностей при некоторой фиксированной длительности L; обладают низкой структурной скрытностью вследствие наличия алгоритма Берлекэмпа-Месси раскрытия их структуры. Данное обстоятельство является важной проблемой в обеспечении ИБ ИТС.

Направлением решения данной проблемы является применение существующих в простых $GF(p)$ и расширенных $GF(p^n)$ полях Галуа нелинейных рекуррентных последовательностей (НЛРП): кодов квадратичных вычетов, характеристических кодов, кодов Якоби, Холла, Зингера, – а также систем производных и составных НЛРП.

НЛРП существуют для значительно большего числа длительностей, по сравнению с ЛРП, а именно с шагом $\Delta L \to 1$, мощность кодирования НЛРП намного больше, чем у ЛРП, а ввиду отсутствия алгоритмов раскрытия структуры НЛРП, считается, что они абсолютно не раскрываемы [3].

В то же время, безусловно, что при планируемом широком применении НЛРП вместо ЛРП задачи «структурного» подавления систем с НЛРП будут актуализироваться, что представляет собой очередную проблему в обеспечении ИБ. Разработка такой процедуры – и есть следующее актуальное направление в рамках обеспечения ИБ ИТС.

2. Исследование структурных свойств НЛРП

Известно, что знание свойств и закономерностей тонкой внутренней структуры (ТВС) последовательностей – и есть «ключ» к построению алгоритмов раскрытия их структуры. Следовательно, разработку указанного второго направления целесообразно начать с анализа структурных свойств НЛРП, и в частности, с их важнейшего представителя – кодов квадратичных вычетов (ККВ), лежащих в основе построения большинства типов НЛРП. Построение ККВ базируется на использовании двузначного характера мультипликативной группы простого поля $GF(p)$, с длительностью

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

L=p и правилом построения в терминах характеров: $\mu = \{\mu_i : i = 0,1,..,p-1\}$, $\mu_0 = 0$, $\mu_i = \psi(a_i) = \psi(i)$, $i \neq 0(\mathrm{mod}\, p)$ [5].

Ниже рассматриваются установленные авторами свойства и закономерности ТВС ККВ, положенные в основу алгоритма раскрытия структуры.

1. Мультипликативность ТВС

Известно, что если i – номер элемента поля $GF(p)$, то любой элемент – число a_i простого поля $GF(p)$ может быть вычислен через предыдущий элемент a_{i-1} и первообразный элемент θ согласно рекуррентного соотношения $a_i = a_{i-1} \bullet \theta(\mathrm{mod}\, p)$ [3]. Таким образом, решение задачи формирования ККВ связано с реализацией данного соотношения и вычисления характеров $\psi(a_i)$ элементов a_i мультипликативной группы поля $GF(p)$. А ввиду того, что значение характера $\psi(a_i)$ элемента a_i мультипликативной группы поля $GF(p)$ не зависит от выбранного первообразного элемента θ [5], то для раскрытия структуры ККВ достаточно определить простое число p, значение которого будет равно, во-первых, количеству элементов поля $GF(p)$, а во-вторых, длительности L данного кода.

2. Взаимная мультипликативность неделимых символов ТВС

Учитывая, что схема произведения квадратичных вычетов и невычетов аналогична схеме сложения для «четного и нечетного» [6], то для любых элементов μ_i ККВ всегда будет выполняться: если $\mu_i = 1$ и $\mu_j = 1$, то $\mu_{i \bullet j} = 1$; если $\mu_i = 1$ и $\mu_j = 0$, $j \neq 0$ то $\mu_{i \bullet j} = 0$; если $\mu_i = 0$ и $\mu_j = 0$, $i, j \neq 0$, то $\mu_{i \bullet j} = 1$. Следовательно, для того чтобы полностью восстановить структуру данного кода необходимо и достаточно знания тех его элементов μ_i, номера i которых соответствуют простым числам.

3. Квадратичная взаимность неделимых символов ТВС

Символы μ_q (q – простое число) ККВ находятся в зависимости в соответствии с важнейшей теоремой теории чисел, которая называется квадратичным законом взаимности и формулируется как [6]: если p и q – простые нечетные, то $(q/p) = (-1)^{\frac{p-1}{2} \bullet \frac{q-1}{2}} (p/q)$. Следовательно, значение числа p (количество элементов поля $GF(p)$) должно удовлетворять хотя бы одному из соотношений $p \equiv \{a_j\} (\mathrm{mod}\, q)$, где $\{a_j\}$ – квадратичные вычеты (при $\mu_q = 1$) или невычеты (при $\mu_q = 0$) по модулю q (если хотя бы одно из чисел p или q формы 4x+1 и наоборот, если оба числа p и q формы 4x+3).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Алгоритм раскрытия структуры ККВ

На рисунке 1 представлена схема разработанного алгоритма для раскрытия структуры ККВ (L=p=4x+1, x=1,2,...).

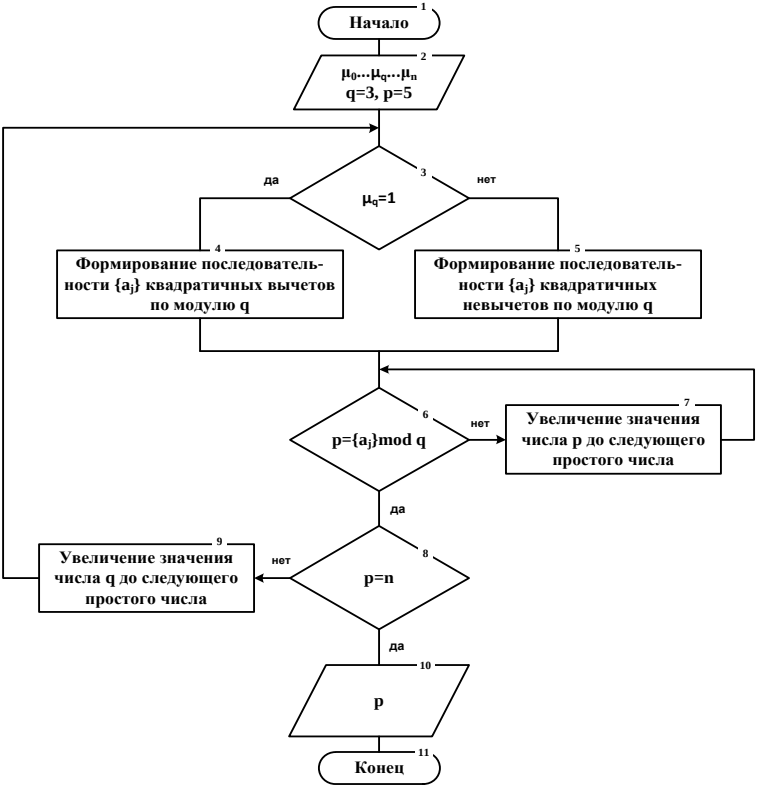


Рис. 1. Схема алгоритма для раскрытия структуры ККВ (L=p=4x+1)

Оценка структурной скрытности ККВ по методике, изложенной в [3], показывает, что при использовании разработанного алгоритма структурная скрытность ККВ уже не является абсолютной (график на рис. 2).

Для повышения скрытности нелинейных сигнально-кодовых конструкций на базе ККВ необходимо, во-первых, уменьшать степень взаимозависимости элементов последовательностей, а во-вторых, увеличивать арсенал сменных параметров последовательностей фиксированных длительностей.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

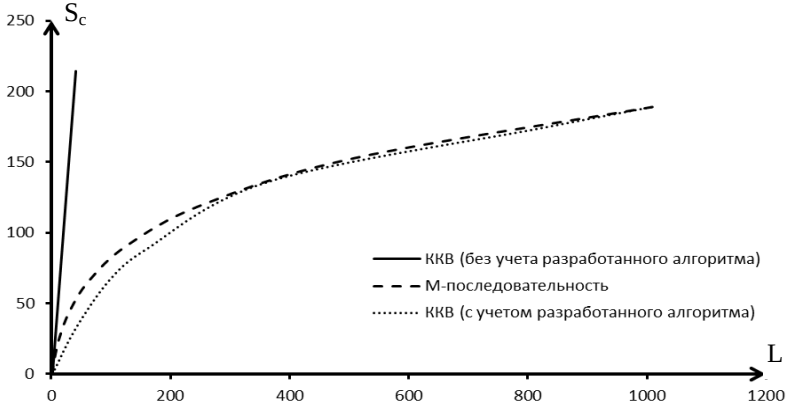


Рис. 2. График зависимости структурной скрытности S_c ККВ и М-последовательности от длительности L последовательностей

4. Заключение

Разработанный математический и программно-алгоритмический аппарат раскрытия структуры ККВ позволяет судить о потенциальной возможности раскрытия структур любых видов НЛРП. В интересах обеспечения информационной безопасности специальных ИТС необходимо применение средств защиты нелинейных сигнально-кодовых конструкций.

Список литературы

[1] Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: изд-во «Радио и связь», 1985. – 384 с.

[2] Сныткин И.И., Спирин А.В., Сныткин Т.И. Модель сетевых помех и ошибок на первом (физическом) уровне пакетных радиосетей при использовании широкополосных шумоподобных сигналов в виде фазоманипулированных псевдослучайных последовательностей//Научно-технический журнал «Нелинейный мир» № 3, т. 11, 2013 г. – с. 186-191.

[3] Сныткин И.И. и др. Структурная математическая модель процесса передачи информации на сетевом уровне пакетных радиосетей в условиях РЭБ и информационного противоборства // Международный научно-технический журнал «Успехи современной радиоэлектроники» №4: Изд-во «Радиотехника», 2016, – с. 53-60.

[4] Сныткин И.И., Спирин А.В., Сныткин Т.И. Теоретическая концепция генерирования нелинейных рекуррентных последовательностей на основе использования регистров сдвига. // Международный научно-технический журнал «Нелинейный мир», № 8, т. 11, 2013. – с. 531-539.

[5] Свердлик М.Б. Оптимальные дискретные сигналы. – М.: изд-во «Советское радио», 1975. – 200 с.

[6] Хассе Г. Лекции по теории чисел. – М.: изд-во Наука, 1953. – 528 с.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Оценивание параметров дважды стохастических моделей изображений при подгонке на основе имеющихся наблюдений

[1]Васильев К.К., [1]Дементьев В.Е., [1]Андриянов Н.А.
[1] *Ульяновский государственный технический университет*
г. Ульяновск, 432027, Российская Федерация
nikita-and-nov@mail.ru

Аннотация: *В статье представлены алгоритмы оценивания параметров дважды стохастических моделей изображений, исследуется эффективность оценивания. Приводятся результаты сравнения теоретических расчетов и полученных практических значений. Особое внимание уделяется методам псевдоградиентного оценивания внутренних параметров модели. Рассмотрены случаи использования авторегрессионных и дважды стохастических моделей. Показано, что псевдоградиентные процедуры обеспечивают эффективную оценку при приемлемом быстродействии.*

Ключевые слова: дважды стохастические модели, оценивание параметров, псевдоградиентные процедуры, статистические модели изображений, случайные поля, случайные последовательности.

1. Введение

При проектировании аэрокосмических систем часто возникает задача наработки материала. Таким материалом могут являться реализации различных моделей изображений [1—2]. При этом известные авторегрессионные модели случайных полей (СП) не обеспечивают адекватного описания неоднородных изображений. В связи с этим были предложены дважды стохастические модели СП и последовательностей [3—7]. Удобным свойством их исследования является возможность обобщения результатов, полученных для одномерного случая, на многомерные СП.

Очевидно, что имитируемый материал будет различаться в зависимости от параметров модели. Таким образом, для проектирования аэрокосмических систем требуется выделить соответствия между параметрами модели и типами изображений, для описания которых такая модель наилучшим образом подходит. Например, сигналы с медленным изменением во времени не могут быть описаны моделями с малыми коэффициентами корреляции. Однако задача составления таблиц соответствий типов изображений и набора параметров не может быть решена однозначно. Дейст-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

вительно, при реализации моделей могут получаться совершенно различные изображения. Более того, задача перебора параметров, моделирования изображений и их визуального анализа на принадлежность к какому-либо типу требует достаточных вычислительных затрат.

В связи с вышесказанным актуальной представляется задача оценивания параметров модели по имеющемуся изображению. Так, например, может быть произведена выборка изображений типа "лес", для которых выполняется оценивание параметров различных моделей. Таким образом, возникает задача разработки алгоритмов идентификации параметров моделей, решение которой на первом этапе необходимо проверять не по реальным данным, а по имитируемому материалу, для которого эти параметры заранее известны.

В настоящей статье рассматривается алгоритм идентификации параметров дважды стохастических моделей СП, основанный на применении процедур псевдоградиентного (ПГ) оценивания.

2. Авторегрессионная и дважды стохастические модели

Рассмотрим формирование дважды стохастической модели СП на базе авторегрессионной модели. Классическая регрессия с постоянными коэффициентами корреляции широко используется в научных исследованиях. Однако постоянные коэффициенты не позволяют описывать реальный спутниковый материал, отличающийся пространственной неоднородностью. Действительно, чтобы имитируемое изображение было похоже на реальное, его формирование на многомерной сетке не может осуществляться в каждой точке по одному и тому же закону. Поэтому так актуальна проблема динамизации регрессионных моделей. Одним из подходов по обеспечению такой динамизации является рекуррентное изменение параметров модели.

Рассмотрим процесс формирования изображения, основанный на следующих трех этапах. На первом этапе создается кадр однородного СП (базовое СП). Далее значения СП в полученном кадре $\wp$ преобразуются в совокупность корреляционных параметров $\left\{\rho_{\bar{j}}, \quad \bar{j} \in (j_1,...,j_M)\right\}$, где M - размерность формируемого изображения. Эти параметры характеризуют величины связи текущего пикселя моделируемого изображения с соседними элементами изображения. Затем формируется изображение как модель СП с изменяющимися корреляционными параметрами $\rho_{\bar{j}}$.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Для формирования кадров базового СП возможно использование различных моделей СП. Возьмем, например, реализацию двумерного СП $X = \{x_i, \bar{i} \in \Omega\}$, полученного с помощью АР модели первого порядка. Ее использование обусловливает необходимость предварительного формирования двух базовых СП, значения яркости одного из которых будут преобразованы в совокупность корреляционных параметров $\{\rho_{xij}, i = \overline{1, M_1}, j = \overline{1, M_2}\}$, а значения яркости другого, соответственно, в совокупность корреляционных параметров $\{\rho_{yij}, i = \overline{1, M_1}, j = \overline{1, M_2}\}$:

$$\begin{aligned} \rho_{xij} &= r_{1x}\rho_{x(i-1)j} + r_{2x}\rho_{xi(j-1)} - r_{1x}r_{2x}\rho_{x(i-1)(j-1)} + \xi_{xij}, \\ \rho_{yij} &= r_{1y}\rho_{y(i-1)j} + r_{2y}\rho_{yi(j-1)} - r_{1y}r_{2y}\rho_{y(i-1)(j-1)} + \xi_{yij}, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\{\xi_{xij}\}$ и $\{\xi_{yij}\}$ – двумерные СП независимых гауссовских СВ с нулевыми средними и дисперсиями $M\{\xi_{xij}^2\} = (1-r_{1x}^2)(1-r_{2x}^2)\sigma_{\rho_x}^2$ и $M\{\xi_{yij}^2\} = (1-r_{1y}^2)(1-r_{2y}^2)\sigma_{\rho_y}^2$; $\sigma_{\rho_x}^2 = M\{\rho_{xij}^2\}$, $\sigma_{\rho_y}^2 = M\{\rho_{yij}^2\}$.

Выбор способа преобразования значений яркости в совокупность корреляционных параметров позволяет контролировать значения ковариационной функции изображения, что делает возможным моделировать СП, близкие по своим корреляционным свойствам к реальным спутниковым снимкам.

Условная схема способа моделирования изображения с изменяющимися корреляционными свойствами, использующего для формирования СП модель первого порядка, показана на рис. 1.

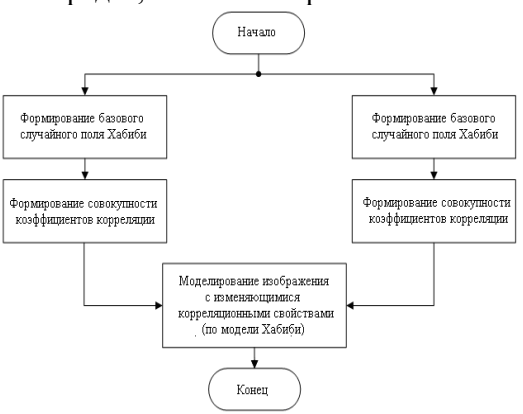


Рис. 1. Условная схема способа моделирования изображения с изменяющимися корреляционными свойствами на основе АР модели первого порядка

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Таким образом, предложена модель изображений с изменяющимися параметрами, способная адекватно описывать неоднородный материал.

3. Алгоритм псевдоградиентного оценивания

Идея построения оценок с помощью ПГ процедур поиска заключается в том, что в модели (1) постоянные корреляционные параметры $r_{1x}, r_{2x}, r_{1y}, r_{2y}$ характеризуют скорость изменения переменных корреляционных параметров. Идентификация математических ожиданий и дисперсий не вызывает сложностей. Однако определение параметров $r_{1x}, r_{2x}, r_{1y}, r_{2y}$ достаточно непростая задача. Учитывая вышеизложенный факт о скорости изменения параметров используем следующий алгоритм оценивания.

Рассмотрим следующую простейшую дважды стохастическую модель:

$$x_i = \rho_i x_{i-1} + \sigma_x \sqrt{1-\rho_i^2}\,\xi_i,\ i = 1,...,n, \tag{2}$$

где $\{\rho_i\}$ – совокупность коэффициентов корреляции соседних элементов на i-м шаге; $\{\xi_i\}$ – реализация независимых гауссовских случайных величин с нулевым средним $M\{\xi_i\} = 0$ и единичной дисперсией $\sigma_\xi = M\{\xi_i^2\} = 1$; n – длина моделируемого процесса.

Рассмотрим следующее выражение:

$$\begin{aligned} B_i &= M\{(\tilde{\rho}_{i-1} - \tilde{\rho}_i)^2\} = M\{(\tilde{\rho}_{i-1} - r\tilde{\rho}_{i-1} - \sigma_\rho\sqrt{1-r^2}\varsigma_i)^2\} = M\{(\tilde{\rho}_{i-1}(1-r) - \sigma_\rho\sqrt{1-r^2}\varsigma_i)^2\} = \\ &= M(\tilde{\rho}_{i-1}^{\,2})(1-r)^2 + \sigma_\rho^{\,2}(1-r^2) = \sigma_\rho^{\,2}((1-r^2) + (1-r)^2) = \sigma_\rho^{\,2}(1-r)(1+r+1-r) = 2\sigma_\rho^{\,2}(1-r) \end{aligned} \tag{3}$$

Пусть $B = \sum_{i=2}^{n-1} B_i = 2\sigma_\rho^{\,2}(1-r)(n-2).$ Таким образом, $B(r)$ - монотонно убывающая функция, и для ее оценки возможно использовать следующее выражение:

$$\hat{B} = \sum_{i=2}^{n-2}\left(\frac{(x_{i-1} - \hat{m}_x)(x_i - \hat{m}_x)}{\hat{\delta}_x^2} - \frac{(x_i - \hat{m}_x)(x_{i+1} - \hat{m}_x)}{\hat{\delta}_x^2}\right)^2. \tag{4}$$

Аналогичный критерий может быть получен и для многомерного случая. Запишем условие выбора направления ПГ поиска в следующем виде:

$$\{\tilde{\rho}_{xij}\} = \min_{(\hat{B}_1 - B_{01})^2 + (\hat{B}_2 - B_{02})^2}\left(a_x \quad b_x \quad c_x \quad d_x \quad e_x \quad f_x \quad g_x \quad h_x \quad k_x\right),$$

$$\{\tilde{\rho}_{yij}\} = \min_{(\hat{B}_1 - B_{01})^2 + (\hat{B}_2 - B_{02})^2}\left(a_y \quad b_y \quad c_y \quad d_y \quad e_y \quad f_y \quad g_y \quad h_y \quad k_y\right),$$

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где $a_x - k_x$ - перебор по всем возможным изменениям корреляционных параметров СП $\{\widetilde{\rho}_{xij}\}$, $a_y - k_y$ - перебор по всем возможным изменениям корреляционных параметров СП $\{\widetilde{\rho}_{yij}\}$, при этом для каждой пары параметров реализуется СП $\widetilde{x}_{ij}$, на основе которого считаются статистики $\hat{B}_1 = \frac{1}{M(N-2)} \sum_{j=1}^{M} \sum_{i=2}^{N-1} \left(\frac{\widetilde{x}_{i,j}\widetilde{x}_{i+1,j}}{\hat{\sigma}_x^2} - \frac{\widetilde{x}_{i-1,j}\widetilde{x}_{ij}}{\hat{\sigma}_x^2} \right)^2$ и $\hat{B}_2 = \frac{1}{N(M-2)} \sum_{j=2}^{M-1} \sum_{i=1}^{N} \left(\frac{\widetilde{x}_{i,j}\widetilde{x}_{i,j+1}}{\hat{\sigma}_x^2} - \frac{\widetilde{x}_{i,j-1}\widetilde{x}_{ij}}{\hat{\sigma}_x^2} \right)^2$. Считается, что они должны быть максимально близки к аналогичным статистикам, полученным по наблюдаемому изображению.

Рассмотренный алгоритм позволяет осуществлять оценку внутренних параметров модели. На рис. 2 показаны сравнительные результаты теоретических значений статистик и их оценок с помощью ПГ для одномерного случая при единичной дисперсии основного процесса.

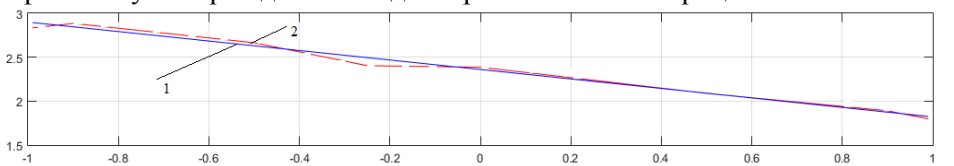


Рис. 2 Сходимость статистик при ПГ оценивании: (1) — теоретические значения, (2) — оценки

4. Применение к реальным изображениям

Применим рассмотренный ранее алгоритм к оценке параметров моделей по имитируемым сигналам. Выполним сравнение с алгоритмом оценивания в скользящем окне. Длина последовательности 80000 отсчетов. Дисперсия равна 1. Средний коэффициент корреляции равен 0. Результаты представлены в табл. 1.

