

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ
КОНФЕРЕНЦИЯ

ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2022

МИНСК
29,30 ноября



Белорусский государственный
Университет информатики и
радиоэлектроники



Информационные
Радио
Технологии

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ

МАТЕРИАЛЫ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ

(Республика Беларусь, Минск, 29–30 ноября 2022 года)

Минск БГУИР 2022

УДК 004+621.396(476)
ББК 32.973+32.84(4Бел)
И74

Редакционная коллегия:

В. А. Богуш, ректор учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», д-р физ.-мат. наук, профессор;

Н. И. Листопад, зав. кафедрой информационных радиотехнологий БГУИР, д-р техн. наук, профессор;

В. Р. Стемпицкий, проректор по научной работе БГУИР, канд. техн. наук, доцент;

В. А. Рыбак, проректор по учебной работе БГУИР, канд. техн. наук, доцент;

А. В. Короткевич, декан факультета радиоэлектроники БГУИР, канд. техн. наук, доцент;

С. М. Костромицкий, директор УП «Радиотехника» НАН Беларуси, член-корреспондент НАН Беларуси, д-р техн. наук, профессор (по согласованию);

С. В. Козлов, профессор кафедры информационных радиотехнологий БГУИР, д-р техн. наук, доцент;

С. В. Сацук, заведующий кафедрой электроники, канд. техн. наук, доцент;

А. В. Гусинский, директор Научно-производственно-образовательного инновационного центра СВЧ-технологий и их метрологического обеспечения БГУИР, канд. техн. наук, доцент;

Н. А. Титович, доцент кафедры информационных радиотехнологий БГУИР, канд. техн. наук, доцент;

А. В. Гринкевич, доцент кафедры информационных радиотехнологий БГУИР, д-р техн. наук, доцент;

В. В. Панькова, заместитель декана ИЭФ по учебно-методической работе, старший преподаватель кафедры информационных радиотехнологий БГУИР;

Д. В. Русаков, инженер-электроник кафедры информационных радиотехнологий БГУИР;

А. Ю. Кашкин, инженер-электроник кафедры информационных радиотехнологий БГУИР

Информационные радиосистемы и радиотехнологии : материалы науч.-техн. конф. (Республика Беларусь, Минск, 29–30 ноября 2022 года) / редкол.: В. А. Богуш [и др.]. – Минск: БГУИР, 2022. – 310 с.
ISBN 978-985-543-960-5.

Сборник содержит материалы, в которых освещены теоретические и практические вопросы области информационных радиосистем и радиотехнологий. В докладах конференции отражены исследования ученых и специалистов разных направлений радиотехники, радиотехнологий, радиотехнических систем извлечения информации, цифровой обработки сигналов и машинного обучения.

УДК 004+621.396(476)
ББК 32.973+32.84(4Бел)

ISBN 978-985-543-960-5

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2022

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ.	7
-------------------	---

СЕКЦИЯ 1

РАДИОТЕХНИКА, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА СВЧ

Исаев В. О., Сутько А. А., Бойкачев П. В. Влияние температурных режимов работы на входные и передаточные характеристики антенных устройств БЛА.	8
Гарелик Д. Г. Оптимизация эффективности работы базовых станций.	11
Чернов В. С. Пропускная способность в сетях 5G на примере CDL-A модели.	14
Солонович С. С. Система антенна-обтекатель.	18
Гринкевич А. В., Орабей М. С., Иванец В. В., Томашевская П. С. Современные подходы к созданию систем обнаружения скрытых объектов.	21
Дубовик И. А., Исаев В. О., Сутько А. А., Бойкачев П. В. Согласующее устройство для антенного устройства канала управления беспилотного летательного аппарата.	24
Албул В. А. Техника тропосферной связи в сетях специального назначения.	28
Жерносеков Р. А., Гарелик Д. Г. Улучшенная схема формирователя сигнала 1 PPS и опорной частоты 10 МГц.	31
Ползунов В. В., Горошко С. М. Усиление колебаний с угловой модуляцией в синхронизированном генераторе с дополнительной обратной связью.	34
Жерносеков Р. А. Усилители мощности технологии 5G.	36
Рубаник А. В. Эвристический подход к задаче проектирования маломощных СВЧ усилителей.	38