Табл. 1. ПГ оценивание и оценивание в скользящем окне

r	-0.99	-0.9	-0.5	-0.25	0	0.25	0.5	0.9	0.99
ПГ	-1	-0.9	-0.48	-0.26	0.03	0.19	0.5	0.93	0.96
Скользящее окно	-0.78	-0.74	-0.3	-0.08	0.23	0.34	0.56	0.78	0.96

Анализ результатов табл. 1 показывает, что ПГ процедуры обеспечивают более эффективное оценивание. При этом для слабой корреляции достигаются максимальные выигрыши (до 5 раз).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

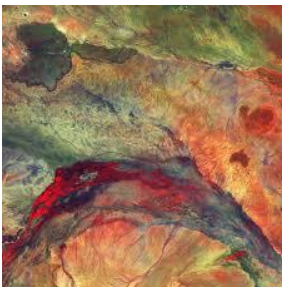


Рис. 3 Оцениваемое изображение

На рис. 3 показано реальное изображение, для которого была выполнена оценка внутренних параметров. При этом имитируемые модели после оценивания в скользящем окне и ПГ оценивания привели к дисперсиям ошибок: 0,87 — для ПГ; 1,82 — для скользящего окна. Анализ результатов показывает, что для представленного случая выигрыш ПГ алгоритма составил порядка 55%.

5. Заключение

Таким образом, в работе рассмотрена задача идентификации параметров дважды стохастических моделей СП. Получены аналитические выражения для расчета внутреннего параметра корреляции для случая одномерной дважды стохастической последовательности. Представленная идея такого расчета обобщается на двумерный случай. Предложен численный метод ПГ поиска, позволяющий существенно повысить быстродействие процедур оценивания внутренних параметров дважды стохастических моделей СП. Проведено сравнительное исследование предложенных алгоритмов идентификации параметров с оцениванием в скользящем окне. Показано, что оценивание, базирующееся на ПГ процедурах, позволяет получить более эффективные в смысле минимума дисперсии ошибки оценки.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 16-41-732027.

Список литературы

[1] Васильев К.К., Дементьев В.Е., Авторегрессионные модели многомерных изображений //Наукоемкие технологии, 2013, т.14, №15, с. 12-15.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[2] Васильев К.К., Крашенинников В.Р. Статистический анализ изображений. Ульяновск: УлГТУ. 2014. 214 с.

[3] Андриянов Н.А., Васильев К.К., Дементьев В.Е. Фильтрация дважды стохастических случайных полей // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2014. Т. 4. № 1. С. 34-36.

[4] Андриянов Н.А., Дементьев В.Е. Модели сигналов со случайными параметрами // Актуальные вопросы технических наук в современных условиях. Сборник научных трудов по итогам международной научно-практической конференции. 2015. С. 37-41.

[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] Андриянов Н.А. Краткий обзор методов обработки дважды стохастических моделей // Наука XXI века: открытия, инновации, технологии. Сборник научных трудов по материалам Международной научно-практической конференции. В 3-х частях. Часть 3. 2016. - С. 18-20.

[7] Дементьев В.Е., Андриянов Н.А. Использование дважды стохастических моделей случайных процессов и полей для описания сложных неоднородных сигналов // Актуальные проблемы физической и функциональной электроники. Материалы 19-й Всероссийской молодежной научной школы-семинара. 2016: УлГТУ, - С. 98-99.

[8] Андриянов Н. А. Псевдоградиентные процедуры в задачах оценивания параметров моделей изображений // 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь, 4 – 10 сентября 2016 г.: материалы конф. – Севастополь, 2016. – С. 2705 – 2710.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Digital processing of accelerometer signals using a pulsed neural network

Bondarev V.N., Smetanina T.I.
Sevastopol State University,
Universitetskaya,33, Sevastopol, 299053, Russian Federation
bondarev@sevsu.ru

Abstract: *We consider the problem of double integration of output signals of sea wave accelerometers with a pendulum stabilization system of the measuring axis. The synthesis of the integrators is performed on the basis of adaptive modeling using the digital model of a pulsed neural network. The supervised learning rules are proposed to search of quasi-optimal parameters of the synthesized double integrators. The results of computer simulation in the form of pulse and frequency responses of the synthesized integrators are presented.*

Keywords: *pulse neural network, supervised learning, signal processing of accelerometers.*

Цифровая обработка сигналов акселерометров с помощью импульсной нейронной сети

Бондарев В.Н., Сметанина Т.И.
Севастопольский государственный университет,
ул. Университетская, 33, Севастополь , 299053, Российская федерация
bondarev@sevsu.ru

Аннотация: *Рассматривается задача двойного интегрирования сигналов акселерометрических датчиков морского волнения с маятниковой системой стабилизации измерительной оси. Синтез интеграторов выполняется на основе метода адаптивного моделирования с применением цифровой модели импульсной нейронной сети. Предлагаются правила обучения с учителем, используемые для поиска квазиоптимальных параметров синтезируемых двойных интеграторов. Приводятся результаты компьютерного моделирования в виде импульсных и амплитудно-частотных характеристик синтезированных интеграторов.*

Ключевые слова: *импульсная нейронная сеть, обучение с учителем, обработка сигналов акселерометров.*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Introduction

The processing of output signals of the sea wave accelerometers is accompanied by need of the double integration for computing of the wave's height. However, direct integration of the accelerometer signals leads to errors under estimation of the wave parameters. These errors are due to nonzero initial conditions, drift of zero and deviation of the accelerometer measuring axis from the vertical [1, 2]. To exclude these errors, the frequency response of the double integrator has to satisfy the relation [2]:

$$|H(f)| = \begin{cases} 0, & f < F_c \\ 1/f^2, & f \geq F_c \end{cases}, \quad (1)$$

where F_c is the cutoff frequency determined by the strength of the waves and f is the frequency. The phase shift in the pass band has to be equal to $-\pi$.

It was suggested in [2] to consider the problem of developing the double integrator (satisfying formula (1)) as the problem of synthesizing a nonrecursive digital filter based on the adaptive pulse-frequency modeling method [3].

The purpose of this paper is to implement a double integrator as a configurable digital model of a pulsed neural network that allows to control the number of calculated coefficients of the desired impulse response.

Pulsed (spike) neural networks refer to artificial neural networks of the third generation [4]. Such networks use different models of pulse coding of information, for example, in the form of a frequency of pulse trains [4, 5]. Pulsed neuron models with pulse-frequency coding of information for various signal processing problems have been considered in [6–10].

2. Supervised learning of pulse neuron model with orthogonal filters

Consider the scheme for synthesizing filters in accordance with the method of adaptive modeling [3, 11]. A special feature of the scheme is the realization of an adaptive filter in the form of a serial connection of the encoding bipolar leaky integrate and fire (LIF) neuron and the model of the pulse neural element (PNE). The PNE model consists of the parallel linear filters with impulse responses $h_i(t)$, multipliers with weights (synaptic coefficients) w_i and an adder [7, 10]. The filter responses $y_i(t)$ are weighed with weights w_i and summed, forming the output signal of the model $y_m(t)$ [10]:

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$y_m(t) = \sum_{i=1}^{I} w_i y_i(t) = 1/g \sum_{i=1}^{I} w_i \sum_j \lambda^j h_i(t - t^j), \qquad (2)$$

where t is a current time, t^j is a time corresponding to the occurrence of the j-th pulse with sign $\lambda^j = \pm 1$ at the PNE input, g is the scale coefficient of the coding neuron, $h_i(t)$ are the impulse responses with duration T, I is the number of the PNE inputs.

The problem of the PNE setting up is to determine the value of the vector **w** that provides the minimum mean square of the error $e(t) = y(t) - y_m(t)$, where $y(t)$ is the desired output signal of the reference integrator.

In order to obtain a limited number of setup coefficients we approximate $h(t)$ using the generalized finite Fourier series

$$h(t, A_i) \approx \sum_{i=1}^{I} A_i \varphi_i(t), \qquad (3)$$

where $\{\varphi_i(t)\}$ is the set of known orthogonal basis functions considered on the interval $[0, T]$. Substituting (3) into (2), we obtain

$$y_m(t) = 1/g \sum_{i=1}^{I} w'_i y_i(t), \quad y_i(t) = \sum_j \lambda^j \varphi_i(t - t^j), \qquad (4)$$

where $w'_i = w_i A_i$. Since coefficients w'_i will be calculated in the PNE training process to simplify the notation we will still designate them as w_i.

When calculating the values of $y_m(t)$ at the discrete time $t_n = n\Delta t$, where Δt is the time discretization step, we obtain

$$y_m(n) = 1/g \mathbf{w}^{\mathrm{T}} \mathbf{y}(n), \qquad y_i(n) = \boldsymbol{\varphi}_i^{\mathrm{T}} \mathbf{b}(n), \qquad (5)$$

where $\mathbf{w}^{\mathrm{T}}$ is a vector of the PNE weights, $\mathbf{y}(n)$ is a vector whose elements $y_i(n)$ are the outputs of filters with orthogonal impulse responses, $\boldsymbol{\varphi}_i^{\mathrm{T}} = (\varphi_i(0), \varphi_i(1), \ldots, \varphi_i(K-1))$ is a vector of samples of the basis

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

function, $\mathbf{b}(n)$ is the sliding binary vector whose elements are equal to the signs of the PNE input pulses at the time moments t_n.

For training of the PNE model (5) a supervised learning rule in the form of Widrow-Hoff can be used [9, 10]

$$\mathbf{w}_n = \mathbf{w}_{n-1} + \mu(n)e(n)\mathbf{y}(n)/g \ , \tag{6}$$

where $\mu(n)$ is a learning rate. Rule (6) is the generalized rule, since it allows us to determine the values of the vector $\mathbf{w}^{\mathrm{T}}$ for various types of the basis functions.

Let we specify the form of the basis functions in formula (5). We will approximate $h(t)$ using the following finite Fourier series:

$$h(t) \approx \sum_{i=1}^{I} A_i 1_i(\Delta t, t),\ t \in [0, T], \tag{7}$$

where A_i are the coefficients of the series, $1_i(\Delta t, t)$ is the system of the orthogonal single-step functions [12] given on the interval $t \in [0, T]$, $\Delta t = T/I$. It follows from (4) that

$$y_i(t) = S_i(t) = \sum_j \lambda^j 1_i(\Delta t, t - t^j), \tag{8}$$

where $S_i(t)$ is the total number of pulses (taking into account their sign) that fall within the time interval $[t-(i-1)\Delta t, t-i\Delta t)$. Then, renaming A_i=w_i and substituting (8) into (6), we obtain a particular form of the PNE learning rule

$$w_i(n) = w_i(n-1) + \mu(n)e(n)S_i(n)/g. \tag{9}$$

If the time interval Δt is short and only one of the PNE input pulse falls into it, then rule (9) can be rewritten in the form

$$w_i(n) = w_i(n-1) + \mu(n)e(n)b_i(n)/g. \tag{10}$$

3. Computer simulation

Fig. 1 shows the impulse and the frequency responses of a synthesized nonrecursive filter (curve 1), which in the pass band corresponds to the double

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

integrator. The frequency response of the reference filter (curve 2) was set at 50 points uniformly distributed in the frequency range indicated in Fig. 1. The cutoff frequency was equal to F_c = 0.03 Hz. The values of the frequency response of the reference filter in the pass band were determined from expression (1), and in the suppression band were equal to 0.001. The sampling step was equal to Δt = 5.6 ms. The learning rate was set by the constant 0.00125.

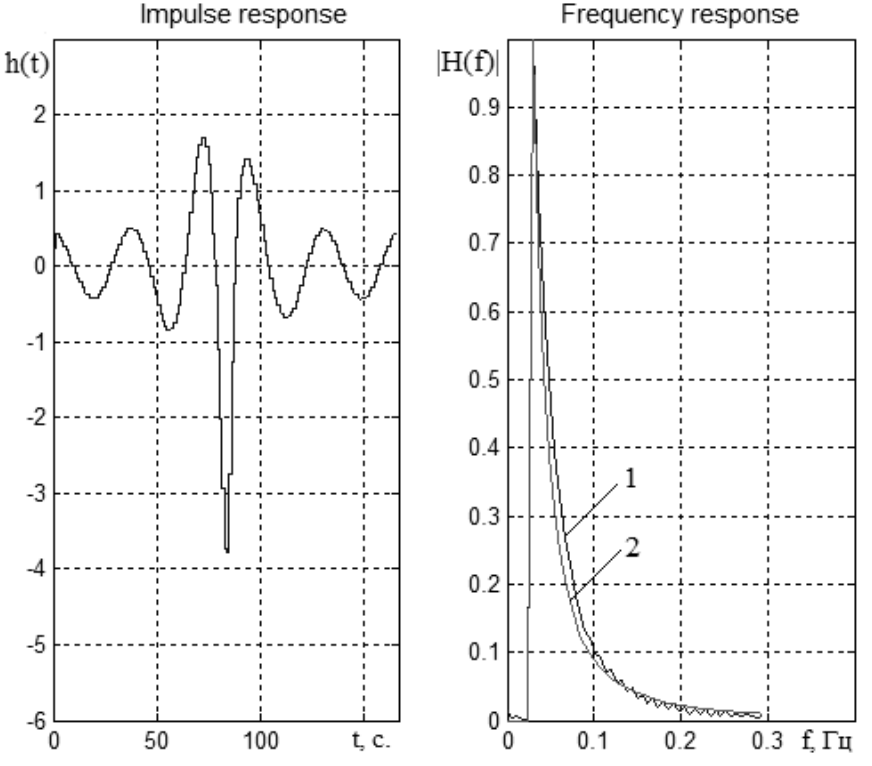


Fig. 1. Impulse and frequency responses of the double integrator.

Рис. 1. Импульсная и амплитудно-частотная характеристики двойного интегратора

4. Conclusions

The developed approach to the synthesis of digital integrators for the signal processing of accelerometric wave sensors based on digital model of a pulsed neural network is quite general and allows us to use different basis functions during synthesis.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The single-stepwise orthogonal functions used in the computer simulation are very simple in software and hardware implementation and allow to reduce considerably the number of the calculated weight factors of the PNE.

For example, in Fig. 1 the number of the calculated coefficients of the impulse response is equal to 150, which is almost 50 times less in comparison with [2]. At the same time the precision characteristics of integrators remained approximately at the same level.

The task of further research in this area can be considered a comparative analysis of the effectiveness of the various basis functions application for the synthesis of integrators.

References

[1] Matveev V.V., Pogorelov M.G. [Measuring system heave waverider buoy]. *Izvestija TulGU. Tehnicheskie nauki*, 2014, vol. 9, part 2, pp. 267-275. (In Russian).

[2] Bondarev V.N., Smetanina T.I. *Adaptivnyj sintez cifrovogo fil'tra dlja akselerometricheskogo volnografa* [Adaptive synthesis of digital filter for accelerometer wave gage]. *Sistemy kontrolja okruzhajushhej sredy*, 2015, no. 2(22), pp. 25-28. (In Russian).

[3] Bondarev V.N., Smetanina T.I. [Adaptive method of determination of coefficients of pulse-frequency digital nonrecursive filters]. *Informacionnye tehnologii i upravlenie*, 2015, vol. 1, no. 1, pp. 41-47. (In Russian).

[4] Ponulak F., Kasiński A. Introduction to spiking neural networks: information processing, learning and applications. *ActaNeurobiol Exp*., 2011, vol. 71(4), pp. 409-433.

[5] Bondarev V.N. On system identification using pulse-frequency modulated signals. EUT Report 88-E-195. Eindhoven, EUT, 1988. 82 p.

[6] Wei D., Harris J.G. Signal reconstruction from spiking neuron models. *Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems*, 2004, vol. 5, pp. 353-356.

[7] Bondarev V. N. [Application of digital model of pulse neuron for the adaptive signal filtration]. *Nejroinformatika-2015. XVII Vserossiyskaya nauchno-tehnicheskaya konferentsiya "Neyroinformatika-2015"* [Neuroinformatics-2015. Proc. of the XVII All-Russian scientific and technical conference "Neuroinformatics-2015"], Moscow, NIYaU MIFI Publ., 2015, part 2, pp. 169-177. (In Russian).

[8] Бондарев В.Н. [Pulse neural networks and their application for signal and image processing]. *Perspektivnye napravlenija razvitija otechestvennyh informacionnyh tehnologij: materialy II mezhregional'noj nauchno-prakticheskoj konferencii.* [Proc. of the II interregional scientific and practical conference "Perspective directions of development of domestic information technologies"], Sevastopol, SevGU Publ., 2016, pp. 111-112. (In Russian).

[9] Бондарев В.Н. [Training rules of pulse neuron for the adaptive signal processing]. *Nejroinformatika-2016. XVIII Mezhdunarodnaja nauchno-tehnicheskaja konferencija: sbornik nauchnyh trudov* [Neuroinformatics-2016. Proc. of the XVIII International scientific and technical conference "Neuroinformatics-2016"], Moscow, NIJaU MIFI Publ., 2016, part 2, pp. 192-202. (In Russian).

[10] Bondarev V. Vector-matrix models of pulse neuron for digital dignal processing. *Advances in Neural Networks – ISNN 2016. Lecture Notes in Computer Science*, Springer-Verlag GmbH , 2016, V. 9719, pp. 647-656. DOI: 10.1007/978-3-319-40663-3_74

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[11] Widrow B., Stearns S. [Adaptive signal processing]. Moscow, Radio i svyaz Publ., 1989. 440 p. (In Russian).

[12] Beregovenko G.Ya., Puhov G.E. *Stupenchatyie izobrazheniya i ih primenenie* [Step images and their application]. Kiev, Nauk. Dumka Publ.,1983. 216 p. (In Russian).

Список литературы

[1] Матвеев В.В., Погорелов М.Г.Система измерения вертикальной качки волномерного буя // Известия ТулГУ. Технические науки. 2014. Вып. 9. Ч.2. С. 267-275.

[2] Бондарев В.Н., Сметанина Т.И. Адаптивный синтез цифрового фильтра для акселерометрического волнографа // Системы контроля окружающей среды. 2015. №. 2(22). С. 25-28.

[3] Бондарев В.Н., Сметанина Т.И. Адаптивный метод определения коэффициентов частотно-импульсных цифровых нерекурсивных фильтров // Информационные технологии и управление. 2015. Т. 1. № 1. С. 41-47.

[4] Ponulak F.,Kasiński A. Introduction to spiking neural networks: information processing, learning and applications // ActaNeurobiol Exp. 2011. V. 71(4). P. 409-433.

[5] Bondarev V.N. On system identification using pulse-frequency modulated signals. EUT Report 88-E-195. Eindhoven: EUT, 1988. 82 p.

[6] Wei D., Harris J.G. Signal reconstruction from spiking neuron models // Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems. 2004. V. 5. P. 353-356.

[7] Бондарев В.Н. Применение цифровой модели импульсного нейрона для адаптивной фильтрации сигналов // Нейроинформатика-2015. XVII Всероссийская научно-техническая конференция: сборник научных трудов в 3-х ч. М.: НИЯУ МИФИ, 2015. Ч.2. С. 169-177.

[8] Бондарев В.Н. Импульсные нейронные сети и их применение при обработке сигналов и изображений // Перспективные направления развития отечественных информационных технологий: материалы II межрегиональной научно-практической конференции. Севастополь, СевГУ, 2016. С. 111-112.

[9] Бондарев В.Н. Правила обучения импульсного нейрона для адаптивной обработки сигналов // Нейроинформатика-2016. XVIII Международная научно-техническая конференция: сборник научных трудов в 3-х ч. М.: НИЯУ МИФИ, 2016. Ч.2. С. 192-202.

[10] Bondarev V. Vector-Matrix Models of Pulse Neuron for Digital Signal Processing // Advances in Neural Networks – ISNN 2016. Lecture Notes in Computer Science. Springer-Verlag GmbH, 2016. V. 9719. P.647-656. DOI: 10.1007/978-3-319-40663-3_74

[11] Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 440с.

[12] Береговенко Г.Я., Пухов Г.Е. Ступенчатые изображения и их применение. К.: Наук. думка, 1983. 216с.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Метод повышения информационной безопасности специальных информационно-телекоммуникационных систем на основе применения систем трансляционных нелинейных рекуррентных последовательностей

Снытkин И.И., Балюк А.А., Енин Н.Н.
Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М.Штеменко
г. Краснодар, 350063, Российская Федерация
alexbaluk1987@yandex.ru

Аннотация: *Рассматривается вопрос возможности повышения скрытности информационно-телекоммуникационных систем с нелинейными сигнально-кодовыми конструкциями на основе трансляционного усложнения их структуры. Приводятся основные категории, принципы и понятия разработанного способа трансляционного усложнения структуры нелинейных рекуррентных последовательностей.*

Ключевые слова: информационно-телекоммуникационная система, трансляционное усложнение, коды квадратичных вычетов, помехозащищенность.

1. Введение

Важной задачей в процессе создания защищенных информационно-телекоммуникационных систем (ИТС) является построение целых классов кодовых рекуррентных последовательностей (КРП), удовлетворяющих ряду требований в рамках обеспечения помехозащищенности ИТС, как комплексного свойства, объединяющего помехоустойчивость, скрытность и имитостойкость. В настоящее время в целях повышения скрытности процесса передачи данных в ИТС на смену КРП в виде линейных рекуррентных последовательностей (ЛРП) приходят нелинейные, обладающие рядом существенных преимуществ в области обеспечения указанных системных свойств [1,2].

Среди нелинейных КРП известны полные кодовые кольца длительности $L = 2^n$. Данные КРП обладают низкой структурной скрытностью ввиду их структурного сходства с ЛРП и возможности раскрытия их структуры посредством широко известного алгоритма Берлекэмпа-Месси.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

Помимо полных кодовых колец известны нелинейные рекуррентные последовательности (НЛРП), которые также обладают максимальным периодом p^n и p^n-1, но имеют нелинейные правила формирования, не генерируются регистром сдвига с линейными обратными связями и не раскрываются посредством алгоритма Берлекэмпа-Месси [3]. Необходимость в обоснованных оценках помехозащищенности систем с НЛРП обусловила проведение исследований их структурных свойств и разработку соответствующего алгоритма раскрытия их структуры [4].

Полученные оценки системных свойств ИТС со сложными сигналами нелинейной структуры, формируемыми на основе НЛРП, показывают, что в интересах обеспечения защищенности использующих их систем необходима разработка научно-методического аппарата защиты и соответствующие методы повышения их скрытности и имитостойкости.

Ниже рассматривается предлагаемый метод повышения указанных свойств на основе применения систем трансляционных НЛРП в виде кодов квадратичных вычетов (ККВ).

2. Трансляционное усложнение НЛРП в виде ККВ

Одним из методов решения указанных задач является предлагаемый путь трансляционного усложнения НЛРП в виде ККВ, сущность которого заключается в инициализации массива памяти R путем трансляции элементов ККВ μ_i, которые являются значениями двузначного характера $\psi(a_i)$ элементов a_i мультипликативной группы (МГ) одного простого поля Галуа $GF(p)$, на позиции, равные значениям элементов b_i МГ другого простого поля Галуа $GF(q)$ (рисунок 1).

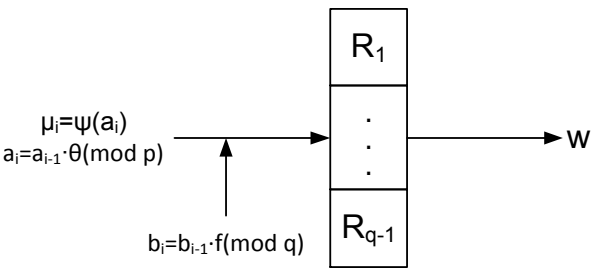


Рис. 1. Трансляционное усложнение НЛРП в виде ККВ

Определение. Трансляционной НЛРП (ТНЛРП) в виде ККВ называется кодовая последовательность, которая образуются путем трансляции

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

элементов простой НЛРП в виде ККВ $V=\{v_i : i=1,...,p\}$, существующей в простом поле Галуа $GF(p)$, на позиции, равные значениям элементов b_j (j=i) МГ $B=\{b_j : j=1,...,q-1\}$ другого простого поля Галуа $GF(q)$, построенной в соответствии с рекуррентным соотношением $b_j \equiv b_{j-1} \bullet f (mod q)$, $b_1 = f$, f – первообразный элемент поля $GF(q)$.

Как известно, характеризовать кодовые последовательности нового типа необходимо по следующим классическим параметрам [5]: а) правило кодирования; б) степень неуравновешенности ($\eta = \Delta w / L$, $\Delta w = |w_1 - w_0|$, w_1 – число единиц, w_0 – число нулей на длительности L); в) мощность метода кодирования (число возможных различных последовательностей при некоторой длительности); г) корреляционные характеристики. Рассмотрим каждый параметр подробнее:

а) Если ККВ $V=\{v_i : i=1,...,p\}$ и МГ $B=\{b_j : j=1,...,q-1\}$ циклически продолжить до длительности ТНЛРП L (при $L = p \bullet (q-1)$ – ТНЛРП названы «невложенного» типа, при $L = q-1$ – «вложенного» типа) и разделить обе последовательности на блоки по q-1 элементу, то на каждом шаге формирования q-1 символов ТНЛРП $W=\{w_k : i=1,...,q-1\}$ правило кодирования будет выглядеть следующим образом: $w_k = v_i$, $i = ind_f k$.

б) Ввиду того что ККВ обладают определенной неуравновешенностью, то и ТНЛРП в виде ККВ также будут обладать неуравновешенностью, а именно: $\eta = p/L$. Для формирования же «уравновешенных» ТНЛРП в виде ККВ необходимо с каждым циклическим повторением ККВ (см. пункт а) изменять первый символ кода на противоположный.

в) В таблице 1 для сравнения приведено число последовательностей N в зависимости длительности L для ТНЛРП в виде ККВ, кодов квадратичных вычетов и М-последовательностей. Видно, что для сравнимых длительностей число трансляционных последовательностей значительно больше.

Табл. 1. Число последовательностей в зависимости от длительности

ТНЛРП в виде ККВ		ККВ		М-последовательности	
L	N	L	N	L	N
30	120	31	4	31	6
66	396	67	10	63	6
126	1008	127	18	127	18
234	2340	257	64	255	16
506	6072	509	126	511	48

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Следовательно, и сигнально-кодовые конструкции на основе ТНЛРП в виде ККВ будут обладать более высокой скрытностью. На рисунке 2 представлены графики зависимостей параметров структурной S_c и параметрической $S_п$ скрытностей от длительности L последовательностей.

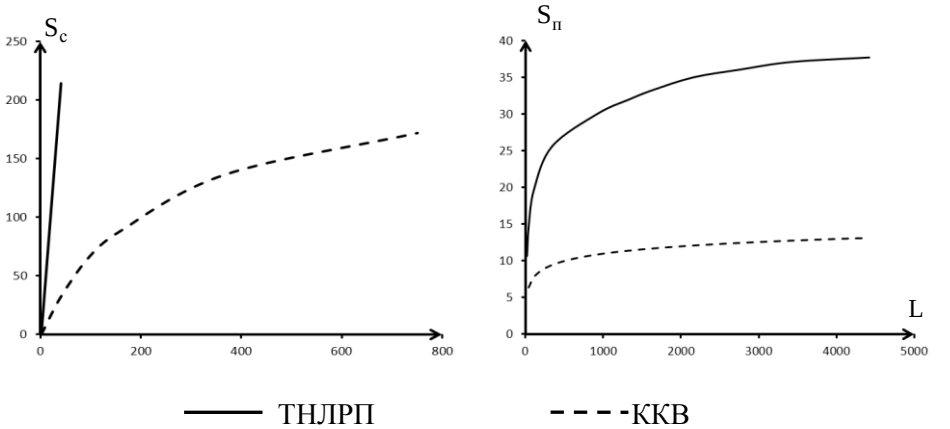


Рис. 2. Графики зависимостей параметров структурной S_c и параметрической $S_п$ скрытностей от длительности L последовательностей

г) После проведения моделирования на ЭВМ и обработки многочисленных результатов были установлены усредненные значения статистических характеристик периодической функции автокорреляции (ПФАК) и стыковой функции взаимокорреляции (СФВК) ТНЛРП в виде ККВ. Для проведения сравнительного анализа в таблице 2 приведены статистические характеристики ПФАК и СФВК различных КРП.

Табл. 2. Сводная таблица статистических характеристик АКФ и ВКФ КРП

Тип последовательности	Характеристики	$U_{б\max}/\sqrt{L}$	$M(\lvert U_б \rvert)/\sqrt{L}$	$D^{1/2}(\lvert U_б \rvert)/\sqrt{L}$
М-последовательности	ПФАК СФВК	$1/\sqrt{L}$ 2,0÷5,1	$1/\sqrt{L}$ 0,83	0 0,62
Сегменты М-последовательностей	ПФАК СФВК	1,6÷4,3 2÷4	0,79 0,78	0,58 0,6
Коды квадратичных вычетов (p=4x+3)	ПФАК СФВК	$1/\sqrt{L}$ 1,5÷1,3	$1/\sqrt{L}$ 0,8	0 0,6
Производные НЛРП	ПФАК СФВК	0,8÷1,50 1,7÷9	0,35 1	0,23 0,73
Трансляционные НЛРП	ПФАК СФВК	1,82÷2,77 2,74÷5,09	0,74 0,74	0,53 0,50

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Исследования корреляционных свойств данного типа последовательностей показало, что ПАКФ различных ТНЛРП в виде ККВ является многоуровневой, а ее статистические характеристики незначительно хуже, чем у М-последовательностей, ККВ и производных НЛРП, но лучше чем у сегментов М-последовательностей, и зависят от длительности L последовательностей. Статистические характеристики ВКФ ТНЛРП совпадают с соответствующими характеристиками таких последовательностей, как: М-последовательности, ККВ, производные НЛРП.

Следовательно, сигналы, построенные на основе ТНЛРП в виде ККВ, могут быть рекомендованы для применения в ИТС, в том числе в многоадресных, с повышенными требованиями по скрытности и имитостойкости.

3. Заключение

Таким образом, решение задачи обеспечения информационной безопасности ИТС видится, прежде всего, в построении и применении защищенных видов КРП, вследствие чего проблемные вопросы защиты их структуры являются актуальными. Разработанный метод трансляционного усложнения НЛРП позволяет формировать КРП, обеспечивающие повышение параметров помехозащищенности данных систем.

Список литературы

[1] Сныткин И.И. и др. Структурная математическая модель процесса передачи информации на сетевом уровне пакетных радиосетей в условиях РЭБ и информационного противоборства // Международный научно-технический журнал «Успехи современной радиоэлектроники» №4: Изд-во «Радиотехника», 2016, – с. 53-60.

[2] Сныткин И.И., Сныткин Т.И. Теоретические основы синтеза и исследования производных нелинейных рекуррентных последовательностей. // Международный научно-технический журнал «Нелинейный мир», № 6, т. 12, 2014. – с. 17-25.

[3] Сныткин И.И., Спирин А.В., Сныткин Т.И. Теоретическая концепция генерирования нелинейных рекуррентных последовательностей на основе использования регистров сдвига. // Международный научно-технический журнал «Нелинейный мир», № 8, т. 11, 2013. – с. 531-539.

[4] Сныткин И.И., Балюк А.А., Сныткин Т.И. Метод раскрытия структуры нелинейных рекуррентных последовательностей в виде кодов квадратичных вычетов // Международный научно-технический журнал «Нелинейный мир», № 5, 2017.

[5] Пестряков В.Б. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации. – М.: изд-во «Советское радио», 1973, - 424 с.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Construction of mobile sensor networks in propagation media with flat non-reflecting boundaries

Kudryavchenko Ivan V.
Sevastopol State University
Sevastopol, 299053, Russian Federation
inform_kaf@mail.ru

Abstract: *The variants of constructing a mobile sensor network based on a swarm model are discussed. A model of the microwave propagation medium with flat non-reflecting boundaries on a discrete plane with a square covering is considered. An algorithm for constructing the transport and communication graphs of the network is proposed. It is shown that the effectiveness of solving the problems of searching and deploying a network in a labyrinth depends on its size and topology, the number of mobile intelligent devices and their roaming behavior.*

Keywords: *mobile sensor network, searching algorithm in labyrinth, transport graph, communication graph.*

Построение мобильных сенсорных сетей в средах распространения с плоскими неотражающими границами

Кудрявченко И.В.
Севастопольський государственный университет
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
inform_kaf@mail.ru

Аннотация: *Обсуждаются варианты построения мобильной сенсорной сети на основе модели роя частиц. Рассматривается модель среды распространения микроволновых излучений с плоскими неотражающими границами на дискретной плоскости с квадратным покрытием. Предложен алгоритм построения транспортного и коммуникационного графов сети. Показано, что эффективность решения задач поиска и развертывания сети в лабиринте зависит от его размеров и топологии, количества мобильных интеллектуальных устройств и их роевого поведения.*

Ключевые слова: мобильная сенсорная сеть, алгоритм поиска в лабиринте, транспортный граф, коммуникационный граф.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

При решении ряда практических задач, связанных с поиском объектов, а также оперативного развертывания надежных беспроводных инфокоммуникационных и сенсорных сетей в условиях городской застройки или в пределах больших зданий, возникает необходимость использования мобильных интеллектуальных устройств (МИУ), которые способны объединяться в общую сеть с целью координации своей работы в зависимости от изменяющихся внешних обстоятельств [1, 2]. Для обмена информацией могут быть использованы в качестве несущих электромагнитные колебания сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн. В этом случае имеются основания использовать представления геометрической оптики для оценки возможностей организации каналов связи между элементами сенсорной сети, полагая, что сигнал распространяется «по лучу» между МИУ, находящимися в пределах прямой видимости [3]. Кроме того, для большей определенности можно принять, что границы среды распространения электромагнитных волн плоские (фасады зданий, коридоры) и неотражающие. Последнее обстоятельство, связанное с лучевым характером отражения падающих волн сантиметрового и миллиметрового диапазонов от плоских неоднородностей, соответствует большим углам падения и, в определенной степени, справедливо и для отражений под малыми углами от строительных неметаллических конструкций и материалов, в частности, бетона [4]. Однако, при проведении практических работ на местности необходимо учитывать вероятное появление ослабленных отраженных волн от плоских границ, расположенных перпендикулярно падающему лучу.

Важность рассмотрения задачи организации взаимодействия МИУ при названных ограничениях обусловлена как практическими аспектами развертывания сенсорных сетей с учетом характера местности, так и теоретическим значением построения распределенных вычислительных систем с элементами «роевого интеллекта» на базе МИУ.

В данной работе предлагается математическая модель для решения поставленной задачи и исследуются особенности ее применения на основе методов численного моделирования.

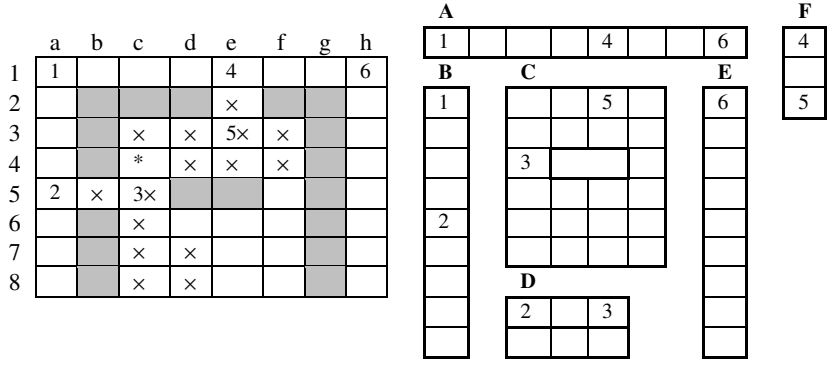
2. Исследуемая модель

В качестве модели среды с плоскими неотражающими границами рассмотрим лабиринт на дискретной плоскости (ДП) с квадратным покрытием [5, 6], в котором имеется одна точка входа (шлюз), предназначенный

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

для ввода в лабиринт МИУ. Центры клеток лабиринта совпадают с узлами ДП. Перемещение МИУ представляется возможным, если в выбранном направлении нет препятствий. Под препятствиями понимаются границы области, стены лабиринта и другие МИУ. Перемещаться МИУ может в четырех направлениях: Север, Юг, Запад, Восток. Ограничения на параметры движения МИУ соответствуют модели роя частиц, ранее предложенной автором [2]:

— скорость МИУ в каждый момент дискретного времени принимает единичное или нулевое значения (один или нуль переходов между соседними клетками за один такт);
— МИУ может переместиться в соседний узел только в том случае, если он свободен;
— исключается одновременное нахождение двух и более МИУ в одном узле ДП;
— если осуществляется одновременное перемещение нескольких соседних МИУ, при котором два и более МИУ могут за один такт переместиться в один общий соседний узел, то такое перемещение блокируется, а все претендующие на это перемещение МИУ останавливают свое движение на один такт (или перемещаются в другие свободные узлы), кроме МИУ, обладающего наивысшим приоритетом среди МИУ-претендентов, который осуществляет желаемой перемещение;
— приоритет МИУ назначается в зависимости от его местоположения в лабиринте.



a) b)

Рис. 1. К определению терминов: a) «область тени», «зона покрытия»; b) «примитив», «базовая точка»

Fig. 1. Explanation of terminus definitions: a) «shadow area», «coverage area»; b) «primitive», «base point»

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Для лучшего понимания приведенных далее терминов и результатов выполненных исследований, рассмотрим схему лабиринта на рисунке 1a, на которой звездочкой отмечено положение МИУ (клетка c4), серым цветом отмечены стены лабиринта, а крестиками — клетки зоны покрытия.

Пусть m — общее число МИУ, находящихся в лабиринте. Будем называть *i*-й областью тени совокупность клеток лабиринта, в которые из-за препятствий не поступает сигнал от *i*-го МИУ ($i = 1, 2, \ldots, m$), а *j*-й зоной покрытия — совокупность клеток лабиринта, в которые может поступать сигнал от *j*-го МИУ ($j = 1, 2, \ldots, m$). Отметим, что если часть клетки попадает в область тени, а часть в зону покрытия, принадлежность клетки к той или иной области определяется по критерию большинства площади. Если клетка делится лучом на две равновеликие по площади фигуры, то такую клетку относят к зоне покрытия.[1] Примерами таких клеток являются клетки b5, d7 и e2 на рисунке 1a. Для оценки *i*-й зоны покрытия может быть использован такой термин теории множеств, как мощность, то есть общее число клеток, входящих в *i*-ю зону покрытия.

Другими терминами, являющимися существенными для построения транспортного ориентированного графа, являются «примитив» и «базовая точка». К примитивам будем относить совокупности свободных клеток, образующих прямоугольники и кольца. Примерами прямоугольников являются фигуры A, B, D, E, F, а примером кольца — фигура C, изображенные на рисунке 1b. Видно, что кольцо представляет собой разность двух множеств A\B, причем $B \subset A$, где A — множество клеток прямоугольника с вершинами c3, c8, f3, f8, а B — множество клеток прямоугольника d5, e5. Базовыми будем называть точки, принадлежащие одновременно двум примитивам и расположенные на минимальном расстоянии друг от друга. Базовые точки отмечены на рисунке 1 цифрами 1…6. Видно, что если «скрепить» примитивы в одноименных базовых точках, то получится совокупность всех свободных клеток лабиринта. Таким образом, базовые точки можно использовать в качестве вершин транспортного графа лабиринта, а сами примитивы — в качестве ребер, размеченных весами, равными числу переходов (длинам путей) между соответствующими вершинами. Если вариантов траекторий между двумя смежными базовыми точками несколько, то получаем вероятностную модель графа. Например, в рассматриваемом примере существует несколько траекторий МИУ между

[1] Полагаем, что излучатели и приемники находятся в узлах ДП (в центрах клеток лабиринта).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

узлами 3 и 5 фигуры С. Для большей определенности оценивания вероятности выбора того или иного варианта траектории необходимо ввести дополнительные ограничения на характер движения МИУ. Например, ограничить повторное прохождение клетки лабиринта *i*-м МИУ, если имеются другие варианты движения. В результате для фигуры С получим распределения вероятностей и длин путей при движении МИУ между узлами 3 и 5, указанные в таблице 1.

Табл. 1. Распределение вероятностей выбора траекторий МИУ между узлами 3 и 5.
Table 1. The probabilities distribution of the MIU trajectories choice between nodes 3 and 5

Длина пути	Число вариантов	Вероятность выбора	Длина пути	Число вариантов	Вероятность выбора
4	3	3/58	12	14	7/29
6	1	1/58	14	18	9/29
8	2	1/29	16	8	4/29
10	12	6/29			

Для построения коммуникационного графа сенсорной сети необходимо к базовым точкам добавить клетки, соответствующие шлюзу (в случае необходимости) и тупикам лабиринта, а также рассчитать мощности зон покрытия для каждой базовой точки. Кроме того, необходимо предусмотреть размещение дополнительных узлов в кольцах, если их соответствующие базовые точки закрыты препятствиями.[2]

3. Описание вычислительного эксперимента

Для оценки работоспособности предложенной модели был проведен вычислительный эксперимент, целью которого являлось решение задачи поиска клада в лабиринте известных размеров с заданным расположением единственного шлюза и построение мобильной сенсорной сети на базе МИУ. Для упрощения эксперимента количество МИУ не ограничивалось, а их ввод в лабиринт осуществлялся последовательно через один такт дискретного времени с назначением каждому вновь введенному МИУ порядкового номера. Также было принято допущение, что МИУ способно определять состояние соседней клетки лабиринта (свободная клетка или стена), обмениваться данными о местоположении с другими МИУ, находящимися в пределах его зоны покрытия, а также запоминать свой маршрут. Для обеспечения «случайного» характера выбора направления движения

[2] В случае построения коммуникационного графа сенсорной сети МИУ не является препятствием, благодаря возможности выполнения функции ретранслятора информационных сигналов

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

МИУ в точках разветвления лабиринта применялся генератор случайных чисел с равномерным законом распределения из множества {0, 1, 2, 3}. При этом выпадению числа 0 соответствовал выбор направления движения МИУ на Север, 1 — на Восток, 2 — на Юг, а 3 — на Запад. Если в указанном направлении находилось препятствие, то, при наличии соседней свободной клетки, осуществлялся циклический сдвиг кода направления до выбора ближайшей свободной клетки к данному МИУ. Если МИУ оказывался окружен препятствиями, то он оставался на месте, а его очередь хода передавалась МИУ с большим порядковым номером. Для лучшего понимания работы алгоритма развертывания мобильной сенсорной сети выбирались лабиринты размером n×n клеток, где $6 \le n \le 10$, что обеспечило возможность сравнения результатов работы алгоритма и вариантов прохождения лабиринтов и размещения в них МИУ в режиме «ручного управления».

4. Заключение

В результате проведенных исследований задачу построения мобильной сенсорной сети в средах распространения с плоскими неотражающими границами предлагается решать в два этапа. На первом этапе исследуется лабиринт (решается подзадача поиска клада) и строится его транспортный граф. На втором этапе рассчитываются зоны покрытия в базовых точках и строится коммуникационный граф сети. Также в работе рассмотрен алгоритм случайного выбора направления движения МИУ в точках разветвления лабиринта и определен порядок ввода МИУ через заданный шлюз. Проведенный вычислительный эксперимент показал, что при размерах лабиринта n×n выигрыш по быстроте решения задачи поиска сопоставим с величиной $\sqrt{n}$, а оптимальное количество МИУ, участвующих в построении сети, составляет величину порядка n, что коррелирует с результатами решения задачи исследования лабиринта со случайным поведением МИУ [6].

В целом, можно отметить, что предложенное решение позволяет осуществлять полный контроль всего лабиринта, а также обеспечивать возможность установления связи с любым МИУ, находящимся в любой точке лабиринта. Однако, полученные оценки носят предварительный характер и в дальнейшем следует обратить особое внимание на вопросы оптимизации сети за счет уточнения критерия половинной мощности и более тщательного изучения вопросов организации информационного обмена между МИУ в процессе формирования сети.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Когогин С.А. Аннотация к плану мероприятий («дорожной карте») по развитию рынка АвтоНэт [Электронный ресурс] / Информационный портал Агенства стратегических инициатив - Режим доступа: http://asi.ru/nti/docs/AutoNet.pdf, свободный. (Дата обращения: 20.07.2017 г.).

[2] Кудрявченко И.В. Описание двумерного роя частиц как объекта терминального управления // Инновационная наука. 2016. №1. ч.2. С. 64-67.

[3] Саламатин В.В., Афонин И.Л. Основы электродинамики (традиционной и геометрической) / под ред. В.В. Саламатина. Севастополь: СевНТУ. 2003. 216 с.

[4] Аржанников А.В., Быченко В.А. и др. О возможности разрушения поверхности бетона мощными импульсами СВЧ-излучения // Прикладная механика и техническая физика. 2000. Т.41. №3. С. 26-33.

[5] Кудрявченко И.В. Кодирование траекторий частицы в дискретном двумерном пространстве при разных способах его покрытия // Символ науки. 2016. №1. ч.2. С. 60-64.

[6] Карлусов В.Ю., Кудрявченко И.В. Моделирование роя частиц в задаче поиска на дискретной плоскости с заданными ограничениями // Инновационная наука. 2017. №4. ч.3. С. 74-80.

References

[1] Kogonin S.A. [Annotation to the plan of events (road map) for AutoNet market development] [Electronic resource] / Information portal of the Agency for Strategic Initiatives - Access mode: http://asi.ru/nti/docs/AutoNet.pdf, free. (Date of the application: 20.07.2017) (In Russian).