СЕКЦИЯ 2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Saad H. KH. A proposed GPS anti-spoofing algorithm using multi-channel antenna receiving CNE.	42
Saad H. KH., Stupin K. V. GPS complex interference models and the possible anti-spoofing protective measures.	47
Saad H. KH. The algorithm's analysis and results of the GNSS CNE spoofing's selection and compensation with multi-channel antenna system.	52
Каплярчук Е. А., Козлов С. В. Алгоритмы обработки ретранслированных навигационных сигналов в задаче оценивания полного электронного содержания в ионосфере с использованием наноспутника-ретранслятора.	56
Томашевская П. С., Гринкевич А. В. Анализ методов спектрального оценивания с оценкой возможности их применения для формирования радиолокационного изображения.	61
Шкляник Е. И., Давыденко И. Н. Анализ радиофизических методов зондирования ионосферы.	64
Рахатова З. Р. Анализ существующего механизма динамической аутентификации личности.	67

Кирильчук В. Б., Кижлай И. Н., Попов А. А. Беспроводной мониторинг состояния окружающей среды с использованием технологии RFID и резонансных свойств обратного рассеяния пассивных радиочастотных идентификаторов УВЧ диапазона.	69
Ернар Н. Идентификация личности человека по ушной раковине.	78
Храменков А. С., Чигряй В. Г., Егоров Ю. Н. Исследование статической эффективной отражающей поверхности БЛА DJI PHANTOM 3 PRO.	80
Федосеев Д. С. Исследование усилителя мощности звуковой частоты на транзисторе со статической индукцией.	86
Жолды Т. М. Исследовательский анализ по хранению конфиденциальности и публичному аудиту в облачном хранилище.	91
Башкова М. А., Козлов С. В. Математическая модель входной реализации для корреляционно-интерферометрического пеленгатора с ортогонально поляризованными приемными каналами, размещенными на криволинейной поверхности.	94
Башкова М. А., Козлов С. В. Методика оценки потенциальной точности корреляционно-интерферометрического пеленгатора с ортогонально поляризованными приемными каналами.	101
Ерофеев В. Т., Козловская И. С. Моделирование сингулярных узких пучков электромагнитных волн, распространяющихся в пространстве.	106
Курейчик А. Е., Солонар А. С., Чигирь И. В. Модель разлета готовых поражающих элементов снаряда с дистанционным подрывом.	109
Панькова В. В., Саломатин С. Б. Обеспечение надежности передачи информации в каналах с когнитивной связью.	114
Каплярчук Е. А., Козлов С. В. Обоснование технических решений бортовой аппаратуры ретрансляции наноспутника при оценивании полного электронного содержания в ионосфере на основе перекрестной ретрансляции сигналов глобальной навигационной системы GPS.	116
Каплярчук Е. А., Козлов С. В., Крот А. М. Оценивание полного электронного содержания в ионосфере с использованием наноспутника на основе перекрестной ретрансляции сигналов GPS на выделенные частоты 150/400 МГц.	122
Саломатин С. Б., Панькова В. В. Применение низкоскоростных кодов Гоппа в системах передачи информации.	129
Журавлев Д. В., Перетокин М. А. Реализация программно-аппаратного комплекса считывания показаний ЭКГ человека в режиме реального времени.	133
Чигирь И. В. Синтез алгоритма совместного обнаружения-оценивания ответной шумовой помехи.	139
Козлов С. В., Лобан М. А. Способ измерения высот элементов земной поверхности в космическом радиолокаторе с синтезированием апертуры в режиме однопроходной интерферометрии.	144
Леонович А. С., Ярмолик С. Н., Свинарский М. В. Способ решения задачи определения точек старта (падения) снарядов применительно к радиолокационной артиллерийской разведке с использованием оптимизационного метода.	150
Нгуен К. Д., Карпушкин Э. М. Шумоподобные сигналы с дискретной фазовой модуляцией (ДФМ) в широкополосных радиосистемах передачи цифровой информации.	155
Фам К. Б., Карпушкин Э. М. Шумоподобные сигналы с дискретной частотной модуляцией.	160