[2] Kudryavchenko I.V. [Description of a two-dimensional swarm of particles as a terminal control object] // Innovatsionnaya nauka, 2016, no. 1, part 2, pp. 64 - 67. (In Russian).

[3] Salamatin V.V., Afonin I.L. [Fundamentals of electrodynamics (traditional and geometric)] / ed. by V.V. Salamatin. Sevastopol: SevNTU, 2003. 216 p. (In Russian).

[4] Arzhannikov A.V., Bychenko V.A. et al. [On the possibility of the surface destruction of concrete by powerful pulses of microwave radiation] // Prikladnaya mekhanika i tekhnicheskaya fisika, 2000, vol. 41, no. 3, pp. 26 - 33. (In Russian).

[5] Kudryavchenko I.V. [Coding of particle trajectories in a discrete two-dimensional space with different methods of its coverage] // Simvol nauki, 2016, no. 1, part 2, pp. 60 - 64. (In Russian).

[6] Karlusov V.Y., Kudryavchenko I.V. [A swarm of particles simulation in a search problem on a discrete plane with given constraints] // Innovatsionnaya nauka, 2017, no4, part 3, pp. 74 - 80. (In Russian).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Обеспечение требований по защите информации, не составляющей государственную тайну, в связи с проектом изменений в Приказ ФСТЭК №17

[1,2]Дементьев В.Е., [1,2]Андриянов Н.А.
[1] *Ульяновский государственный технический университет*
г. Ульяновск, 432027, Российская Федерация
[2] *Ульяновский филиал АО «ЦентрИнформ»*
г. Ульяновск, 432027, Российская Федерация
nikita-and-nov@mail.ru

Аннотация: *Рассмотрены изменения законодательства в области требований по защите информации к государственным информационным системам. Выделены моменты, связанные с необходимостью использования банка угроз безопасности, а также освещено изменение в классификации государственных информационных систем. Приведен набор требований для 3-го класса.*

Ключевые слова: государственные информационные системы, защита информации, класс защищенности, банк угроз.

1. Введение

В 2015 году Президентом был выпущен перечень поручений, направленный на усиление контроля за защитой информации в государственных органах. Среди основных моментов данного перечня можем отметить следующие:

- обязательное уведомление об инцидентах
- распространение требований ФСТЭК не только на государственные информационные системы (ГИС), но и на операторов информационных систем, обрабатывающих информацию, обладателем которой являются госорганы
- совершенствование банка данных угроз
- включение в планы информатизации госорганов мероприятий по защите информации
- включение в требования по жизненному циклу ГИС требований по защите информации
- и т.д.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

Таким образом, сейчас активно происходит изменение законодательства в области ГИС. Важным промежуточном шагом становятся изменения 17-го приказа ФСТЭК, новая редакция которого датируется 15 февраля 2017 года [1]. Что же касается информационных систем по обработке персональных данных, то редакция Приказа ФСТЭК №21 претерпела изменения 23 марта 2017 года [2]. Однако в статье более подробно рассматриваются изменения к 17-му приказу.

2. Основные изменения Приказа ФСТЭК №17

1) При разработке Модели угроз теперь необходимо использовать банк угроз безопасности ФСТЭК [3].

Безусловно, данное требование позволяет повысить безопасность ГИС с учетом рассмотрения большего количества угроз, однако требует и новых методик. Стоит отметить, что весной 2015-го года появился проект новой методики определения актуальных угроз, но на сегодня официально утвержденными документами по модели угроз являются документы 2008 года — «Базовая модель…» [4] и «Методика определения актуальных угроз…» [5].

Таким образом, при использовании совместно и Банка данных угроз (БДУ), и отмеченных документов при моделировании угроз могут возникать противоречия, связанные с определением актуальности.

2) Необходимо подтверждение того, что в ГИС отсутствуют уязвимости.

Итак, вносятся изменения следующего плана (из Проекта):

"8) пункт 16.6 дополнить абзацем следующего содержания:

«По результатам анализа уязвимостей должно быть подтверждено, что в информационной системе отсутствуют уязвимости, содержащиеся в банке данных угроз безопасности информации ФСТЭК России, а также в иных источниках».

Вероятно, данный пункт теперь может трактоваться как необходимость использовать в ГИС только тех сканеров уязвимостей, которые содержат все уязвимости из БДУ. Следовательно, при выборе сканеров безопасности теперь важно учитывать наличие у них соответствующей базы данных.

3) Разработка проектов системы защиты теперь должна быть разделена от аттестации ГИС.

Вновь обратимся к тексту проекта:

"9) пункт 17 дополнить абзацем следующего содержания:

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

«Проведение аттестационных испытаний информационной системы лицом (подразделением), осуществляющим проектирование и (или) внедрение системы защиты информации информационной системы не допускается».

Опираясь на опыт и используемую ранее терминологию, можно предположить, что такой подход предполагает пресечение действий лицензиатов и гарантированное появление "этапности" в плане защиты информационных систем.

4) Срок действия аттестата не может превышать 5 лет.

В очередной раз обратимся к проекту:

"11) в пункте 17.4 слова «в случае окончания срока действия аттестата соответствия» заменить словами «по окончании срока действия аттестата соответствия, который не может превышать 5 лет,».

Итак, новые требования устанавливают, что максимальный срок действия аттестата может быть увеличен с 3 до 5 лет. Однако такие изменения требуют внесения изменений и в другие нормативные акты. Тем не менее, срок 3 года также не превышает 5 лет.

5) Упразднен 4-й класс ГИС

4-й класс ГИС (а если точнее — 4-й уровень значимости информации) был изначально мертворожденным, непонятным и неприменимым, поэтому здесь все логично. Проблема была в том, что 4-й класс ГИС был практически не применим и лишь вносил лишнюю путаницу. Теперь эта проблема решена.

Но так как ряда изменений в рассматриваемой версии приказа нет, значит это лишь начало преобразований главного документа по защите информации в ГИС.

3. Набор требований для 3-го класса ГИС

В табл. 1 представлены минимальные требования, предъявляемые к 3-му классу ГИС.

Табл. 1 Меры для 3-го класса ГИС

I. Идентификация и аутентификация субъектов доступа и объектов доступа (ИАФ)	
ИАФ.1	Идентификация и аутентификация пользователей, являющихся работниками оператора
ИАФ.3	Управление идентификаторами, в том числе создание, присвоение, уничтожение идентификаторов
ИАФ.4	Управление средствами аутентификации, в том числе хранение, выдача, инициализация, блокирование средств аутентификации и принятие мер в случае утраты и (или) компрометации средств аутентификации
ИАФ.5	Защита обратной связи при вводе аутентификационной информации
ИАФ.6	Идентификация и аутентификация пользователей, не являющихся работниками оператора (внешних пользователей)
II. Управление доступом субъектов доступа к объектам доступа (УПД)	

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

УПД.1	Управление (заведение, активация, блокирование и уничтожение) учетными записями пользователей, в том числе внешних пользователей
УПД.2	Реализация необходимых методов (дискреционный, мандатный, ролевой или иной метод), типов (чтение, запись, выполнение или иной тип) и правил разграничения доступа
УПД.3	Управление (фильтрация, маршрутизация, контроль соединений, однонаправленная передача и иные способы управления) информационными потоками между устройствами, сегментами информационной системы, а также между информационными системами
УПД.4	Разделение полномочий (ролей) пользователей, администраторов и лиц, обеспечивающих функционирование информационной системы
УПД.5	Назначение минимально необходимых прав и привилегий пользователям, администраторам и лицам, обеспечивающим функционирование информационной системы
УПД.6	Ограничение неуспешных попыток входа в информационную систему (доступа к информационной системе)
УПД.10	Блокирование сеанса доступа в информационную систему после установленного времени бездействия (неактивности) пользователя или по его запросу
УПД.11	Разрешение (запрет) действий пользователей, разрешенных до идентификации и аутентификации
УПД.13	Реализация защищенного удаленного доступа субъектов доступа к объектам доступа через внешние информационно-телекоммуникационные сети
УПД.14	Регламентация и контроль использования в информационной системе технологий беспроводного доступа
УПД.15	Регламентация и контроль использования в информационной системе мобильных технических средств
УПД.16	Управление взаимодействием с информационными системами сторонних организаций (внешние информационные системы)
III. Ограничение программной среды (ОПС)	
ОПС.3	Установка (инсталляция) только разрешенного к использованию программного обеспечения и (или) его компонентов
IV. Защита машинных носителей информации (ЗНИ)	
ЗНИ.1	Учет машинных носителей информации
ЗНИ.2	Управление доступом к машинным носителям информации
ЗНИ.8	Уничтожение (стирание) информации на машинных носителях при их передаче между пользователями, в сторонние организации для ремонта или утилизации, а также контроль уничтожения (стирания)
V. Регистрация событий безопасности (РСБ)	
РСБ.1	Определение событий безопасности, подлежащих регистрации, и сроков их хранения
РСБ.2	Определение состава и содержания информации о событиях безопасности, подлежащих регистрации
РСБ.3	Сбор, запись и хранение информации о событиях безопасности в течении установленного времени хранения
РСБ.4	Реагирование на сбои при регистрации событий безопасности, в том числе аппаратные и программные ошибки, сбои в механизмах сбора информации и достижение предела или переполнения объема (емкости) памяти
РСБ.5	Мониторинг (просмотр, анализ) результатов регистрации событий безопасности и реагирование на них
РСБ.6	Генерирование временных меток и (или) синхронизация системного времени в информационной системе
РСБ.7	Защита информации о событиях безопасности
VI. Антивирусная защита (АВЗ)	
АВЗ.1	Реализация антивирусной защиты
АВЗ.2	Обновление базы данных признаков вредоносных компьютерных программ (вирусов)
VIII. Контроль (анализ) защищенности информации (АНЗ)	
АНЗ.1	Выявление, анализ уязвимостей информационной системы и оперативное устранение вновь выявленных уязвимостей

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

АНЗ.2	Контроль установки обновлений программного обеспечения, включая обновление программного обеспечения средств защиты информации
АНЗ.3	Контроль работоспособности, параметров настройки и правильности функционирования программного обеспечения и средств защиты информации
АНЗ.4	Контроль состава технических средств, программного обеспечения и средств защиты информации
АНЗ.5	Контроль правил генерации и смены паролей пользователей, заведения и удаления учетных записей пользователей, реализации правил разграничения доступом, полномочий пользователей в информационной системе
IX. Обеспечение целостности информационной системы и информации (ОЦЛ)	
ОЦЛ.3	Обеспечение возможности восстановления программного обеспечения, включая программное обеспечение средств защиты информации, при возникновении нештатных ситуаций
XI. Защита среды виртуализации (ЗСВ)	
ЗСВ.1	Идентификация и аутентификация субъектов доступа и объектов доступа в виртуальной инфраструктуре, в том числе администраторов управления средствами виртуализации
ЗВС.2	Управление доступом субъектов доступа к объектам доступа в виртуальной инфраструктуре, в том числе внутри виртуальных машин
ЗСВ.3	Регистрация событий безопасности в виртуальной инфраструктуре
ЗСВ.9	Реализация и управление антивирусной защитой в виртуальной инфраструктуре
ЗСВ.10	Разбиение виртуальной инфраструктуры на сегменты (сегментирование виртуальной инфраструктуры) для обработки информации отдельным пользователем и (или) группой пользователей
XII. Защита технических средств (ЗТС)	
ЗТС.2	Организация контролируемой зоны, в пределах которой постоянно размещаются стационарные технические средства, обрабатывающие информацию, и средства защиты информации, а также средства обеспечения функционирования
ЗТС.3	Контроль и управление физическим доступом к техническим средствам, средствам защиты информации, средствам обеспечения функционирования, а также в помещения и сооружения, в которых они установлены, исключающие несанкционированный физический доступ к средствам обработки информации, средствам защиты информации и средствам обеспечения функционирования информационной системы и помещения и сооружения, в которых они установлены
ЗТС.4	Размещение устройств вывода (отображения) информации, исключающее ее несанкционированный просмотр
XIII. Защита информационной системы, ее средств, систем связи и передачи данных (ЗИС)	
ЗИС.3	Обеспечение защиты информации от раскрытия, модификации и навязывания (ввода ложной информации) при ее передаче (подготовке к передаче) по каналам связи, имеющим выход за пределы контролируемой зоны, в том числе беспроводным каналам связи
ЗИС.5	Запрет несанкционированной удаленной активации видеокамер, микрофонов и иных периферийных устройств, которые могут активироваться удаленно, и оповещение пользователей об активации таких устройств
ЗИС.20	Защита беспроводных соединений, применяемых в информационной системе
ЗИС.30	Защита мобильных технических средств, применяемых в информационной системе

4. Заключение

В статье рассмотрены основные изменения в новой редакции Приказа ФСТЭК №17. Среди них моменты об обязательности использования банка угроз ФСТЭК при моделировании угроз, об отсутствии уязвимостей из разных источников, о раздельном проектировании и аттестации информационных систем обработки

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

информации, не составляющей государственную тайну, а также об обязательном тестировании на проникновение ГИС 1-го и 2-го класса, об упразднении 4-го класса информационных систем и сроке действия аттестата, составляющим не более 5 лет. Кроме того, представлены требования, предъявляемые к 3-му классу ГИС.

Список литературы

[1] Приказ ФСТЭК России от 11.02.2013 N 17 (ред. от 15.02.2017) "Об утверждении требований о защите информации, не составляющей государственную тайну, содержащейся в государственных информационных системах".

[2] Приказ ФСТЭК России от 18.02.2013 N 21 (ред. от 23.03.2017) "Об утверждении Состава и содержания организационных и технических мер по обеспечению безопасности персональных данных при их обработке в информационных системах персональных данных".

[3] http://bdu.fstec.ru/

[4] Базовая модель угроз безопасности персональных данных при их обработке в информационных системах персональных данных. ФСТЭК России, 2008 год.

[5] Методика определения актуальных угроз безопасности персональных данных при их обработке в информационных системах персональных данных. ФСТЭК России, 2008 год.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

System for diagnostics of motherboard of personal computer

Kuzmenko V.A., Redkina E.A.
Sevastopol State University
Sevastopol, 299033, Russian Federation
elenaredkina@gmail.com

Abstract: *We study the possibility and opportunities of principle of diagnosis of PS's motherboard, which is based on the analysis of signals sequences on the audio indicator from the BIOS microchip. The main differences and opportunities the principle are shown for compare with well known methods of system for diagnosis of PS's motherboard.*

Keywords: *diagnosis of motherboards, POST-codes, POST-indicators.*

Система диагностики материнских плат персональных компьютеров

Кузьменко В.А., Редькина Е.А.
Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299033, Российская Федерация
elenaredkina@gmail.com

Аннотация: *Исследуется возможность применения принципа диагностики материнских плат, основанного на съеме последовательностей сигналов, подаваемых на звуковой индикатор микросхемой BIOS. Показано основное отличие и преимущество данного метода по сравнению с принципами съема диагностической информации существующих систем.*

Ключевые слова: диагностика материнских плат, *POST*-коды, *POST*-индикаторы.

1. Введение

Применение диагностических систем для анализа неисправностей материнских плат персональных компьютеров по-прежнему актуально для работников в сфере разработки, наладки и ремонта оборудования информационных систем. При этом наиболее удобным инструментов с точки зрения диагностики аппаратной части персональных компьютеров являет-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

ся известная процедура *POST* (*Power-On Self-Test*). Данная процедура выполняется при включении персонального компьютера и входит в состав программ, входящих в систему *BIOS* (*Basic Input/Output*, базовая система ввода/вывода) [1—6].

Результатом проведения процедуры *POST* является отображение диагностической информации предусмотренными для этого способами — подача сигнала на звуковой индикатор или вывод *POST*-кода на интерфейсы. Наличие данных сигналов позволяет не ограничиваться средствами, предусмотренными разработчиками материнских плат, но применять специализированные устройства, которые бы производили вывод информации в удобном виде, удобным способом, так, чтобы сама диагностика системы была полной и быстрой, что важно для технического работника, призванного производить техобслуживание множества персональных компьютеров большой фирмы или университета.

В данной работе анализируются существующие специальные устройства для быстрой диагностики персональных компьютеров, их достоинства, недостатки и предлагается принцип съёма диагностической информации, являющийся более универсальным для различных типов персональных компьютеров.

2. Исследуемая модель

В настоящее время для диагностики материнских плат широко применяются ([3],[6]) *PCI POST*-карты, использующие коды *POST* на шине *PCI* и которое пришли на смену так называемым *ISA POST*-картам и устройствам диагностики, использующим порт *LTP*. Причина в эволюции интерфейсов, реализованных в различных типах материнских плат.

PCI POST-карты в целом различаются как по функционалу устройства (простые или расширенные функции отображения диагностической информации), так и по виду используемых в них типов шин данных (*mini PCI*, *PCI-Express*, *mini PCI-Express*). Самые простые устройства могут только выводить код на простой семисегментный индикатор, более сложные имеют индикацию сигналов применяемой шины, выводят расширенную информацию на дисплей.

Однако при всем многообразии схем диагностических систем, их привязка к определенному разъему (шине данных) приводит к разнообразным ограничениям применения диагностической системы, практически исключая возможность диагностики материнских плат ноутбуков.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Кроме того, для технического работника большой компании с множеством персональных компьютеров, расположенных в различных местах, необходимость подключения к разъемам *PCI* связано с дополнительными проблемами и затратами времени. Зачастую требуется предварительная быстрая диагностика неисправности.

Таким образом, исследование альтернативных способов съема диагностической информации является актуальной задачей. Как уже было сказано, при завершении *POST* процедуры информация отображается либо на мониторе персонального компьютера, либо POST-кодами на разнообразные интерфейсы (шины данных), либо сигналами, подаваемыми на звуковой индикатор.

Съем сигналов, подаваемых на звуковой индикатор непосредственно с разъема, либо опосредовано через микрофон с последующим анализом количества импульсов, их длительности, частоты заполнения импульсов и временных соотношений длительностей длинных и коротких импульсов, а также пауз между ними является позволит не только определить диагностическую информацию, но и автоматически определить тип и производителя материнской платы (с учетом заложенной базы данных шаблонов в разрабатываемом устройстве).

Отсутствие требования к громоздкому подключению к шине данных, позволяет использовать систему диагностики и для ноутбуков. Кроме того, при использовании микрофона и анализа звуковых сигналов, поступающих при загрузке системы, можно осуществлять быструю диагностику системы не вскрывая системный блок.

Анализ информации о сигналах ошибок различных материнских плат [1],[2] (различных *BIOS*: *AMI*, *AWARD*, *IBM*) показал, что существует только несколько идентичных последовательностей коротких и длинных импульсов, которые соответствуют разным ошибкам, однако это касается только последовательности, но не соотношений длительностей самих импульсов и пауз между ними. Таким образом, при сформированной базе данных соотношений длительностей, можно однозначно определить код ошибки *BIOS* различных производителей.

Так же для однозначности определения последовательностей импульсов требуется достаточная разница между длительностями импульсов различных кодов. Это позволит избежать неоднозначностей и ошибок определения требуемой последовательности. На рисунке 1 показаны временные диаграммы сигналов, поступающих на звуковой индикатор от BIOS материнской платы *ASUS P5KPL-AM* в случае нормального старта и старта с отсутствующей внешней памятью.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

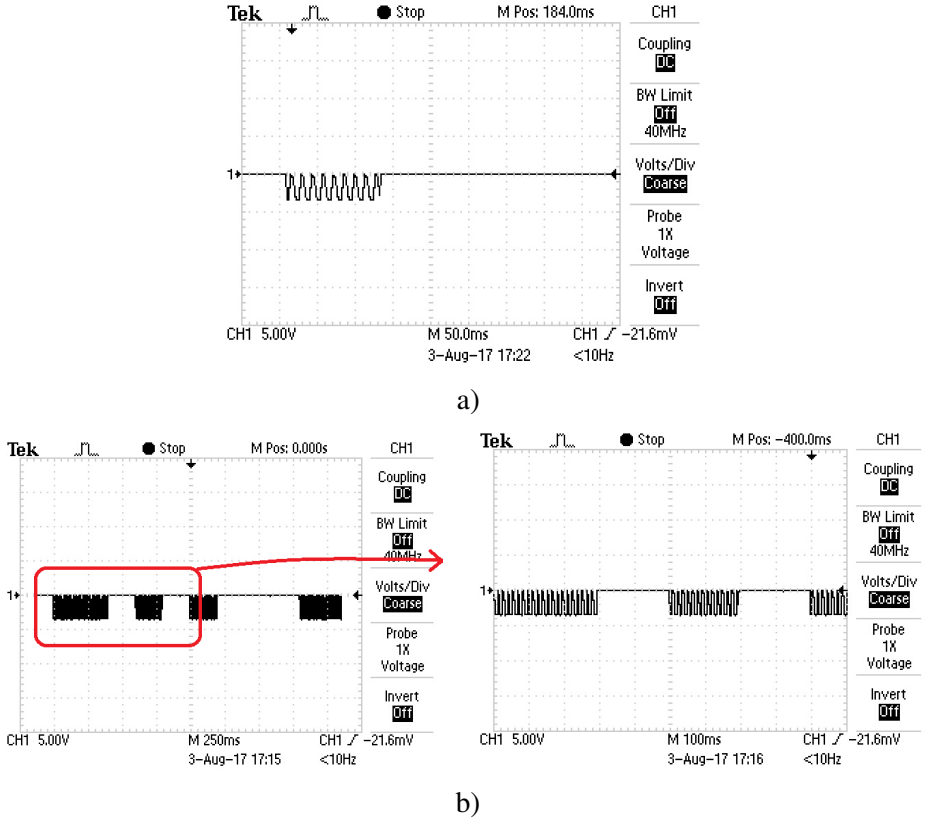


Рис. 1. Временные диаграммы сигналов, подаваемого на звуковой индикатор в случае нормального запуска (a) системы с материнской платой *ASUS P5KPL-AM* и в случае отсутствия плат внешней памяти (b).

Fig. 1. Time diagrams of signals on the audio indicator in case of normal start (a) of system with *ASUS P5KPL-AM* motherboard and in case of start without memory sticks (b)

Как видно из диаграмм, длительность импульса нормального старта составляет 140мс, тогда как последовательность ошибки «отсутствие памяти» представляет собой последовательность из трех импульсов: длинного (400 мс) и двух коротких (200 мс) с паузами между импульсами 200 мс и паузой между повторением последовательности ошибки 600 мс. Заполнение импульсов в обоих случаях представляет собой синусоидальных сигнал с периодом 14 мс.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

Таким образом, в работе предложен альтернативный принцип съема диагностической информации для систем диагностики материнских плат. Проанализирована возможность применения принципа в качестве универсального для материнских плат с *BIOS* от различных производителей и для различных типов персональных компьютеров.

В настоящее время производиться расширение базы данных о соотношениях длительностей импульсов в последовательностях диагностических кодов для разных производителей *BIOS*, о применяемой модуляции и длительностях пауз, а также о соблюдение этих соотношений у одного и того же производителя при обновлении версии *BIOS*. Рассматривается возможность использования анализа звуковой информации для быстрой диагностики других элементов персонального компьютера (жесткого диска, системы вентиляции).

Список литературы

[1] Savecomp.me: Анализ ошибок компьютера диагностической картой (POST карта) / Savecomp.me. — 30.06.2016. — Режим доступа: http://safecomp.me/post.php?id=62

[2] Описание контрольных точек процедур POST Руководство пользователя диагностических карт. Ревизия 5.1 — 2005 год. — 24 с. — Режим доступа: http://lib.chipdip.ru/149/DOC000149314.pdf

[3] ITWORKROOM: Post Card и коды ошибок / Itworkroom. — 23.12.2014. — Режим доступа: http://www.itworkroom.com/post-card-и-коды-ошибок/

[4] APPSPB: Post коды для системных плат настольных ПК / AppSPb. — Режим доступа: http://www.appspb.com/faq/tex_dokum_mb/post-kody-pk/

[5] Зозуля Ю. Тонкая настройка компьютера с помощью BIOS. Начали. — С.-П.: Питер. — 2010. — 190 с.

[6] Техническое обслуживание компьютерных систем. Новосибирск: ИСР НГТУ. — 2013. — Режим доступа: http://pointer.laser-squad.com/isr/books/tehobsl/01.03.html

References

[1] http://safecomp.me/post.php?id=62.

[2] http://lib.chipdip.ru/149/DOC000149314.pdf

[3] http://www.itworkroom.com/post-card-и-коды-ошибок/

[4] http://www.appspb.com/faq/tex_dokum_mb/post-kody-pk/

[5] Zozolja Yu. [Fine tuning the computer using the BIOS. Let's begin!]. *S.-P.: Piter.*— 2010. — 190 p. (In Russian).

[6] http://pointer.laser-squad.com/isr/books/tehobsl/01.03.html

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Применение контроллеров семейства КМх32 для решения задач защиты информации на борту легких и беспилотных летательных аппаратов

Тарасенко В.М.
ООО "КМ211"
г.Москва, 124498, Российская Федерация
now.here@list.ru

Аннотация: *В работе представлен обзор российских контроллеров семейства КМХ32. Описаны особенности архитектуры, обуславливающие эффективность процессора. Приведены примеры сопроцессоров, реализующих преобразование данных в соответствии со стандартными криптоалгоритмами (DES, AES). Описаны способы которыми достигается пониженное энергопотребление.*

Ключевые слова: процессор, микроконтроллер, криптографическая обработка, быстродействие, энергосбережение, сопроцессор, аппаратный ускоритель.

1. Введение

На сегодняшний день защита конфиденциальных данных является важной и актуальной задачей. Шифрование постепенно проникает в повседневную жизнь и становится его неотъемлемой частью, а для защиты данных, представляющих государственную или коммерческую тайну, криптографическая защита является тем более необходимой. Брюс Шнайер называет шифрование наиболее важной технологией сохранения конфиденциальности [1]. Многие современные процессоры позволяют реализовать алгоритмы шифрования данных. Однако Т. Е. Михайлюк и С. В. Жернаков отмечают, что вопросам построения специализированных вычислителей с высокой производительностью, ориентированных на шифрование больших объемов информации, уделяется значительное внимание, как в России, так и за рубежом [2]. Специализированный контроллер, оборудованный аппаратными ускорителями криптографических алгоритмов, может выполнять поставленные задачи быстрее и с меньшими энергозатратами [3].

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

2. Процессор КМх32

Семейство микроконтроллеров КМх32 построено на базе оригинального RISC ядра компании КМ211 разрядностью 32 бита и предназначено для использования в составе малопотребляющих, компактных и защищённых устройств с повышенными требованиями к надёжности, ориентировано на высокую эффективность Си-компилированного кода, высокую защищённость данных и стабильность работы. Его архитектура и система команд хорошо приспособлены к особенностям языка Си благодаря наличию регистров-указателей, аппаратной поддержке циклов, разнообразию режимов адресации, использованию виртуальных регистровых файлов в качестве регистров общего назначения, ускорению сохранения, восстановления, переключения контекста и передачи параметров. Эффективность микроконтроллеров обуславливается следующими особенностями архитектуры:

- ♦ построение по гарвардскому принципу, раздельная память данных и команд;
- ♦ эффективная смесь коротких (1 слово — 16 бит) и длинных (32 бита) команд;
- ♦ большинство команд состоит из одного слова;
- ♦ 3-х стадийная конвейерная обработка команд;
- ♦ аппаратный умножитель 16 х 16 бит и аппаратный делитель (опционально);
- ♦ малое время реакции на прерывание;
- ♦ наличие аппаратного или аппаратно-программного режимов стека контекста;
- ♦ наличие 10 аппаратных регистров общего назначения с поддержкой косвенной адресации;
- ♦ виртуальные регистровые файлы для быстрого переключения контекста программы;
- ♦ 32-битная адресация для памяти данных и команд;
- ♦ аппаратная организация циклов и потоковый режим исполнения команд;
- ♦ системный и пользовательский режимы работы с возможностью раздельных стеков данных;
- ♦ наличие 2 режимов энергосбережения: WAIT и STOP;
- ♦ гибкая система косвенной адресации;
- ♦ интегрированная система разработки на базе Eclipse (версия Helios);
- ♦ эффективный компилятор с высокой плотностью кода.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

Архитектура KMx32 обеспечивает возможность поддержки встроенных операционных систем с высокими требованиями безопасности для следующих приложений:

- ♦ банковские карты;
- ♦ системы электронной идентификации;
- ♦ SIM карты.

Системный и пользовательский режимы обеспечивают эффективную защиту памяти и разделение доступа к ресурсам микроконтроллера. Микроконтроллеры KMx32 поддерживают два режима исполнения программы:

- ♦ системный — режим ядра с полным доступом к ресурсам;
- ♦ пользовательский — режим ядра с некоторыми ограничениями:
  - • запрет доступа к регистрам периферии;
  - • запрет доступа к некоторым регистрам процессора;
  - • запрет доступа к системной памяти команд и данных.

Пользовательские процессы работают с виртуальными адресами памяти и не имеют возможности читать и писать в разделы памяти данных и команд, принадлежащие системным или другим пользовательским процессам. Это позволяет программам нескольких производителей независимо функционировать на одном кристалле.

3. Аппаратные ускорители

Основное преимущество специализированного контроллера в том, что он оснащен необходимыми периферийными блоками, которые позволяют быстро выполнять сложные алгоритмы преобразования данных. Для оценки эффективности использования аппаратных сопроцессоров рассмотрим специализированные блоки, разработанные для выполнения криптографической обработки данных в соответствии с официальными открытыми стандартами [4].

Блок DES предназначен для ускорения вычислений алгоритмов шифрования «DES» в соответствии со стандартом FIPS 46 – 3 [5].

Для «DES» выполняется один цикл шифрования (дешифрования) входных 64-разрядных данных с использованием 64-разрядного ключа, состоящий из 16 этапов. Обработка выполняется за 36 тактов системной частоты. Таким образом, с учетом затрат процессорных ресурсов на загрузку данных и конфигурацию сопроцессора, полный цикл обработки одного блока данных занимает не более 50 тактов системной частоты. Шифрование данных можно продолжить без обновления ключа, что позволяет более эффективно обрабатывать массивы данных.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Блок AES предназначен для ускорения вычислений алгоритмов шифрования «AES 128» и «AES 256» в соответствии со стандартом FIPS 197 [6].

Для «AES 128» выполняется один цикл шифрования (дешифрования), состоящий из 10 этапов, входных 128-разрядных данных с использованием 128-разрядного ключа. Выполнение операций шифрования (дешифрования) осуществляется за 570 тактов. Для «AES 256» выполняется один цикл шифрования (дешифрования), состоящий из 14 этапов, входных 128-разрядных данных с использованием 256-разрядного ключа. Выполнение операций шифрования (дешифрования) осуществляется за 784 такта. В данном случае загрузка и выгрузка данных из сопроцессора займет не более 54 тактов. Для дешифрования данных предварительно выполняется вычисление ключа дешифрования из исходного ключа для шифрования. Выполнение операций вычисления ключа осуществляется за 143 такта.

Временные затраты на выполнение преобразований, описанных выше, можно посчитать исходя из значения системной частоты. Максимальное допустимое значение напрямую зависит от того, по какому техпроцессу был выполнен микроконтроллер.

4. Энергосбережение

Увеличение тактовой частоты процессора значительно увеличивает его энергопотребление и, не смотря на то, что поставленные задачи выполняются быстро, потребление между периодами активности ядра могут быть неоправданно высоким. Конкретный пример представлен в таблице 1.

Таблица 1. Данные измерения энергопотребления для технология 45 нм.

	Потребление, Вт	
	Частота ядра 20 МГц	Частота ядра 200 МГц
Активный режим	0.0045765	0.0073458
Режим ожидания	0.0042732	0.0044289
Разность	0.0003033	0.0029169

Данная проблема уже решена в более ранних реализациях контроллеров, где предусмотрена возможность контроля периферийных блоков, позволяющая отключать их полностью, снижая протекающие в них токи до значений близких к нулю. Кроме этого, предусмотрены функции отключения внутренних частот синхронизации в режимах ожидания. Так же существует реализация с режимом максимального энергосбережения, фактически представляющая из себя полное отключение контроллера, с воз-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

можностью включения через заданный интервал времени или по внешнему сигналу.

5. Заключение

Контроллеры семейства КМх32 являются российской разработкой, что особенно важно в условиях возросших требований по импортозамещению. На протяжении нескольких лет они активно используются для криптографической обработки данных. В результате успешных работ, направленных на снижение энергопотребления, контроллеры семейства КМх32 стали использоваться в составе компактных и малопотребляющих устройств. Существует возможность оснащения контроллера дополнительными блоками аппаратного ускорения для решения конкретной задачи, а также защитными средствами. Таким образом, применение контроллеров семейства КМх32 для обработки и шифрования данных на борту легких и беспилотных летательных аппаратов, где массогабаритные характеристики и малое энергопотребление играют одну из ключевых ролей, является перспективным и целесообразным.

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). [Электронный ресурс]. URL:http://cyberleninka.ru/article/n/k-voprosu-ob-apparatnoy-realizatsii-modulya-potokovogo-shifrovaniya-dlya-kompleksnoy-sistemy-zaschity-informatsii (дата обращения: 05.07.2017).

[3] Родионов А. Ю. Архитектура криптографического сопроцессора на ПЛИС // Вопросы защиты информации №3 2016.- Москва: Научно-технический центр оборонного комплекса "Компас"

[4] Семенов Ю.А. Телекоммуникационные технологии. – 15 июня 2014 года

[5] Federal Information Processing Standards Publication 46-3 – October 25, 1999

[6] Federal Information Processing Standards Publication 197 – November 26, 2001

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Multiparameter Transforms for Image Protection Part 1. Fast Multiparameter Transforms

Martyugin S.A.
SPA Automatics, n. a. Academician N.A. Semikhatov
Yekaterinburg, 620075, Russian Federation
stmart2608@gmail.com

Abstract: *The fractional and multiparameter transforms (e.g. Fourier, Hartley, Sine, Cosine) are one or multi-parametric family of unitary transformations. The identical and classical transformations are both the special cases of fractional and multiparameter transforms. In this work we develop fast algorithms for discrete fractional and multiparameter transforms.*

Keywords: *Fourier transform, fractional Fourier transform, multiparameter Fourier transform, image processing.*

Многопараметрические преобразования для защиты изображений Часть 1. Быстрые многопараметрические преобразования

Мартюгин С.А.
АО НПО Автоматики им. академика Н.А. Семихатова
г. Екатеринбург, 620075, Российская Федерация
stmart2608@gmail.com

Аннотация: *Дробные и многопараметрические преобразования (напр. Фурье, Хартли, синусно-косинусные) являются одно и много-параметрической группой унитарных преобразований. Идентичное и классическое преобразования являются их частными случаями. В данной работе разрабатываются быстрые алгоритмы для реализации дискретных модификаций дробных и многопараметрических преобразований.*

Ключевые слова: преобразование Фурье, дробное преобразование Фурье, многопараметрическое преобразование Фурье, обработка изображений.

1. Введение

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

Идея о дробных степенях оператора Фурье появилась в математической литературе в начале XX века [1]. Она основывалась на собственном разложении оператора Фурье в рамках его собственных значений и собственных функций. Позже, в 1961 году В. Баргманн в [2] дал более точное определение этого преобразования, основанное на многочленах Эрмита. Известно, что функции Эрмита $\Psi_{\mathrm{n}}\left(\sqrt{2\pi}\mathrm{t}\right)$ порядка n являются собственными функциями преобразования Фурье: $\mathbf{F}\left[\Psi_n(t)\right]=\lambda_{\mathrm{n}}\Psi_n(\omega)$, которые соответствуют собственным значениям $\lambda_n = j^n$. Они формируют ортогональный набор функций на интервале $(-\infty,\infty)$ относительно весовой функции $e^{\pi t^2}$, поскольку $\left\langle \Psi_n(t)\middle|\Psi_m(t)\right\rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{\pi t^2}\Psi_n(t)\Psi_m(t)dt = \delta_{mn}$. В рамках собственных функций преобразование Фурье имеет следующее собственное разложение:

$$\mathbf{F}=\left[e(\omega,t)\right]:=\left[\sum_{n=0}^{\infty} j^n\Psi_n(\omega)\Psi_n(t)\right]=\left[e^{j\omega t}\right].$$

Тогда согласно [3] дробное преобразование Фурье $\mathbf{F}^{\alpha}$ определяется через его собственные функции следующим образом:

$$\mathbf{F}^{\alpha}=\left[e^{\alpha}(\omega,t)\right]:=\left[\sum_{n=0}^{\infty} j^{\alpha n}\Psi_n(\omega)\Psi_n(t)\right].$$

где $e^{\alpha}(\omega,t)$ – ядро дробного преобразования Фурье, а $\Psi_n(t)$ его собственные функции, соответствующие собственным значениям $\lambda_n^{\alpha} = j^{\alpha n}$, так как $\mathcal{F}^{\alpha}\left[\Psi_n(t)\right]=\lambda_n^{\alpha}\Psi_n(t)$. Очевидно, что для $\alpha=1$ дробное преобразование Фурье принимает облик классического преобразования Фурье, а при $\alpha=0$ вырождается в тождественное преобразование. Таким образом, при непрерывном изменении параметра α дробное преобразование Фурье плавно меняет облик от тождественного преобразования до обычного преобразования Фурье.

В 1980г Намиас заново открыл дробное преобразование Фурье [3]. В своей работе, посвященной использованию дробного ПФ для решения некоторых задач, связанных с квантовыми гармоническими колебаниями, он представил операционное исчисление этого преобразования. Его подход был расширен Мак Брайдом и Керром в 1987г [4]. Позже, в 1993г. Мендлович и Озактас предложили дробное преобразование в оптике [5]. На се-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

годняшний день дробное ПФ нашло широкое применение для решения разных задач в области обработки сигналов и изображений[6].

В этой работе разрабатываются быстрые алгоритмы для различных дробных и многопараметрических преобразований.

2. Собственное разложение и дискретные многопараметрические преобразования

Пусть $\mathbf{F} = \left[F_k(i) \right]_{k,t=0}^{N-1}$ – произвольное дискретное симметричное $(N \times N)$-преобразование, λ_n и $\Psi_n(t)$ – его собственные значения и собственные векторы соответственно, где $n = 0,1,\ldots,N-1$. Пусть $\mathbf{U} = \left[\Psi_0(i) \,|\, \Psi_1(i) \,|\, \vdots \,|\, \Psi_{N-1}(i) \right]$ – матрица, составленная из собственных векторов $\mathbf{F}$-преобразования. Тогда $\mathbf{U}^{-1}\mathbf{F}\mathbf{U} = \mathbf{Diag}\{\lambda_n\}$ представляет собой собственное разложение преобразования $\mathbf{F}$. Следовательно, $\mathbf{F} = \left[F_k(i) \right] := \mathbf{U}\boldsymbol{\Lambda}\mathbf{U}^{-1}$. Если $\alpha_0,\ldots,\alpha_{N-1}$ – произвольные вещественные числа, то выражение

$$\mathbf{F}^{(\alpha_0,\ldots,\alpha_{N-1})} := \mathbf{U}\left\{\mathbf{diag}\left(\lambda_0^{\alpha_0},\ldots,\lambda_{N-1}^{\alpha_{N-1}}\right)\right\}\mathbf{U}^{-1},$$

назовем многопараметрическим $\mathbf{F}$-преобразованием. Если $\alpha_i \equiv \alpha$, $i = 0,1,\ldots,N-1$, то такое преобразование назовем дробным $\mathbf{F}$-преобразованием.

3. Быстрые дробные и многопараметрические преобразования Фурье

Пусть $\mathbf{F} = \left[F_k(i) \right]_{k,t=0}^{N-1}$ – дискретное преобразование Фурье, тогда $\lambda_n \in \{\pm 1, \pm j\}$, $\Psi_n(t)$ – его собственные значения и векторы соответственно. Таким образом, преобразования

$$\mathbf{F}^{(\alpha_0,\ldots,\alpha_{N-1})} := \mathbf{U}\left\{\mathbf{diag}\left(e^{j\pi n_0 a_0/2}, e^{j\pi n_1 a_1/2}\ldots, e^{j\pi n_{N-1} a_{N-1}/2}\right)\right\}\mathbf{U}^{-1},$$

$$\mathbf{F}^{\alpha} := \mathbf{U}\left\{\mathbf{diag}\left(e^{j\pi n a/2}\right)\right\}\mathbf{U}^{-1},$$

где $\alpha = \pi a / 2$ будут соответственно многопараметрическим и дробным преобразованиями Фурье.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Диагонализируя до конца эти преобразования с помощью вещественных вращений Якоби-Гивенса $\left[(\varphi_i)_{k_i,m_i}\right]=\begin{bmatrix}\cos\varphi_i & -\sin\varphi_i\\ \sin\varphi_i & \cos\varphi_i\end{bmatrix}_{k_i,m_i}$, получим в итоге матрицу точных собственных значений:

$$\left\{\prod_{i=1}^{Q}\left[(\varphi_i)_{k_i,m_i}\right]\right\}^T \mathbf{F}^{(\alpha_0,\ldots,\alpha_{N-1})}\left\{\prod_{i=1}^{Q}\left[(\varphi_i)_{k_i,m_i}\right]\right\}=\mathbf{diag}\left(\lambda_0^{\alpha_0},\ldots,\lambda_{N-1}^{\alpha_{N-1}}\right),$$

где Q – количество матриц для диагонализации $\mathbf{F}^{(\alpha_0,\ldots,\alpha_{N-1})}$. Столбцы матрицы $\mathbf{U}=\prod_{i=1}^{Q}\left[(\varphi_i)_{k_i,m_i}\right]$ будут являться ортогональными собственными векторами этих преобразований.

Так как матрица $\mathbf{F}$ симметрична и все её строки и столбцы либо симметричны, либо антисимметричны, то она блочно-диагонализируется с помощью матрицы $\mathbf{X}$. В общем виде эту матрицу можно представить следующей матрицей:

$$\mathbf{X}=\left[\prod_{i=1}^{\frac{N}{2}-1} Rot_{i,N-i}\left(\frac{\pi}{4}\right)\right]=[1]\oplus\begin{bmatrix}c_4\mathbf{I}_{(N/2)-1} & . & -s_4\bar{\mathbf{I}}_{(N/2)-1}\\ . & 1 & .\\ s_4\bar{\mathbf{I}}_{(N/2)-1} & . & c_4\mathbf{I}_{(N/2)-1}\end{bmatrix},$$

где $c_4=\cos(\pi/4)$, $s_4=\sin(\pi/4)$ $\mathbf{I}$ и $\bar{\mathbf{I}}$ -диагональная и анти-диагональная матрицы.

Известно, что матрица $\mathbf{X}$ разбивает матрицу $\mathbf{F}$ на действительный и мнимый блоки, которые представлены соответственно дискретным косинусным и синусным преобразованиями:

$$\mathbf{F}_{\mathbf{X}}=\mathbf{X}_N{}^T\mathbf{F}_N\mathbf{X}_N=\left[\mathbf{C}^{[0]}_{(N/2)+1}\oplus j\bar{\mathbf{I}}\mathbf{S}^{[0]}_{(N/2)-1}\bar{\mathbf{I}}\right].$$

При $N=2^n$ матрицы ДСП/ДКП-0 являются центрально симметричными, поэтому они диагонализируются преобразованием $\mathbf{X}$ за $N/2-1$ вращение. Обозначим это преобразование как $\mathbf{X}_b$:

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\mathbf{X}_b = \left[\mathbf{X}_{\frac{N}{2}+1} \oplus \mathbf{X}_{\frac{N}{2}-1} \right] = \left[\prod_{i=0}^{\frac{N}{4}} Rot_{i,\frac{N}{2}-i}\left(\frac{\pi}{4}\right) \right] \oplus \left[\prod_{i=1}^{\frac{N}{4}-1} Rot_{\frac{N}{2}+i,N-i}\left(\frac{\pi}{4}\right) \right] =$$

$$= \begin{bmatrix} c_4\mathbf{I}_{N/4} & . & -s_4\bar{\mathbf{I}}_{N/4} \\ . & 1 & . \\ s_4\bar{\mathbf{I}}_{N/4} & . & c_4\mathbf{I}_{N/4} \end{bmatrix} \oplus \begin{bmatrix} c_4\mathbf{I}_{N/4-1} & . & -s_4\bar{\mathbf{I}}_{N/4-1} \\ . & 1 & . \\ s_4\bar{\mathbf{I}}_{N/4-1} & . & c_4\mathbf{I}_{N/4-1} \end{bmatrix}.$$

Произведение матриц $\mathbf{X} \cdot \mathbf{X}_b \cdot \mathbf{P}$, где $\mathbf{P}$ – перестановочная матрица разбивает матрицу $\mathbf{F}$ на 6 блоков, которые представлены дискретными синусными и косинусными преобразованиями 0, 1 и 2 типов:

$$\mathbf{P}^T(\mathbf{X}_b^T(\mathbf{X}^T\mathbf{F}\mathbf{X})\mathbf{X}_b)\mathbf{P} =$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{C}^{[0]}_{N/8+1} \oplus \begin{bmatrix} 0 & (-1)\cdot\bar{\mathbf{I}}\mathbf{C}^{[2]}_{N/8} \\ \left[(-1)\cdot\bar{\mathbf{I}}\mathbf{C}^{[2]}_{N/8}\right]^T & 0 \end{bmatrix} \oplus \bar{\mathbf{I}}\mathbf{C}^{[1]}_{N/8}\bar{\mathbf{I}} \end{bmatrix} \oplus$$

$$\oplus j \begin{bmatrix} \mathbf{S}^{[1]}_{N/8} \oplus \begin{bmatrix} 0 & \left[\mathbf{S}^{[2]}_{N/8}\bar{\mathbf{I}}\right]^T \\ \mathbf{S}^{[2]}_{N/8}\bar{\mathbf{I}} & 0 \end{bmatrix} \oplus \bar{\mathbf{I}}\mathbf{S}^{[0]}_{(N/8)-1}\bar{\mathbf{I}} \end{bmatrix}.$$

Для диагонализации этих блоков подбираются поворотные матрицы, количество которых может варьироваться в широких, но разумных пределах.