СЕКЦИЯ 3

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И МАШИННОЕ ОБУЧЕНИЕ

Тыныбекова У. М., Токтау Д. С., Казиева Н. М. Защита документа с использованием для электронной подписи QR-кода, содержащего лицевую биометрическую информацию	163
Мейрамбек М. М., Бурамбаева Н. А. Исследование оптимального метода защиты информации в SIEM системах средствами мониторинга информационной безопасности. ...	167
Лыгач А. Н., Давыденко И. Н. Исследование фильтра Калмана в курсе цифровой обработки сигналов	172
Славинская О. В., Лагутина А. А. К вопросу о прогнозировании направлений развития машинного обучения в области образования	178
Митюхин А. И. Метод определения движения на пространственно-временных изображениях.	182
Давыденко И. Н., Козлов С. В., Радионович В. В. Метод формирования входной реализации в составе математической модели - цифрового двойника радиолокатора с синтезированием апертуры.....	186
Цуприк С. В., Солонар А. С. Методика исследования статистических свойств яркости пикселей изображений оптико-локационной системы беспилотного летательного аппарата.	193
Ковалевич В. В., Иванюк В. С., Рахоцкий Д. А. Методика расчета структуры и параметров обнаружителя ЛЧМ сигналов с неизвестными параметрами.....	198
Листопад Н. И., Каленкович Е. Н. Об одном подходе к повышению эффективности функционирования промышленного интернета вещей.	204
Боброва Н. Л., Чайкин И. С. Обзор алгоритмов распознавания изображений.	207
Айтжанов С. Д., Бурамбаева Н. А., Казиева Н. М. Обзор нейронных сетей в биометрии..	210
Журавлёв Д. В., Резниченко А. А. Обработка данных с волной P300 нейросетями.	215
Пикуза М. О. Постпроцессинговая обработка данных с аппаратного генератора случайных чисел.	220
Марчук Т. М., Гринкевич А. В. Применение логарифмической АРУ в РЛС.....	224
Горельченко С.В., Шапошникова С.В. Проектирование ЭМГ/ЭОГ интерфейса человек-компьютер.....	227
Кечик Д. А., Давыдов И. Г. Различение неисправностей оборудования при помощи межкомпонентной фазовой обработки сигналов.....	232
Дмитриев В. Т., Писака П. С., Грибко К. В., Алексенко С. О. Разработка алгоритма разделения видеопотоков для применения в бортовых системах видеоконтроля сложных технических объектов.....	238
Курочкин А. Е. Разработка интерактивных электронных книг форматов EPUB 3 и HTML 5	242
Иванова Е. И. Сенсорная перчатка для оцифровки жестов людей с ограниченными возможностями.....	246
Тарасевич Д. П. Создание сенсорных очков на базе Arduino для слабовидящих людей.....	249
Дворникова Т. Н., Будько А. А. Упорядочение функций Уолша и взаимосвязь между ними	251
Бущик Е. А., Листопад Н. И., Парафиянович Т. А. Элементы концептуального подхода к цифровой трансформации образования.	255