Пример 1. Оператор дискретного преобразования Фурье в случае $N = 2^3$ приводится к диагональному виду матрицей $\mathbf{U} = \mathbf{X}\mathbf{X}_b\mathbf{P}\mathbf{R}_1$, где

$$\mathbf{X} = \left[\prod_{i=1}^{3} Rot_{i,8-i}\left(\frac{\pi}{4}\right) \right] = [1] \oplus \begin{bmatrix} \mathrm{c}_4\,\mathbf{I}_3 & . & -s_4\bar{\mathbf{I}}_3 \\ . & 1 & . \\ s_4\bar{\mathbf{I}}_3 & . & \mathrm{c}_4\,\mathbf{I}_3 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{X}_b = \left[\prod_{i=0}^{2} Rot_{i,4-i}\left(\frac{\pi}{4}\right) \right] \oplus \left[\prod_{i=1}^{1} Rot_{4+i,8-i}\left(\frac{\pi}{4}\right) \right] =$$

$$= \begin{bmatrix} c_4\mathbf{I}_2 & . & -s_4\bar{\mathbf{I}}_2 \\ . & 1 & . \\ s_4\bar{\mathbf{I}}_2 & . & c_4\mathbf{I}_2 \end{bmatrix} \oplus \begin{bmatrix} c_4\mathbf{I}_1 & . & -s_4\bar{\mathbf{I}}_1 \\ . & 1 & . \\ s_4\bar{\mathbf{I}}_1 & . & c_4\mathbf{I}_1 \end{bmatrix},$$

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\mathbf{P} = [1] \oplus \begin{bmatrix} & & 1 & \\ 1 & & & \\ & & & 1 \\ & 1 & & \end{bmatrix} \oplus [1] \oplus \begin{bmatrix} & 1 \\ 1 & \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{R}_1 = \begin{bmatrix} c_8 & -s_8 \\ s_8 & c_8 \end{bmatrix} \oplus \begin{bmatrix} c_4 & s_4 \\ -s_4 & c_4 \end{bmatrix} \oplus \mathbf{I}_2 \oplus \begin{bmatrix} c_4 & s_4 \\ -s_4 & c_4 \end{bmatrix}, \text{ и}$$

$$\mathbf{U}^T \mathbf{F}_8 \mathbf{U} := \left\{ \mathbf{diag}\left(1, -1, 1, -1, 1, j, -j, j\right) \right\}.$$

Аналогичным способом разрабатываются алгоритмы для других преобразований, например Хартли, Уолша, Виленкина, Хаара, а также различных видов синусно-косинусных преобразований.

Заключение

В статье был представлен метод синтеза быстрых алгоритмов дробных и многопараметрических преобразований. Количество и структура поворотных матриц, формирующих преобразование $\mathbf{U}$, может меняться в широких пределах, создавая уникальные базисы для различных многопараметрических преобразований.

Список литературы

[1]. Condon E.U. Immersion of the Fourier transform in a continuous group of functional transforms // Proc. Nat. Acad. Sci, 1937, Vol., 12, pp. 158–164.

[2]. Bargmann V. On a Hilbert space of analytic functions and an associated integral transform. Part 1 // Commun. Pure Appl. Math., 1961, 14, pp.187–214.

[3]. Namias V. The fractional order Fourier transform and its application to quatum mechanics // J. Inst. Math. Appl., 1980, Vol. 25, pp. 131–265.

[4]. McBride A.C., Kerr F.H. On Namias' fractional Fourier transforms // IMA J. Appl. Math., 1987, Vol. 39, pp. 131–265.

[5]. Ozaktas H.M. and Mendlovic D. Fourier transform of fractional order and their optical interpretation // Opt. Commun., 1993, 110, pp. 163–169.

[6]. Ervin S, Igor D, LJubisa S. Fractional Fourier Transform as a Signal Processing Tool: An Overview of Recent Developments // Signal Processing 91 (2011) 1351–1369.

References

[1]. Condon E.U. Immersion of the Fourier transform in a continuous group of functional transforms // Proc. Nat. Acad. Sci, 1937, Vol., 12, pp. 158–164.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[2]. Bargmann V. On a Hilbert space of analytic functions and an associated integral transform. Part 1 // Commun. Pure Appl. Math., 1961, 14, pp.187–214.

[3]. Namias V. The fractional order Fourier transform and its application to quatum mechanics // J. Inst. Math. Appl., 1980, Vol. 25, pp. 131–265.

[4]. McBride A.C., Kerr F.H. On Namias' fractional Fourier transforms // IMA J. Appl. Math., 1987, Vol. 39, pp. 131–265.

[5]. Ozaktas H.M. and Mendlovic D. Fourier transform of fractional order and their optical interpretation // Opt. Commun., 1993, 110, pp. 163–169.

[6]. Ervin S, Igor D, LJubisa S. Fractional Fourier Transform as a Signal Processing Tool: An Overview of Recent Developments // Signal Processing 91 (2011) 1351–1369.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Multiparameter Transforms for Image Protection Part 2. Digital Image Watermarking

Martyugin S.A.
SPA Automatics, n. a. Academician N.A. Semikhatov
Yekaterinburg, 620075, Russian Federation
stmart2608@gmail.com

Abstract: *The fractional and multiparameter transforms (e.g. Fourier, Hartley, Sine, Cosine) are one or multi-parametric family of unitary transformations. The identical and classical transformations are both the special cases of fractional and multiparameter transforms. In this work we describe the implementation of a watermark embedding technique for images and video using multiparameter transforms.*

Keywords: *Fourier transform, fractional Fourier transform, multiparameter Fourier transform, image processing, digital image watermarking, multiparameter sine and cosine transforms.*

Многопараметрические преобразования для защиты изображений Часть 2. Внедрение цифровых знаков в изображения

Мартюгин С.А.
АО НПО Автоматики им. академика Н.А. Семихатова
г. Екатеринбург, 620075, Российская Федерация
stmart2608@gmail.com

Аннотация: *Дробные и многопараметрические преобразования (напр. Фурье, Хартли, синусно-косинусные) являются одно и многопараметрической группой унитарных преобразований. Идентичное и классическое преобразования являются их частными случаями. В данной работе предложен метод внедрения цифровых водяных знаков в изображения и видео с помощью многопараметрических преобразований.*

Ключевые слова: преобразование Фурье, дробное преобразование Фурье, многопараметрическое преобразование Фурье, обработка изображений, цифровые водяные знаки, многопараметрические синусно-косинусные преобразования.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

Цифровой водяной знак (ЦВЗ) – это обычно не видная пользователю специальная метка, встраиваемая в цифровой контент с целью защиты авторских прав и подтверждения его целостности [1,2].

В работе предложен метод внедрения цифровых водяных знаков с помощью многопараметрических преобразований. Основная идея предложенного метода – найти многопараметрический спектр изображения, модифицировать определённые коэффициенты, и, применив обратное многопараметрическое преобразование, получить изображение с ЦВЗ. Подход к синтезу быстрых алгоритмов для различных многопараметрических преобразований предложен в [3].

2. Внедрение цифровых водяных знаков

Внедрение цифровых водяных знаков происходит следующим образом. Сначала вычисляется многопараметрический спектр изображения с заданным набором степенных параметров $\alpha_0,...,\alpha_N$ и базисом $\mathbf{U}$ для преобразования $\mathbf{F}^{(\alpha_0,\ldots,\alpha_{N-1})} := \mathbf{U}\left\{\mathbf{diag}\left(\lambda_0^{\alpha_0},\ldots,\lambda_{N-1}^{\alpha_{N-1}}\right)\right\}\mathbf{U}^{-1}$ [3]. Полученные спектральные коэффициенты сортируются по абсолютному значению, формируя вектор $\mathbf{S}$, где $S_i = X_i + jY_i$, $|S_i| \le |S_{i+1}|$, $i = 1,2,\ldots$.

В предложенном методе цифровой водяной знак представляет собой последовательность из M случайных некоррелированных комплексных чисел с нулевым средним и дисперсией $\sigma^2/2$. Обозначим эту последовательность как:

$$w_i = x_i + jy_i, \quad i = L+1,...,L+M,$$

где L – номер коэффициента для внедрения.

Параметр L выбирается с учётом того, что внедренный в наименьшие по абсолютному значению коэффициенты ЦВЗ может быть удалён в процессе сжатия или фильтрации, а внедрённый в наибольшие коэффициенты может изменить визуальное восприятие изображения. ЦВЗ внедряется в $\mathbf{S}$ следующим образом:

$$S_i^w = S_i + x_i|X_i| + jy_i|Y_i|, \quad i = L+1,...,L+M.$$

После чего $\mathbf{S}^w$ группируется в двумерный массив, на который действуют обратным многопараметрическим преобразованием, получая изображение с цифровым водяным знаком.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Нахождение цифрового водяного знака

Нахождение ЦВЗ осуществляется следующим способом. Вычисляется многопараметрическое преобразование в заданном базисе и с заданными степенными параметрами $\mathbf{F}^{(\alpha_0,..,\alpha_{N-1})} := \mathbf{U}\left\{\mathbf{diag}\left(\lambda_0^{\alpha_0},\ldots,\lambda_{N-1}^{\alpha_{N-1}}\right)\right\}\mathbf{U}^{-1}$. Так как изображение может быть подвергнуто каким-нибудь изменениям (сжатие, зашумление, обрезка), то вместо коэффициентов $\mathbf{S}^w$ будем иметь набор коэффициентов $\mathbf{S}^p$. Величина детектирования находится следующим образом:

$$d = \sum_{i=L+1}^{L+M} \left|x_i - jy_i\right| S_i^p \ .$$

При отсутствии корреляции ЦВЗ и изображения, принимая $\mathbf{S}^p = \mathbf{S}^w$ ожидание d будет:

$$E\left[d\right] = \frac{1}{2}\delta^2 \sum_{i=L+1}^{L+M} \left(\left|V_i\right| + \left|W_i\right|\right).$$

При отсутствии ЦВЗ имеем $E\left[d\right] = 0$.

При различных изменениях изображения значение d может меняться в широких пределах. Чтобы это учесть задаётся n производных последовательностей w^k, $k = 1,2,...,n$. Вычисляется среднее значение (μ) и стандартное отклонение (σ), на основе которых строится граница определения $t = \mu + h\sigma$. Если значение d больше этой границы, то делается вывод о присутствии ЦВЗ в изображении. Величина параметра h задаётся пользователем и может варьироваться, однако следует помнить, что при больших значениях параметра h ЦВЗ может не быть найден, а при маленьких значениях h может быть принято неверное решение о его наличии.

Таким образом, для правильного определения ЦВЗ необходимо знать:

1. Параметры многопараметрического преобразования (степенные параметры, базис).

2. Длину ЦВЗ (M) и место внедрения (L).

3. Последовательность $w_i = x_i + jy_i$, $i = L+1,...,L+M$, или способ её получения.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Численный эксперимент

Для моделирования использовалось 256×256 jpeg изображение Лены. В изображение было внедрено 3 ЦВЗ с параметрами L, M, σ^2, приведёнными ниже:

ЦВЗ	1	2	3
L	3840	3600	4000
M	50	50	40
σ^2	60	100	30

Внедрение осуществлялось с помощью многопараметрического преобразования Фурье $\mathbf{F}^a := \mathbf{U}\left\{\mathbf{diag}\left(\exp\left(-j\frac{\pi}{2}n_i a\right)\right)\right\}\mathbf{U}^{-1}$ с параметрами $a_1 = 0.8$, $a_2 = 0.5$, и $n = \{0,1,...254,256\}$. Базис для преобразования был задан с помощью вращений Якоби-Гивенса [3]. На рис 1 представлены оригинальное изображение (слева) и изображение с цифровым водяным знаком (справа). Из рисунка видно, что изображение с цифровыми водяными знаками визуально неотличимо от оригинала.




Рис. 1. Оригинальное изображение (слева) и изображение с цифровым водяным знаком (справа).

Fig. 2. Original image (left) and watermarked image (right).

Для поиска внедрённых ЦВЗ были заданы $n = 100$ последовательностей w^k с такими же параметрами, как и оригинальная последовательность w (ЦВЗ), вычислены среднее значение (μ) и стандартное отклонение (σ). Граница определения была установлена как $t = \mu + h\sigma$, где $h = 4$ (Рис 2). На рисунке видно, что все три ЦВЗ были найдены.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

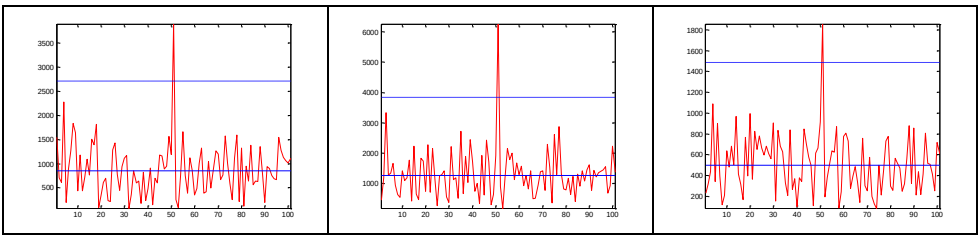


Рис. 2. Величина детектирования для 100 случайных последовательностей и правильно внедрёнными ЦВЗ. Пунктирной линией обозначена граница определения, сплошной линией среднее значение.

Fig. 2. Detection value for 100 random watermarks with correctly embedded watermarks.

Заключение

В статье был представлен метод внедрения цифровых знаков в изображения, или видео с использованием многопараметрических преобразований, в качестве которых могут использоваться, например, многопараметрические преобразования Фурье, Хартли, или синусно-косинусные преобразования. Для каждого ЦВЗ может быть разработан свой базис, и свой набор степенных параметров, в зависимости от которых могут быть выбраны его длина и место внедрения.

Предложенный метод может также применяться и для цветных изображений.

Список литературы

[1] M. Kutter. Watermarking world. www.watermarkingworld.org.

[2] Lysenko A. A Construction of a robust digital image watermarking Algorithm // 25-th International Crimean conference Micriwave & Telecommunication Technology 2015 Conference Proceedings. IEEE Cat. Nr. CFP 15788, p 924-925.

[3] Мартюгин С. Многопараметрические преобразования для защиты изображений Часть 1. Быстрые многопараметрические преобразования // в настоящем сборнике.

References

[1] M. Kutter. Watermarking world. www.watermarkingworld.org.

[2] Lysenko A. A Construction of a robust digital image watermarking Algorithm // 25-th International Crimean conference Micriwave & Telecommunication Technology 2015 Conference Proceedings. IEEE Cat. Nr. CFP 15788, p 924-925.

[3] Martyugin S. Multiparameter Transforms for Image Protection Part 1. Fast Multiparameter Transforms.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Multiparameter Transforms for Image Protection Part 3. Image Encryption

Martyugin S.A.
SPA Automatics, n. a. Academician N.A. Semikhatov
Yekaterinburg, 620075, Russian Federation
stmart2608@gmail.com

Abstract: *The fractional and multiparameter transforms (e.g. Fourier, Hartley, Sine, Cosine) are one or multi-parametric family of unitary transformations. The identical and classical transformations are both the special cases of fractional and multiparameter transforms. In this work we discuss image encryption using multiparameter transforms*

Keywords: *Fourier transform, fractional Fourier transform, multiparameter Fourier transform, image processing, image encryption*

Многопараметрические преобразования для защиты изображений Часть 3. Шифрование изображений

Мартюгин С.А.
АО НПО Автоматики им. академика Н.А Семихатова
г. Екатеринбург, 620075, Российская Федерация
stmart2608@gmail.com

Аннотация: *Дробные и многопараметрические ортогональные преобразования (напр. Фурье, Хартли, Синусно-косинусные) являются одно и многопараметрической группой унитарных преобразований. Идентичное и классическое преобразования являются их частными случаями. В работе обсуждается шифрование изображений с использованием многопараметрических преобразований.*

Ключевые слова: преобразование Фурье, дробное преобразование Фурье, многопараметрическое преобразование Фурье, обработка изображений, шифрование изображений

1. Введение

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

В настоящее время существует большое количество публикаций, посвященных шифрованию изображений с помощью различных ортогональных преобразований [1-3]. Главная цель этих методов – перевод изображения в нечитаемую форму (статистически некоррелируемый белый шум) для защиты от просмотра неавторизованными лицами. В статье предложен метод увеличения надёжности шифрования данных алгоритмов.

2. Шифрование изображений

В общем случае алгоритмы шифрования изображений, приведенные в [1-3] представлены следующим образом.

Изображение $f(x,y)$ поэлементно умножают на функцию вида $\exp\left[j2\pi n_1(x,y)\right]$ (случайная фазовая маска), где $n_1(x,y)$ представляет собой статистически некоррелируемую случайную последовательность в пределах [0,1). Она используется для удаления корреляции между пикселами.

$$f(x,y)\exp\left[j2\pi n_1(x,y)\right].$$

Вычисляют многопараметрический спектр полученного изображения с набором степенных параметров $\mathbf{a}_1 = a_{0,1}, a_{1,1}, ..., a_{N-1,1}$:

$$\mathcal{F}^{\mathbf{a}_1}\{f(x,y)\exp[j2\pi n_1(x,y)]\}.$$

Накладывают функцию вида $\exp\left[j2\pi n_2(x,y)\right]$, где $n_2(x,y)$ как и $n_1(x,y)$ представляет собой статистически некоррелируемую случайную последовательность.

$$\mathcal{F}^{\mathbf{a}_1}\left\{f(x,y)\exp\left[j2\pi n_1(x,y)\right]\right\}\exp\left[j2\pi n_2(x,y)\right].$$

Вычисляют многопараметрический спектр полученного изображения с набором степенных параметров $\mathbf{a}_2 = a_{0,2}, a_{1,2}, ..., a_{N-1,2}$, получая зашифрованное изображение (Рис 1):

$$g(x,y) = \mathcal{F}^{\mathbf{a}_2}\left\{\mathcal{F}^{\mathbf{a}_1}\left\{f(x,y)\exp\left[j2\pi n_1(x,y)\right]\right\}\exp\left[j2\pi n_2(x,y)\right]\right\}.$$

Процесс дешифрования является обратным:

$$f(x,y) = conj\left(\exp\left[j2\pi n_1(x,y)\right]\right)\times$$
$$\times\left\{\mathcal{F}^{-\mathbf{a}_1}\left\{conj\left(\exp\left[j2\pi n_2(x,y)\right]\right)\left\{\mathcal{F}^{-\mathbf{a}_2}\left\{g(x,y)\right\}\right\}\right\}\right\}.$$

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

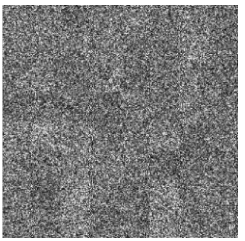



Рис. 1. Зашифрованное изображение (слева) и правильно расшифрованное изображение (справа)

Fig. 2. Original image (left) and watermarked image (right).

Ключевой особенностью данного алгоритма является то, что последовательность $\exp\left[j2\pi n_2(x) \right]$ была наложена в области $\mathbf{a}_1$. Следовательно, чтобы правильно её убрать, необходимо знать набор параметров $\mathbf{a}_1$.

Обычно вычисление многопараметрических преобразований осуществляется с помощью алгоритмов, которые подробно рассмотрены в [4]. Их недостатками являются низкая скорость вычислений и слабая чувствительность к небольшим изменениям углового параметра.

Поясним это следующим примером. Вычислим спектр многопараметрического преобразования Фурье исходного изображения $\mathbf{I}$ размером 256x256 (Рис 1) с параметрами $a = 0.5$ («ключ») и $n = \{0,1,...254,256\}$, что почти аналогично операции шифрования:

$$\mathbf{S}^a = \mathbf{F}^a \mathbf{I} \mathbf{F}^a \text{, где } \mathbf{F}^a = \mathbf{U} \left\{ \mathbf{diag} \left(\exp\left(-j \frac{\pi}{2} n_i a \right) \right) \right\} \mathbf{U}^{-1}.$$

Подействуем на полученный спектр $\mathbf{S}^a$ обратным многопараметрическим преобразованием $\mathbf{F}^{-b}$, где параметр b изменяется в пределах $0.3 \le b \le 0.65$. На рисунке видно, что даже при существенных изменениях b результат обратного преобразования визуально не сильно отличается от оригинала ($b = 0.5$, $\mathbf{I} = \mathbf{F}^{-b} \mathbf{S}^a \mathbf{F}^{-b}$) (Рис 2), что значительно снижает надёжность этих методов.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



Рис. 2. Исходное изображение ($b = 0.5$) и расшифрованные изображения с неправильным ключом

Fig. 2. Original image ($b = 0.5$) and decrypted images with incorrect key.

Кроме того, для оценки надёжности метода авторы используют величину среднеквадратичного отклонения между исходным и расшифрованным с разными ключами изображениями:

$$MSE = \frac{1}{MN}\sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}\left| f^{decrypted}(x,y) - f^{original}(x,y)\right|^2 .$$

В рассматриваемом примере величина MSE меняется только при использовании правильного ключа $b = 0.5$ (Рис 3). Таким образом, этот параметр не является надёжной оценкой, так как визуально изображения почти неотличимы от оригинала.

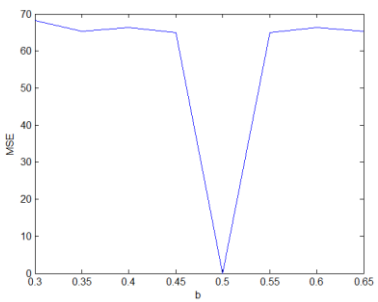


Рис. 3. Величина среднеквадратичного отклонения между исходным изображением и изображениями, расшифрованными с неправильными ключами.

Fig. 3. Mean square error between original and decrypted with incorrect keys images.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Использование алгоритмов многопараметрических преобразований, приведённых в [5] позволяет увеличить скорость работы и значительно повысить чувствительность к изменениям углового параметра. Для примера на Рис. 4 и Рис. 5 приведены расшифрованные с правильным и неправильными ключами изображения. Моделирование выполнялось с использованием многопараметрических преобразований Хартли (Рис 4) и Фурье (Рис 5). На рисунке видно, что даже при изменении параметра b на 0.1 полученное изображение остаётся скрытым.