СЕКЦИЯ 4

РАДИОТЕХНОЛОГИИ И ИХ ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА

Кожихбаев Д. А. Анализ неоднородного трафика в сотовых сетях обслуживающие M2M подключения.....	259
Лавшук О. А., Листопад Н. И. Анализ целевых функций беспроводного протокола RPL .	263
Каленкович Е. Н., Игнатович М. Д., Бекешко Р. В., Коршун М. В., Коршун Е. В., Павлюченко Н. Н. Взаимодействие устройств «Интернета вещей» с использованием технологии модуляции LORA.....	269
Турсунбоева Д. Т., Юсупбекова Б. Н. Исследование методов информационной безопасности в целях защиты данных.....	272
Жарко Н. А., Шебеко В. П., Федоринчик М. П., Дежкунов Н. В. Исследование эволюции спектров кавитационного шума при увеличении интенсивности ультразвука	274
Яшкин А. В., Титович Н. А. Манипулятор медицинского лазера с беспроводным управлением	277
Минчук В. С., Жарко Н. А., Перхунова А. Ю., Шебеко В. П., Дежкунов Н. В. Метод сравнительной оценки разрешающей способности датчиков кавитации	282
Зайцев И. А. Методы синхронизации несущего колебания при приеме сигналов с фазовой манипуляцией	285
Гринкевич В. И., Матюшков М. А., Титович Н. А. Мобильная станция обнаружения и пеленгации беспилотных летательных аппаратов.....	288
Козлов В. С., Цаладонов А. Д., Биран С. А., Короткевич Д. А., Короткевич А. В. МЭМС на основе анодного оксида алюминия для применения в высокочастотных схемах.....	290
Титович Н. А., Мурашкина З. Н. Особенности проектирования радиоэлектронных устройств, подверженных воздействию электромагнитных помех.....	292
Парафиянович Т. А., Бондаренко П. И. Разработка мобильного приложения для взаимодействия с GPS–приемником	297
Федоринчик М. П. Расчет погрешности установки девиации частоты перестраиваемого варикапом генератора	300
Денис А. А., Гринкевич А. В. Система бесконтактного контроля работоспособности элементов рэа.....	302
Гринкевич В. И., Матюшков М. А., Титович Н. А. Способы повышения чувствительности и точности определения пеленга в радиоприемных трактах амплитудных импульсных пеленгаторов	305
Козел В. М., Ковалев К. А. Экологические аспекты внедрения сетей подвижной связи пятого поколения.....	308

ПРЕДИСЛОВИЕ

Научно-техническая конференция «Радиосистемы и радиотехнологии» проводится во второй раз за последние два года. Анализ двухлетней активности показывает, что тот обмен мнениями ученых и специалистов, состоявшийся два года назад, был важным и полезным для развития именно «радийной» темы.

Особенностью нынешней конференции является то, что в ней подано к участию и публикации значительное число зарубежных докладчиков – более 20. Это представители Российской Федерации, Республики Казахстан, Ливана.

Тематика конференции и разбивку докладов по секциям мы оставили прежними, как это было на первой конференции в 2020 году. Обоснованность такого решения подтверждена тематикой представленных к публикации докладов, а также актуальностью и востребованностью обсуждаемых проблем.

По прежнему важной и актуальной является тематика практического использования и дальнейшего развития систем сотовой связи, радиолокации, радионавигации, других устройств и систем, связанных с передачей, приемом и обработкой информации.

Большой, чем прежде, наблюдается интерес к развитию сетей Интернета вещей, их тесное взаимодействие с системами сотовой связи пятого поколения.

На конференции планируется работа в четырех секциях.

Первая из секций – это «Радиотехника, антенны и устройства СВЧ». В рамках этой секции запланированы доклады по традиционным чисто «радийным» вопросам, оптимизации параметров радиосистем.

Секция вторая – «Радиотехнические системы извлечения информации». Здесь рассматриваются вопросы, связанные с извлечением и последующей обработкой информации, разработкой цифровых двойников.

Третья секция – «Цифровая обработка сигналов и машинное обучение». Это самая востребованная и самая многочисленная секция по числу заявленных докладов. Актуальность цифровой обработки сигналов обусловлена возрастающей ролью процессов цифровизации в различных сферах деятельности, наблюдающегося симбиоза ИТ сферы и традиционной радиотехники.

Четвертая секция – «Радиотехнологии и их элементная база». В рамках данной секции представлены результаты исследований по различным сферам деятельности, связанным с радиосистемами и радиотехнологиями.

Ниже представлены тезисы основных докладов участников конференции с разбивкой по секциям. Материалы представлены в авторской редакции, рецензирование проводилось только на соответствие содержанию конференции. В этой связи оргкомитет не гарантирует бесспорность некоторых выводов и рекомендаций, содержащихся в представленных докладах.

Н.И.Листопад, заместитель председателя организационного комитета,
заведующий кафедрой ИРТ БГУИР, д-р техн. наук, профессор

УДК 621.396.676:629.735

ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ НА ВХОДНЫЕ И ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕННЫХ УСТРОЙСТВ БЛА

ИСАЕВ В. О., СУТЬКО А. А., БОЙКАЧЕВ П. В.

*Военная академия Республики Беларусь
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: ystasmoz@gmail.com

Аннотация. В работе представлены результаты оценки влияния естественных условий эксплуатации беспилотных летательных аппаратов на импедансные характеристики антенных устройств, используемых в канале управления и видеоканале передачи данных.

Abstract. The paper presents the results of assessing the influence of natural operating conditions of unmanned aerial vehicles on the impedance characteristics of antenna devices used in the control channel and video data transmission channel.

Введение

Двадцать первый век характеризуется стремительным развитием и совершенствованием вычислительной техники, аппаратуры различного назначения и функциональных устройств обмена цифровой информации. Это связано с широким развитием таких сфер применения радиоэлектроники, как космическая, беспилотная авиация, спутниковая, персональная и сотовая связь, телекоммуникации, гигабитные системы передачи данных и т.д. С другой стороны, необходимость создания новых радиоэлектронных устройств стимулируется достаточно противоречивыми требованиями к радиоэлектронным системам: с одной стороны, миниатюризацией устройств приемо-передающего тракта, а с другой – увеличением скорости, объемов, а также появлением новых стандартов передачи информации.

Влияние технологического прогресса не обошло стороной и авиацию, а обозначенные выше тенденции дают существенный толчок для развития беспилотной авиации с технической точки зрения. Ввиду большого спроса на компактные летательные аппараты появляется потребность создания универсальных беспилотных летательных аппаратов (БЛА). Разработка многоцелевых БЛА требует внедрения цифровых технологий и стабильной работы приемо-передающего тракта радиоканала управления, подверженных влиянию широкого диапазона условий эксплуатации и значительной изменчивостью характеристик под влиянием воздействующих факторов (температурных режимов).

Современный боевой БЛА представляет собой сложную систему, в состав которой в зависимости от решаемых задач входят подсистемы управления, навигации, разведки и др. Данные подсистемы, являясь потребителями или источниками информации, имеют в своем составе антенные устройства (АУ): обеспечивающие управление БЛА (радиоканал управления – штыревая антенна) и осуществляющие обмен видеоданными с оператором (видеоканал – патч-антенна). В свою очередь, характеристики АУ (входное сопротивление) сильно зависят от внешних температурных факторов [1]. Такое изменение импеданса АУ, при проведении полетов до 3000 м, приводят к потерям мощности передаваемого или принимаемого сигнала из-за чего, нередко, имеют место ситуации, при которых они не способны обеспечить потребителя устойчивой связью с пунктом управления. Таким образом, возникает необходимость в анализе влияния температуры на характеристики АУ установленных на борту БЛА при отсутствии согласующего устройства (СУ).

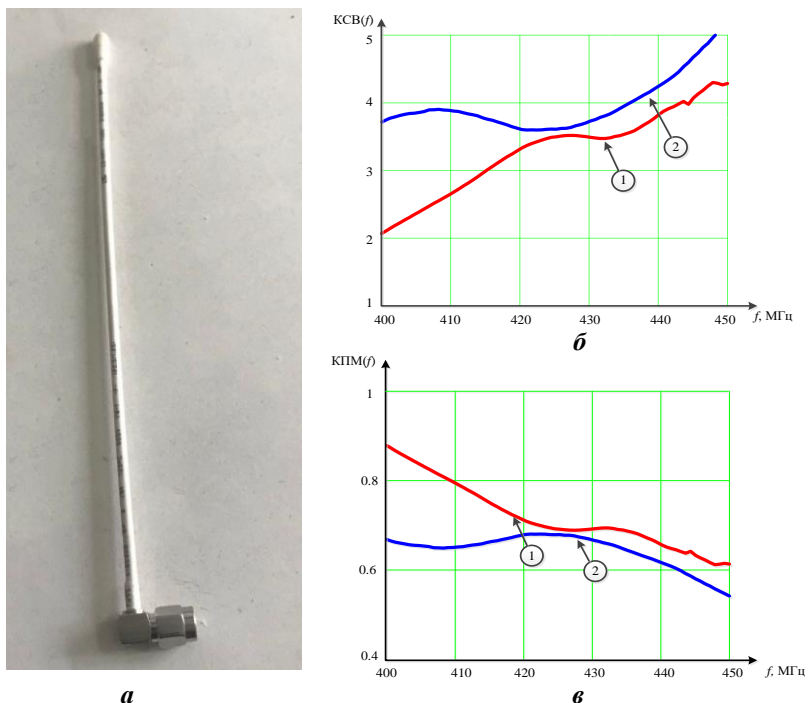
Основная часть

В качестве примера рассмотрим штыревую антенну, с рабочей частотой 433 МГц и патч-антенну, работающую на частоте 963 МГц, которые установлены на борту БЛА.