Рис. 4. Исходное изображение ($b = 0.5$) и расшифрованные изображения с неправильным ключом при использовании многопараметрического преобразования Хартли.

Fig. 4. Original image ($b = 0.5$) and decrypted images with incorrect key using multiparameter Hartley transform.



Рис. 5. Исходное изображение ($b = 0.5$) и расшифрованные изображения с неправильным ключом при использовании многопараметрического преобразования Фурье.

Fig. 5. Original image ($b = 0.5$) and decrypted images with incorrect key using multiparameter Furier transform.

Дополнительным преимуществом предложенных методов вычисления многопараметрических преобразований является синтез уникального многопараметрического базиса, который может быть дополнительным ключом с сохранением быстрого алгоритма.

3. Заключение

Использование в рассматриваемых методах шифрования изображений алгоритмы вычисления многопараметрических преобразований, основанные на вращениях Якоби-Гивенса, позволяют увеличить их скорость и

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

надёжность. Дополнительным увеличением надёжности является создание уникального базиса для многопараметрических преобразований.

Список литературы

[1] Hennelly B. M., Sheridan J.T. Image encryption and the fractional Fourier transform // Optik - International Journal for Light and Electron Optics, Volume 114 Issue 6, pp 251–265, 2003

[2] Lini A., Neenu D. Secure Image Encryption Algorithms: A Review // International Journal of Scientific & Technology Research, vol. 2, Issue 4, April 2013.

[3] R. Tao, J. Lang and Y. Wang. Optical image encryption based on the multiple parameter fractional Fourier transform // Opt. Lett., vol. 33, pp. 581-583, 2008.

[4] Elsheh E., Youssef A. On the security of image encryption schemes based on multiple parameters transforms // preprint

[5] Мартюгин С. Многопараметрические преобразования для защиты изображений Часть 1. Быстрые многопараметрические преобразования // в настоящем сборнике

References

[1] Hennelly B. M., Sheridan J.T. Image encryption and the fractional Fourier transform // Optik - International Journal for Light and Electron Optics, Volume 114 Issue 6, pp 251–265, 2003.

[2] Lini A., Neenu D. Secure Image Encryption Algorithms: A Review // International Journal of Scientific & Technology Research, vol. 2, Issue 4, April 2013.

[3] R. Tao, J. Lang and Y. Wang. Optical image encryption based on the multiple parameter fractional Fourier transform // Opt. Lett., vol. 33, pp. 581-583, 2008.

[4] Bultheel A., Martinez S. Computation of the fractional Fourier transform // preprint.

[5] Martyugin S. Multiparameter Transforms for Image Protection Part 1. Fast Multiparameter Transforms

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The protection of the speech by converting the signals basis

[1]Degtyaryov A. N., [1]Dochinets E.A, [2]Charitonov V. F.
[1]*Sevastopol state University*
Sevastopol, 299053, Russian Federation
degtyaryov1966@yandex.ru
[2]*Black sea higher naval school named by P. S. Nakhimov*
Sevastopol, 299028, Russian Federation
759120vf@mail.ru

Abstract: *The method of protection of speech information from unauthorized access is proposed. To implement the method, the signal is sampled in time in accordance with the theorem of readings. The counts are taken as the coordinates of the signal in the new functional space. The basis of the new functions spaces are orthogonal with weight. To the communication channel the signal is obtained by linear summation of basis functions of this space, the weighted samples of the original signal. To restore the original signal at the receiver are determined the values of its counts by using the conditions of orthogonality of basis functions. The original speech signal is recovered by the filter.*

Key words: *orthogonality, protection of the speech signal, scrambler, descrambler.*

Закрытие речи путем преобразования сигнального базиса

[1]Дегтярев А.Н., [1]Дочинец Е.А., [2]Харитонов В.Ф.
[1]*Севастопольский государственный университет*
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
degtyaryov1966@yandex.ru
[2]*Черноморское высшее военно-морское училище им. П.С. Нахимова,*
г. Севастополь, 299028, Российская Федерация
759120vf@mail.ru

Аннотация: *Рассмотрен метод защиты речевой информации от несанкционированного доступа. Для реализации метода сигнал дискретизируется по времени в соответствии с теоремой отсчетов. Отсчеты принимаются в качестве координат сигнала в новом функциональном пространстве. Базисом нового функционального пространства являются ортогональные с весом функции. В канал связи*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

передается сигнал, полученный путем линейного сложения базисных функций этого пространства, взвешенных отсчетами исходного сигнала. Для восстановления исходного сигнала в приемнике определяются значения его отсчетов с использованием условий ортогональности базисных функций. Исходный речевой сигнал восстанавливается по полученным отсчетам с помощью восстанавливающего фильтра.

Ключевые слова: ортогональность, защита речевого сигнала, скремблер, дескремблер.

1. Введение

Известно, что речевой тракт человека представляет собой последовательность полостей, которая возбуждается шумоподобным сигналом и квазипериодической последовательностью импульсов. В результате изменения геометрических размеров полостей речевого тракта образуются фонемы, наименьшие смыслоразличительные единицы речи. Задача, которая решается в ходе защиты речевой информации от несанкционированного доступа, состоит в разрушении (на передающем конце), а затем восстановлении (на приемном конце) разборчивости речи. Для решения этой задачи используются цифровые или аналоговые скремблеры.

Принцип работы цифровых скремблеров основан на цифровой обработке сигналов, включающей в себя шифрование потоков данных. Цифровые скремблеры часто используют процедуру устранения избыточности речевого сигнала, которая может использовать особенности фонетического ряда естественного языка. Достоинством цифровых скремблеров является высокая степень защищенности речевой информации, а недостаток состоит в сложности их программно-аппаратной реализации.

Аналоговое скремблирование заключается в обработке сигналов во временной или частотной области. Обработка сигналов во временной области сводится к изменению порядка следования отсчетов дискретного во времени сигнала. Обработка в частотной области осуществляется путем перестановки частотных составляющих мгновенного спектра сигнала. Основной недостаток аналоговых скремблеров состоит в слабой защищенности речевой информации. Несомненным достоинством таких устройств является простота их реализации.

Цифровые скремблеры, как и аналоговые скремблеры, работающие во временной области, перед основной обработкой осуществляют предварительную дискретизацию речевого сигнала, а после специальной обработки восстанавливают непрерывный сигнал из дискретного сигнала. Как

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

известно дискретизация и восстановление сигнала осуществляется на основании теоремы отсчетов, а непрерывный сигнал может быть представлен в виде ряда по функциям отсчетов. Коэффициентами ряда являются отсчеты непрерывного сигнала. Если нарушены условия, накладываемые на процесс дискретизации, то сигнал правильно не восстанавливается, и разборчивость может быть потеряна. Нарушение указанных условий связано с изменением сигнального базиса, т.е. с заменой одних базисных функций другими, а также в нарушении условий ортогональности базисных функций.

Целью настоящей работы является разработка достаточно простого метода закрытия речи, основанного на преобразовании сигнального базиса.

2. Теоретические основы метода закрытия речи

В работе [1] предложен метод ортогонализации функций, основанный на определении веса ортогональности. В качестве функций, подлежащих ортогонализации, можно использовать функции, полученные путем смещения импульсной характеристики $g(t)$ физически реализуемого фильтра на кратные интервалы времени. Условие ортогональности таких базисных функций записывается в виде

$$\int_T g(t-k\alpha)g(t-n\alpha)\rho(t)dt = \begin{cases} 1, & k=n, \\ 0, & k\neq n, \end{cases} \qquad (1)$$

где α – интервал смещения; T – интервал ортогональности.

Известно, что импульсная характеристика нормированного фильтра нижних частот (ФНЧ) с частотой среза 1 рад/с может быть представлена в виде

$$g(t) = 1(t)\sum_{k=1}^{N} A_k e^{(\sigma_k + j\omega_k)t} = 1(t)\sum_{k=1}^{N} A_k e^{p_k t},$$

где $1(t)$ – функция Хевисайда, A_k – известные коэффициенты, $p_k = \sigma_k + j\omega_k$ – корни характеристического уравнения, описывающего ФНЧ.

Известно, корни характеристического уравнения ФНЧ с частотой среза ω_c, можно записать в виде

$$\hat{p}_k = \omega_c p_k = \sigma_k \omega_c + j\omega_k \omega_c .$$

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Т.е. затухание фильтра $\hat{\sigma}_k = \sigma_k \omega_c$ с частотой среза увеличивается в ω_c раз по сравнению с затуханием нормированного ФНЧ. Кроме того, на затухание ФНЧ влияет его порядок: чем больше порядок фильтра, тем больше затухание. Постоянная времени фильтра $\hat{\tau}_k$ является величиной, обратно пропорциональной затуханию фильтра.

Исходный речевой сигнал $s(t)$ можно записать в виде

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(n\Delta T) \frac{\sin \omega_m (t - n\Delta T)}{\omega_m (t - n\Delta T)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(n\Delta T) \varphi_n(t),$$

где ω_{m} – верхняя граничная частота в спектре сигнала, ΔT – интервал дискретизации, $s(n\Delta T)$ – отсчеты сигнала.

Для закрытия речевого сигнала предлагается заменять функции отсчетов $\varphi_n(t)$ на импульсные характеристики $g_n(t - n\Delta T)$ ФНЧ, имеющих различные частоты среза. Преобразованный речевой сигнал запишется в виде

$$s_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(n\Delta T) g_n(t - n\Delta T).$$

Поскольку длительность импульсных характеристик $(3 - 5)\hat{\tau}_k$ различных ФНЧ различна, то сигнал $s_1(t)$ может существенно отличаться от исходного сигнала $s(t)$.

Для разрушения разборчивости $s_1(t)$ необходимо учитывать, что в связи с тем, что длительность фонем русского языка находится в пределах 50 – 250 мс, то и длительность импульсных характеристик $g_n(t - n\Delta T)$ должна изменяться в этих пределах.

3. Структурные схемы скремблера и дескремблера

Структурные схемы скремблера и дескремблера показаны на рис. 1 и рис. 2 соответственно. Структурные схемы каждого устройства содержат несколько каналов, каждый из которых подключается с помощью ключей *K*, управляемых генераторами ключа, к остальным частям схем. Положения ключей скремблера и дескремблера изменяются синхронно (устройство синхронизации на рисунках не показано). Перемножители и интеграторы дескремблера определяют отсчеты исходного сигнала на основании условия (1).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

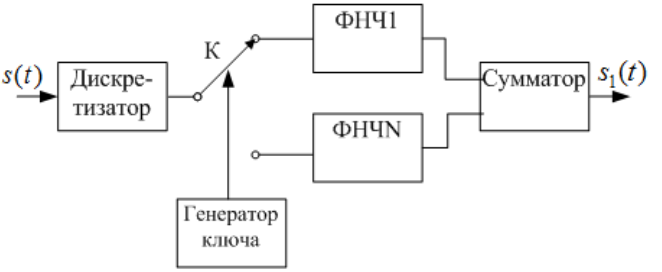


Рис. 1. Структурная схема скремблера

Fig. 1. The block diagram of the scrambler

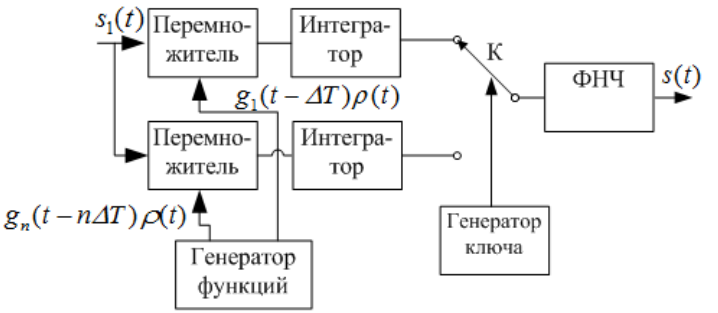


Рис. 2. Структурная схема дескремблера

Fig. 2. The block diagram of the descrambler

4. Заключение

Разработанный метод защиты информации позволяет достаточно просто сформировать скремблер и дескремблер.

Направлением дальнейших исследований является оценка степени защищенности речевой информации, которая обеспечивается предлагаемым методом.

Список литературы

[1] Дегтярев А.Н. Ортогонализация функций и повышение помехоустойчивости высокоскоростных систем передачи информации / А.Н. Дегтярев. М.: Инфра-М, 2015. 152 с.

References

[1] Degtyaryov A.N. *Orthogonalization functions and increase the noise immunity of high speed transmission systems*. Moscow, Infra-M, 2015. 152 p. (In Russian).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The hypothesis about the boundary of C. Shannon

Degtyaryov A. N., Mironova V. N.
Sevastopol state University
Sevastopol, 299053, Russian Federation
degtyaryov1966@yandex.ru

Abstract: *It is offered to use the correlation functions of impulse responses of the physically realizable linear devices wich are offset as the basic signals. In this case, the speed limit of the transmission of elementary signals twice is increasing. The equation describing boundary relations between the frequency efficiency and signal-to-noise is obtained.*

Key words: *the limit of the Nyquist, capacity of the communication channel, the boundary C. Shannon.*

Гипотеза о границе К. Шеннона

Дегтярев А.Н., Мирянова В.Н.
Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
degtyaryov1966@yandex.ru

Аннотация: *Предлагается в качестве элементарных сигналов использовать не функции отсчетов, а эквидистантно смещенные корреляционные функции импульсных характеристик физически реализуемых линейных устройств. В этом случае вдвое повышается предельная скорость передачи элементарных сигналов. Получено уравнение, описывающее граничные отношения между частотной эффективностью и отношением сигнал-шум.*

Ключевые слова: предел Найквиста, пропускная способность канала связи, граница К. Шеннона.

1. Введение

Граница, устанавливающая предельные отношения между частотной эффективностью сигналов и отношением сигнал-шум, определяется уравнением

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{C/\Delta F}\left(2^{\frac{C}{\Delta F}} - 1\right), \qquad (1)$$

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

где E_b – энергия, приходящаяся на 1 бит; N_0 – спектральная плотность мощности шума; C – пропускная способность канала связи; ΔF – полоса пропускания канала связи.

Уравнение (1) получено К. Шенноном на основании предела Найквиста для физической скорости передачи элементарных сигналов – функций отсчетов, ортогональность которых сохраняется только при определенном их смещении друг относительно друга. Невозможность сохранить ортогональность функций отсчетов при уменьшении смещения не позволяет увеличить предел Найквиста. Кроме того, идеализация, принятая К. Шенноном приводит к систематическим ошибкам в виде межканальных помех (МКП) и межсимвольной интерференции (МСИ).

В работе [1] предложен метод ортогонализации функций, основанный на определении веса ортогональности. Показано, что указанный метод ортогонализации позволяет снизить влияние МКП и МСИ на правильный прием сообщений. Получено аналитическое выражение зависимости вероятности ошибки от отношения «сигнал — шум». Показано, что дисперсия шума на входе решающего устройства увеличивается с ростом энергии веса ортогональности. В качестве элементарных сигналов предложено использовать сигналы, полученные путем смещения корреляционной функции $R_1(t)$ импульсной характеристики физически реализуемого фильтра на кратные интервалы времени. Условие ортогональности сигналов записывается в виде

$$\int_T R_1(t-k\alpha)R_1(t-n\alpha)\rho(t)dt = \begin{cases} 1, & k=n, \\ 0, & k\neq n, \end{cases} \qquad (2)$$

где α – интервал смещения; T – интервал ортогональности.

В этом случае предельная скорость передачи информации может в два раза превышать предел Найквиста [1].

Целью настоящей работы является определение предельных отношений между частотной эффективностью сигналов и отношением «сигнал-шум», для случая передачи информации с помощью сигналов, ортогональных с весом.

2. Характеристики физически реализуемого эквивалента идеального фильтра нижних частот

Импульсная характеристика идеального фильтра нижних частот (ФНЧ) имеет вид

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$g(t) = U\frac{\sin\omega_m t}{\omega_m t},$$

где U – размерная постоянная величина; ω_m – циклическая частота среза фильтра.

Будем считать, что длительность импульсной характеристики – это интервал времени, по истечении которого значение $g(t)$ убывает в $\sigma = e^3 ... e^5$ раз.

Определим длительность импульсной характеристики t_{ux} физически реализуемого эквивалента (ФРЭ) идеального фильтра нижних частот (ФНЧ) из уравнения

$$g(t_{ux}) = U\frac{\sin\omega_m t_{ux}}{\omega_m t_{ux}} = \frac{U}{\sigma}.$$

Тогда

$$t_{ux} = \frac{1}{\omega_m}\left(e^3 ... e^5\right). \quad (3)$$

На основании выражения (3) определим постоянную времени τ ФРЭ как величину, соответственно в 3…5 раз меньшую, чем t_{ux}

$$\tau = \frac{1}{\omega_m}\left(\frac{e^3}{3} ... \frac{e^5}{5}\right). \quad (4)$$

Для нормированного ФНЧ $\omega_m = 1$, и тогда из (4) получаем

$$\tau = 6{,}7 ... 29{,}7.$$

В качестве ФРЭ идеального нормированного ФНЧ будем использовать нормированный фильтр Баттерворта порядка N. Для фильтров Баттерворта высокого порядка справедливо соотношение

$$\frac{N}{\tau} \approx \frac{\pi}{2}.$$

Тогда порядок ФРЭ можно принять равным

$$N = \left\lfloor \frac{\pi\tau}{2} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{\pi}{2}\left(\frac{e^3}{3} ... \frac{e^5}{5}\right) \right\rfloor = 11 ... 47,$$

где знак $\lfloor ... \rfloor$ означает наибольшее ближайшее целое число.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Отметим, что, поскольку импульсная характеристика идеального ФНЧ является четной функцией, то импульсная характеристика его ФРЭ также должна быть четной функцией. Тогда ФРЭ должен представлять собой каскадное соединение фильтра Баттерворта нижних частот порядка N и согласованного с ним фильтра. В этом случае импульсная характеристика ФРЭ является корреляционной функцией импульсной характеристики фильтра Баттерворта нижних частот порядка N. Постоянная времени и длительность импульсной характеристики ФРЭ увеличиваются в два раза. Порядок ФРЭ становится равным $2N$. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) ФРЭ представляет собой квадрат модуля АЧХ Баттерворта порядка N.

3. Предельное отношение между частотной эффективностью сигналов и отношением сигнал-шум

Для импульсных откликов физически реализуемых линейных систем удается подобрать вес ортогональности для случая, когда их смещение соответствует пределу Найквиста, так и для случая, когда это смещение позволяет вдвое увеличить предельную скорость передачи элементарных сигналов [2]. В работе [1] показано, что использование для передачи ортогональных с весом элементарных сигналов, отношение мощностей сигнала и шума на входе решающего устройства приемника определяется как

$$\frac{P_c}{P_ш} = \frac{E_b R}{N_0 \Delta F E_R D_R}. \qquad (5)$$

Здесь принято, что, $\rho(t)$ – вес ортогональности элементарных сигналов,

$$E_R = \int_T R_1^2(t)dt\,,\ D_R = \int_T R_1^2(t)\rho^2(t)dt\,.$$

С учетом неравенства Буняковского-Шварца из первого равенства условий (2) получаем

$$E_R D_R \geq 1. \qquad (6)$$

То есть мощность шума возрастает в $E_R D_R$ раз.

Численный эксперимент показывает, что в случае, когда элементарные сигналы передаются со скоростью, соответствующей пределу Найквиста, то вес их ортогональности при возрастании порядка ФРЭ сходится к единичной функции. Этот факт говорит о том, что граничные отношения

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

между частотной эффективностью и отношением сигнал-шум для физически реализуемых систем стремятся к границе К. Шеннона.

Были проведены вычисления по изучению сходимости веса ортогональности к некоторой предельной функции с ростом порядка ФРЭ для случая передачи сигналов со скоростью, вдвое превышающей предел Найквиста. Определить предел не удалось.

Однако, как показано в п. 2 при решении практических задач порядок ФРЭ можно ограничить.

Получим предельное отношение между частотной эффективностью сигналов и отношением сигнал-шум для случая передачи элементарных сигналов со скоростью, превышающей предел Найквиста в два раза. Согласно [2] скорость передачи элементарных сигналов определяется как

$$R = \frac{4\pi\Delta F N}{5\tau} = \frac{2\pi^2 \Delta F}{5}.$$

Число степеней свободы M информационного сигнала равно числу элементарных сигналов, передаваемых в течение интервала времени ΔT,

$$M = R\Delta T = \frac{2\pi^2}{5}\Delta F \Delta T. \qquad (7)$$

С учетом (5) и (7), повторяя выкладки К. Шеннона, получаем выражение для пропускной способности канала связи

$$C = \frac{\pi^2}{5}\Delta F \, log\left(1 + \frac{E_b R}{N_0 \Delta F E_R D_R}\right). \qquad (8)$$

После преобразований выражения (8), при условии $C = R$, имеем

$$\frac{E_b}{N_0} = E_R D_R \frac{1}{C/\Delta F}\left(2^{\frac{C}{\Delta F}\cdot\frac{5}{\pi^2}} - 1\right). \qquad (9)$$

Границы реализуемости систем, полученные на основании выражений (1) и (9), показаны на рис.1.

4. Заключение

Граница, получаемая с помощью равенства (9), смещается в сторону увеличения отношения сигнал-шум (рис.1). Однако, начиная с некоторого значения отношения сигнал-шум, частотная эффективность физически реализуемых систем может превышать частотную эффективность, устанавливаемую границей К. Шеннона.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В дальнейшем необходимо определить предел сходимости веса ортогональности базисных функций с ростом ФРЭ при передаче элементарных сигналов со скоростью, вдвое превышающей предел Найквиста.

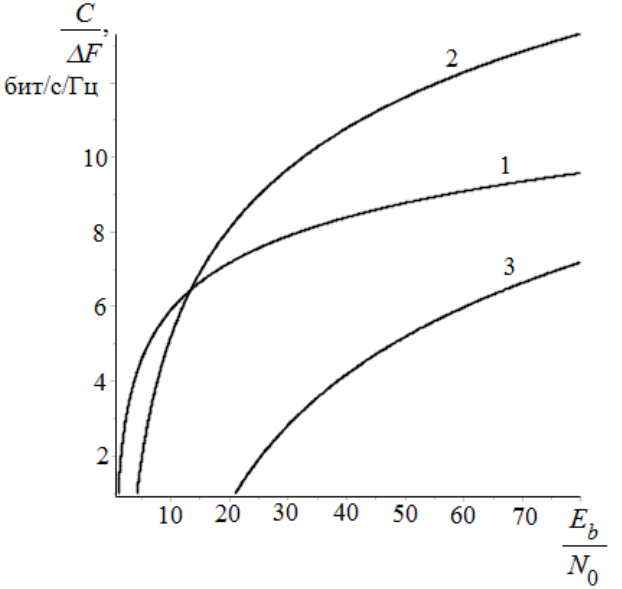


Рис. 1. Плоскость «полоса-эффективность»
(кривая 1 соответствует границе К. Шеннона, 2 — $E_R D_R = 10$, 3 — $E_R D_R = 50$)

Fig. 1. The plane "band-efficiency"
(curve 1 corresponds to the boundary of C. Shannon, 2 — $E_R D_R = 10$, 3 — $E_R D_R = 50$)

Список литературы

[1] Дегтярев А.Н. Ортогонализация функций и повышение помехоустойчивости высокоскоростных систем передачи информации / А.Н. Дегтярев. М.: Инфра-М, 2015. 152 с.