На рисунках 1 и 2 представлены зависимости коэффициентов стоячих волн (КСВ) и коэффициентов передачи по мощности (КПМ) рассматриваемых антенных модулей при различных температурных режимах работы.

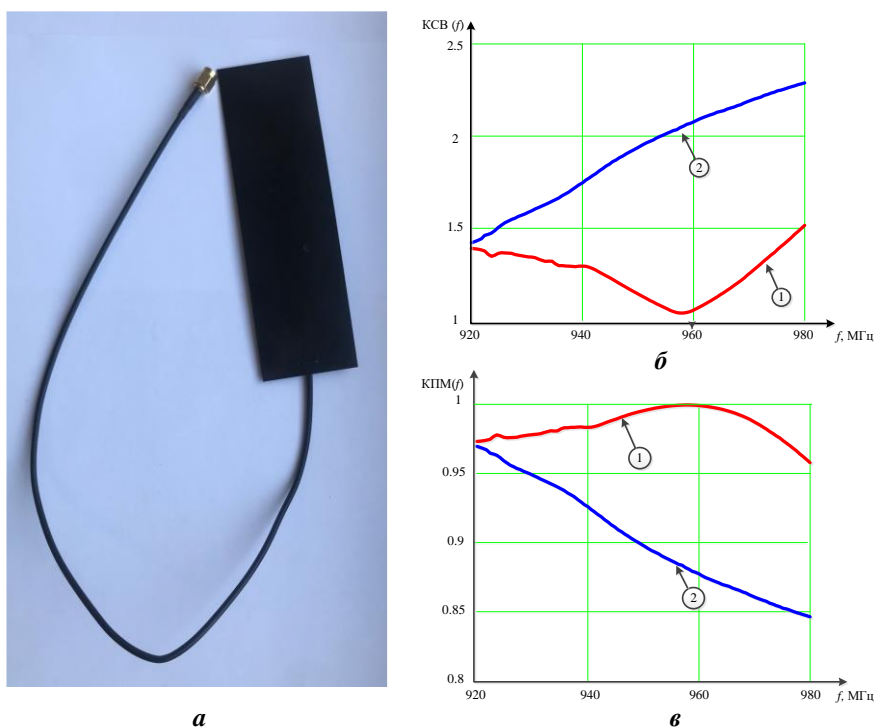
Проанализировав полученные зависимости (рис. 1, 2), можно сделать вывод о том, что при изменении температуры происходит смещение не только рабочего диапазона частот, но и уровня КСВ, что, в свою очередь, приводит к уменьшению КПМ на 5...15%.

Такое изменения уровня КПМ приводит к уменьшению дальности радиосвязи на 3...8 %, что составляет 90...240 м устойчивой радиосвязи в зоне прямой видимости при $R_{\text{max}} = 3000$ м.



а) внешний вид АУ; б) КСВ: 1 – без обледенения АУ; 2 – в условиях обледенения АУ; в) КПМ: 1 – без обледенения АУ; 2 – в условиях обледенения АУ

Рис. 1. Штыревая антенна канала управления БЛА



а) внешний вид АУ; б) КСВ: 1 – без обледенения АУ; 2 – в условиях обледенения АУ; в) КПМ: 1 – без обледенения АУ; 2 – в условиях обледенения АУ

Рис. 2. Патч-антенна видеоканала БЛА

Заключение

Анализ представленных результатов позволяет сделать вывод о том, что изменение температурного режима работы приводит к изменению характеристик АУ во всем рабочем диапазоне частот, а на определенных частотах изменения весьма значительны. Отсутствие согласующей цепи в АУ приводит к падению уровня КПМ и, соответственно, уменьшению дальности радиосвязи и большему энергопотреблению.