[2] Дегтярев А.Н., Афонин И.Л. Предельная скорость передачи информации // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: матер. 26-ой Междунар. Крымской конф., Севастополь, 4 – 10 сент. 2016 г. – Москва, Минск, Севастополь, 2016. С. 575 – 582.

References

[1] Degtyaryov A.N. *Orthogonalization functions and increase the noise immunity of high speed transmission systems*. Moscow, Infra-M, 2015. 152 p. (In Russian).

[2] Degtyaryov A.N., Afonin I.L. [The speed limit of information transfer in communication systems with orthogonal signals] Microwave and telecommunication technology: mater. 26-th Intern. Crimean Conf. Sevastopol, 4 – 10 Sept. 2016 – Moscow, Minsk, Sevastopol, 2016. pp. 575 – 582.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Development of an on-board signal former for a unmanned vessel radioelectronic remote control system

Mickhayluck Y. P., Afonin I. L., Golovin V. V., Iskiv V. M.,
Schekaturin A. A., Tsuleev A. A.
Sevastopol State University
Sevastopol, 299053, Russian Federation
v.iskiv@gmail.com

Abstract: *An analysis of the requirements for the on-board signal former for the unmanned vessel radio-electronic remote control system is carried out. A variant of building a block diagram based on a Voyage Data Recorder has been developed. Analyzed the bandwidth requirements of the communication channel with the coast subsystem.*

Keywords: *Voyage Data Recorder, unmanned vessel, radio electronic remote control system.*

Разработка бортового формирователя сигналов радиоэлектронной системы дистанционного управления безэкипажным судном

Михайлюк Ю. П., Афонин И. Л., Головин В.В., Иськив В.М.,
Щекатурин А. А., Цулеев А. А.
ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
v.iskiv@gmail.com

Аннотация: *Проведен анализ требований к бортовому формирователю сигналов радиоэлектронной системы дистанционного управления безэкипажным судном. Разработан вариант построения структурной схемы на основе регистратора данных рейса. Проанализированы требования к пропускной способности канала связи между бортовой и береговой подсистемами.*

Ключевые слова: регистратора данных рейса, безэкипажное судно, радиоэлектронная система дистанционного управления.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

Одним из приоритетных направлений президентского проекта «Национальная технологическая инициатива» является программа MariNet, определяющая тенденции развития морской отрасли РФ. Отдельным сегментом инновационного судостроения являются безэкипажные суда, адаптированные к эксплуатации в рамках единой информационной среды морского транспорта e-Navigation. Управление безэкипажным судном предполагает обмен между судном и берегом достаточно большими объемами разнородной информации [1]. Это данные о состоянии судовых механизмов, навигационная информация, информация с радаров, гидролокаторов, видеокамер, акустическая информация. Эту информацию нужно структурировать, привести к единому формату, при необходимости преобразовать в цифровую форму, сохранить и обеспечить доступ к ней с береговой подсистемы. Эти задачи выполняет формирователь сигналов, входящий в состав бортовой подсистемы цифровой радиоэлектронной системы дистанционного управления.

В данной работе представлены результаты разработки бортового формирователя сигналов на основе регистратора данных рейса (VDR — Voyage Data Recorder). Приводятся результаты анализа требуемой пропускной способности канала связи «борт—берег».

2. Постановка задачи

Бортовой формирователь информационных сигналов (БФИС) радиоэлектронной системы дистанционного управления безэкипажным судном входит в состав бортовой подсистемы системы дистанционного управления, структурная схема которой показана на рисунке 1.

На вход БФИС поступает набор разнородных информационных сигналов:

- сигналы с аналоговых видеокамер;
- сигналы с цифровых видеокамер;
- сигналы с радиолокатора;
- сигналы с гидролокатора;
- сигнал с гирокомпаса;
- сигналы с навигационных систем;
- сигналы о состоянии судовых систем.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Из полученного набора сигналов БФИС должен сформировать единый поток данных в цифровой форме для передачи через широкополосный модем по радиоканалу.

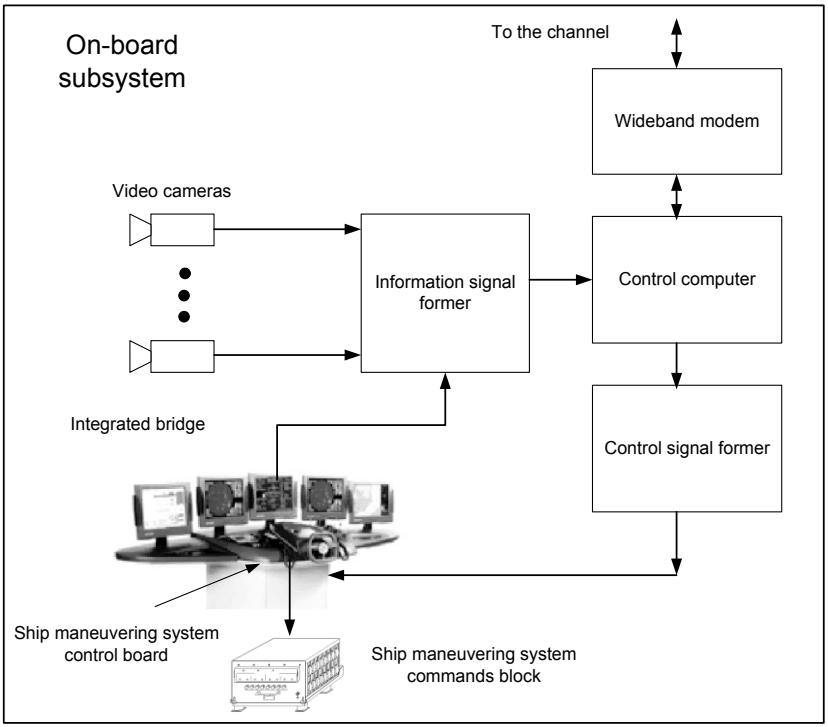


Рис. 1. Структурная схема бортовой подсистемы системы дистанционного управления безэкипажным судном

Fig. 1. The block diagram of the on-board subsystem of the unmanned vessel remote control system

3. Разработка структурной схемы формирователя информационных сигналов

При анализе задач, решаемых БФИС установлено, что большинство этих задач может быть решено с помощью регистратора данных рейса.

Регистратор данных рейса (VDR, РДР) — устройство регистрации данных используется на морских судах, соответствующим требованиям Конвенции СОЛАС ИМО. В настоящее время регистратором данных рейса должны быть оснащены все суда водоизмещением свыше 3000 тонн.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

РДР собирает и фиксирует разноплановые данные от систем судна: навигационные данные, данные двигателя, информацию по грузу, и оцифровывает, сжимает и сохраняет информацию во внешних защитных блоках хранения. Данные отправляются на береговой сервер через спутник или сети мобильной связи стандарта 4G.

Основная цель регистратора данных — это сохранение информации для расследования инцидентов.

В нашем случае эта информация может быть использована для организации дистанционного управления безэкипажным судном.

В качестве одного из вариантов построения БФИС предлагается использовать РДР *HLD-VDR600* производства компании Beijing Highlander Digital Technology Co., Ltd (Highlander) [2].

Регистратор данных рейса состоит из нескольких блоков, связанных в общую систему как это показано на рисунке 2 [3].

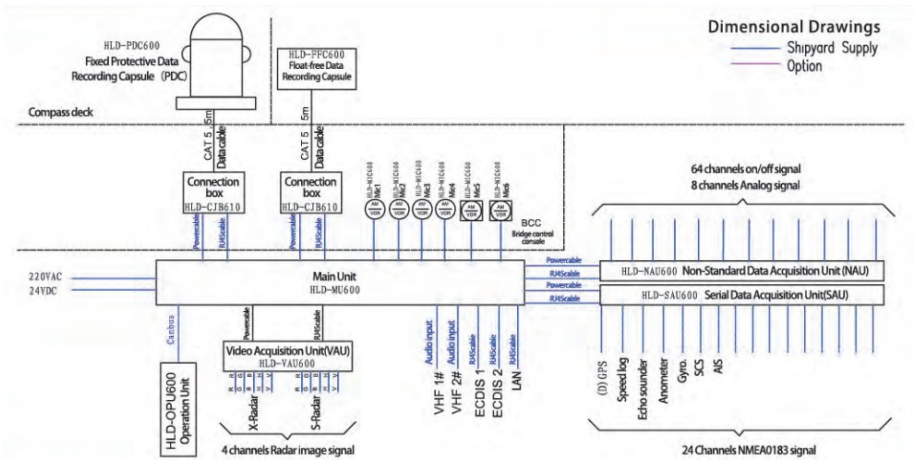


Рис. 2. Структурная схема бортового формирователя информационных сигналов на основе РДР

Fig. 2. The block diagram of the on-board information signal former based of the VDR

РДР *HLD-VDR600* имеет следующие основные характеристики [2]:

— аудиовходы: 5 аудиоканалов, 8 микрофонных входов, 2 аудиовхода УКВ радиостанции;

— 10 каналов Ethernet (100 МБит/с) для картографии, РЛС и др.;

— объем основного жесткого диска: 512 Гб;

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

— объем жесткого диска защищенной капсулы 32 Гб (48 часов записи);

— объем жесткого диска всплывающей капсулы 32 Гб (48 часов записи);

— 4 VGA видеовхода, разрешение до 1920×1200 пикселей;

— 24 последовательных входа данных IEC 61162 (RS232/RS485);

— 8 аналоговых входов напряжения или тока;

— 64 бинарных входов вкл./выкл;

— передача данных по спутниковому каналу или сетям 4G, скорость передачи данных 100 Мбит/с.

РДР конструктивно состоит из нескольких модулей, количество и состав которых варьируется в зависимости от состава судового оборудования. В минимальном варианте РДР состоит из 8 блоков общим весом более 70 кг, при этом основной блок имеет габариты 640×450×235 мм.

Приведенные характеристики показывают, что на РДР могут быть поданы все сигналы, необходимые для построения системы дистанционного управления. Для передачи этих сигналов по радиоканалу его пропускная способность должна быть не менее 100 Мбит/с.

4. Заключение

Разработана структурная схема бортового формирователя информационных сигналов бортовой подсистемы системы дистанционного управления безэкипажным судном на основе регистратора данных рейса *HLD-VDR600*. Выбранное устройство реализует большинство поставленных задач, но из-за выбранного формата хранения данных не обеспечивает длительного времени записи сигналов.

Недостатками такого варианта построения структурной схемы бортового формирователя информационных сигналов являются: высокая стоимость, слишком большие габариты, обусловленные излишними для наших целей функциональными возможностями (например, наличие всплывающей капсулы), высокие требования к пропускной способности канала связи — более 100 Мбит/с.

Большие габариты и вес ограничивают применение данного устройства на маломерных судах, а большие объемы передаваемых данных существенно повышают эксплуатационные расходы при использовании только спутникового канала связи с судном.

Задачей дальнейших исследований является разработка бортового формирователя информационных сигналов с необходимым набором

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

функциональных возможностей, малыми габаритами, а также проведение экспериментальных исследований разработанного устройства.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного при поддержке Министерства образования и науки РФ по проекту 8.8954.2017/8.9, входящего в базовую часть государственного задания.

Список литературы

[1] Afonin I. L., Iskiv V. M., Mickhayluck Y. P., Redkina E. A., Tian N. G., Schekaturin A. A. Principles of designing the digital radio electronics system for unmanned vessel remote control // Proc. of the 26th International Conf. “Microwave and telecommunication technologies” (CriMiCo 2016): Sevastopol, Russia, September 4 — 10, 2016. — Vol. 1. — pp. 456 — 461.

[2] Voyage data recorder (VDR) [Online]. Available: http://highlander-global.net/voyage- data-recorder-vdr/.

[3] Brochure-VDR [Online]. Available:http://highlander-global.net/wp-content/uploads/2016/07/Brochure-VDR.pdf.

References

[1] Afonin I. L., Iskiv V. M., Mickhayluck Y. P., Redkina E. A., Tian N. G., Schekaturin A. A. Principles of designing the digital radio electronics system for unmanned vessel remote control. Proc. of the 26th International Conf. “Microwave and telecommunication technologies”, 2016. vol. 1, pp. 456 — 461. (In Russian).

[2] Voyage data recorder (VDR) [Online]. Available: http://highlander-global.net/voyage- data-recorder-vdr/.

[3] Brochure-VDR [Online]. Available:http://highlander-global.net/wp-content/uploads/2016/07/Brochure-VDR.pdf.

Acknowledgements

The paper is based on the results of the research developed with the support of the Ministry of Education and Science of Russian Federation for the project 8.8954.2017/8.9, which is included in the basic part of the state task.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Improving the accuracy of localization in RFID control systems for moving

Lukyanchikov A.V.
FSAEI HE "Sevastopol State University"
Sevastopol, 299053, Russian Federation
brain75@mail.ru

Abstract: *The report analyzes traditional systems of boundary control for the localization of objects using RFID technology. The shortcomings of such systems are revealed, especially those related to the inability to analyze the direction of movement of objects. A method is proposed for increasing the accuracy of localization in RFID systems for controlling the movement of objects. The essence of the method is to use two additional crossing sensors. Also, a method for controlling the direction of motion of objects based not only on information from sensors but also on information from the tag reader database is proposed.*

Keywords: *RTLS, RFID, real time localized system, radio frequency identification, tag.*

Повышение точности локализации в RFID системах контроля перемещения объектов

Лукьянчиков А.В.
ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
brain75@mail.ru

Аннотация: *В докладе проведен анализ традиционных систем рубежного контроля для локализации объектов с помощью технологии RFID. Выявлены недостатки таких систем, особенно связанные с невозможностью анализа направления движения объектов. Предложен метод для повышения точности локализации в RFID системах контроля перемещения объектов. Суть метода заключается в использовании двух дополнительных датчиков пересечения. Также предложен метод контроля направления движения объектов основанный не только на информации от датчиков, но и на информации из базы данных считывателя меток.*

Ключевые слова: радиочастотная идентификация, локализация, определение местоположения, метка радиочастотной идентификации.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

RFID (Radio Frequency Identification) технология — одна из наиболее перспективных современных технологий в управлении цепочек поставок, которая использует радиочастоты для автоматической идентификации и отслеживания любых товаров [1]. Эта технология может применяться в различных отраслях промышленности для повышения эффективности и оптимального управления товарооборотом предприятия.

Применение технологии RFID в системах автоматизации складского учета [2] имеет огромное преимущество перед системами считывания штрих-кодов, поскольку весь товар на паллете можно идентифицировать в течение нескольких секунд за один прием и с расстояния два-три метра. Все метки на каждой единице товара будут считаны и соответствующий каждой метке товар внесен в систему складского учета. Однако при достаточно большой плотности расположения товаров на паллете или при наличии мешающих объектов [3] могут быть считаны не все метки, что приведет к ошибкам в учете. Для уменьшения вероятности появления таких ошибок может быть использована предлагаемая система “SmartGateControl”. Суть работы системы заключается в контроле движения товаров через входы и выходы складского помещения и автоматическая коррекция базы данных состояния склада. Стоит отметить, что в складских помещениях как правило, один вход для поступления товаров, который совмещен с выходом, поэтому необходимо при анализе различать направление движения товара (внос/вынос). Кроме того, контроль движения товара в реальном времени, уменьшит необходимость в инвентаризации товара, что благоприятно повлияет на деятельность предприятия.

2. Метод RFID локализации объектов

Аппратно-програмный комплекс (АПК) позволяет вести учет перемещения товаров в/из заданной контролируемой зоны (помещения) в реальном масштабе времени без участия обслуживающего персонала при условии, что товар снабжен радиочастотными метками. Схема, поясняющая размещение элементов АПК изображена на рисунке 1.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

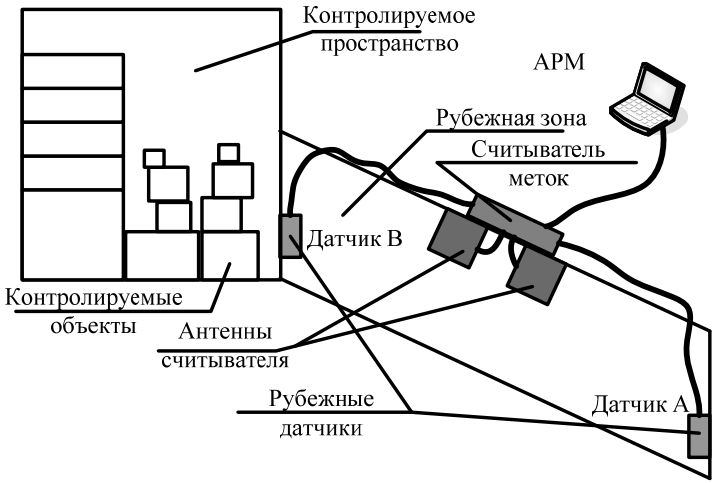


Рис. 1. Схема размещения элементов АПК “SmartGateControl”

Fig. 1. The layout of the elements of the AIC "SmartGateControl"

В контролируемом помещении находятся контролируемые объекты снабженные метками RFID. Для решения задачи контроля перемещения объектов необходимо чтобы контролируемые объекты перемещались только через вход, где расположены элементы АПК “SmartGateControl”. Зона где расположены элементы АПК “SmartGateControl” называется рубежная зона. Рубежная зона должна иметь один вход и один выход и не иметь дополнительных ответвлений. Минимальный продольный размер рубежной зоны (расстояние между рубежными датчиками) составляет 2 метра. «Датчик В» должен располагаться на краю рубежной зоны со стороны контролируемого помещения он генерирует начало события выноса контролируемого объекта или конец события вноса контролируемого объекта. «Датчик А» должен располагаться на краю рубежной зоны со стороны внешнего мира, он генерирует начало события вноса или конец события выноса контролируемого объекта.

По событию срабатывания «Датчик А» или «Датчик В» (внос/вынос контролируемого объекта) начинается цикл чтения меток, при этом ридер с помощью антенн периодически облучает рубежную зону с целью получения ответов от радиочастотных меток. При получении ответов от меток анализируется какой датчик сработал первый, если первым сработал «Датчик А» то для считанной метки ставится пометка «внос», если пер-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

вым сработал «Датчик В» то для считанной метки ставится пометка «вынос». Далее ожидается срабатывание противоположного датчика, если этот датчик сработал, то в базу данных делается запись о соответствующих событиях (вноса/выноса). В таблице 1 приведена зависимость принятия решения о направлении движения товара от последовательности срабатывания датчиков.

Табл. 1. Таблица истинности для определения направления движения объектов с использованием алгоритма использующего только датчики

Table. 1. Truth table for determining the direction of movement of objects using an algorithm using only sensors

Первое событие	**Второе событие**	**Результат операции**
Датчик А	Датчик В	Добавление объекта
Датчик В	Датчик А	Вынос объекта
Датчик А	X	Неопределенность
Датчик В	X	Неопределенность

Как видно из таблицы существует неопределенность в принятии решения о направлении движения товара (строки 3 и 4). Это происходит когда сработал лишь один датчик.

3. Повышение точности локализации объектов

От этого недостатка свободен другой метод основанный на постоянном анализе базы данных. Суть его заключается в следующем, чтение тагов происходит непрерывно, если считанный таг находился в базе данных то генерируется событие выноса товара, если нет то событие вноса товара. Достоинство данного метода заключается в том что нет необходимости использовать датчики и создавать блок управления и оповещения о срабатывании, что существенно удешевляет систему в целом. Однако существует и недостаток это необходимость постоянного считывания что может привести к быстрому износу ридера и ухудшению ЭМС системы. Если скомбинировать эти два метода то получим новый метод который сочетает в себе достоинства обоих методов и сводный от главных недостатков предыдущих методов. В таблице 2 приведена зависимость принятия решения о направлении движения товара от последовательности срабатывания датчиков и состояния базы данных для комбинированного метода определения направления движения товаров.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Табл. 2. Таблица истинности для определения направления движения объектов с использованием смешанного алгоритма

Table. 2. Truth table for determining the direction of movement of objects using a mixed algorithm

Первое событие	**Второе событие**	**Наличие метки в базе данных**	**Результат операции**
Датчик А	Датчик В	Да	Добавление объекта (W)
Датчик В	Датчик А	Нет	Вынос объекта (W)
Датчик А	Датчик В	Нет	Добавление объекта
Датчик В	Датчик А	Да	Вынос объекта
Датчик А	x	Нет	Добавление объекта
Датчик В	x	Нет	Добавление объекта
Датчик А	x	Да	Вынос объекта
Датчик В	x	Да	Вынос объекта

Буква “W” в первых двух строках означает, содержимое базы данных не соответствует выполняемому действию. При этом в лог-файл программного обеспечения будет добавлено сообщение с пометкой «Warning». Когда таких сообщений наберется некоторое пороговое количество, которое определяется в настройках программы то будет выдан запрос на проведение полной инвентаризации контролируемого помещения с целью корректировки базы данных и приведению ее к актуальному состоянию. Инвентаризация может осуществляться различными способами, например сканирование товаров в помещении с помощью ручного RFID сканера работником компании.

4. Заключение

Таким образом, неопределенность, возникающая при реализации первого метода при локализации объектов, устраняется путем дополнительного анализа состояния базы данных. Кроме того за счет использования датчиков нет необходимости переводить ридер в режим непрерывного чтения, что продлит срок службы ридера и улучшит ЭМС системы.

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] J. M. Myerson, "RFID in the Supply Chain: A Guide to Selection and Implementation", 1 edn, Taylor & Francis Group, Boca Raton, FL, USA, 2006, p. 456.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[3] K. Finkenzeller, "RFID Handbook", 2nd edn, Wiley, 2003. www.wiley.com

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] J. M. Myerson, "RFID in the Supply Chain: A Guide to Selection and Implementation", 1 edn, Taylor & Francis Group, Boca Raton, FL, USA, 2006, p. 456.

[3] K. Finkenzeller, "RFID Handbook", 2nd edn, Wiley, 2003. www.wiley.com

Подписано в печать 11.11.2017
Формат 32×45/4. Условн. печ. л. 20,28
Уч.-изд. л. 20,0. Зак. 4566/2. Тир. 100

Отпечатано в типогр. Printex
ул. Кулакова, 59, оф. А, Севастополь, 299011
Тел.: +7 8692 464 744