На текущий момент, для решения данной проблемы предлагается представлять сложные импедансные нагрузки не в виде схемных реализаций, а в аналитической математической форме [2]. Данный метод позволяет не только анализировать любые изменения импеданса нагрузки в зависимости от условий эксплуатации, но и применять различные методы и способы широкополосного согласования, где наиболее предпочтительными являются адаптивные согласующие устройства, позволяющие, за счет перестройки параметров СУ, обеспечить максимальный уровень передачи мощности при изменении условий эксплуатации согласуемого устройства.

Список использованных источников

1. Исаев В. О. Влияние температурного режима на характеристики мобильных антенных устройств / Исаев В. О., Дубовик И. А. // XIV Машеровские чтения: материалы междунар. науч.-практ. конф. Студентов, аспирантов и молодых ученых, Витебск: ВГУ имени П.М. Машерова, 2020. – С. 31-33. Казахстан, 2020. – С. 31-33.
2. Исаев В. О. Математическая модель радиотехнических устройств / Исаев В. О., Дубовик И. А., Бойкачев П. В., Сутько А. А. // II Международная Научно-Практическая Конференция «Endless Light in Science», г. Нур-Султан, Казахстан, 2020. – С. 27-33.

УДК 621.391:621.35.026

ОПТИМИЗАЦИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ

ГАРЕЛИК Д. Г.

ОАО «БЕЛЛИС»
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: gorelik_d@bellis.by

Аннотация. Варианты использования адаптивных алгоритмов внесения предискажения входного сигнала для усилителей мощности базовой станции для линеаризации работы их работы.

Abstract. Options for using adaptive algorithms for the contribution of signal pre-distortion for input signals of power amplifiers to linearize their operation.

Введение

Повышение требований стандартов беспроводной связи к энергоэффективности и качеству сигнала заставляет провайдеров услуг связи искать пути оптимизации стоимости развертывания и эксплуатации систем связи. Описываемое решение позволяет существенно повысить качество выходного сигнала усилителя мощности базовой станции и увеличить зону покрытия при одновременном снижении стоимости эксплуатации системы. Быстрый рост нагрузки на беспроводную инфраструктуру вызывает рост энергопотребления базовых станций. Усилители мощности (УМ) обеспечивают передачу радиосигнала базовой станции и их часть в стоимости базовой станции может составлять до трети от общего значения. Реализация методов ограничения коэффициента амплитуды (CFR) и цифрового предискажения (DPD) перед подачей сигналов на вход УМ базовой станции способствует повышению качества сигнала и зоны покрытия.

Улучшение качества сигнала

Новый стандарт беспроводной связи 5G NR позволяет передавать большое количество данных в фиксированном диапазоне частот, но имеет недостаток в виде высокой чувствительности к искажениям УМ базовой станции. Переход к спектрально эффективному стандарту существенно повысил стоимость развертывания сети.

Технология DPD и CFR представляют собой методы обработки сигнала, предусматривающие изменение характеристик входного и выходного сигнала, препятствующие возникновению искажений в выходном радиосигнале УМ, что позволяет получить практически линейную выходную характеристику в расширенном диапазоне работы УМ базовой станции. Для защиты от искажений у верхней границы рабочего диапазона УМ не требуется ограничивать выходную мощность, что в свою очередь обеспечивает снижение требований к системе охлаждения базовой станции, что позволяет реализовать ее с меньшими затратами.

Для визуализации режимов работы УМ рассмотрим рисунок 1. Идеальный УМ имеет линейную характеристику, показанную голубой линией. В данном случае увеличение входного сигнала на 10% вызывает увеличение выходной мощности на те же 10%. Характеристика реального УМ показана кривой красного цвета. Она совпадает с хар-кой только при низком уровне выходной мощности, но имеет отклонение от идеальной хар-ки при высоких уровнях мощности. Увеличение входного уровня на 10% в граничной области вызывает только изменение выходной мощности на 9%. В итоге наступает такой момент, когда выходная мощность УМ не растёт.

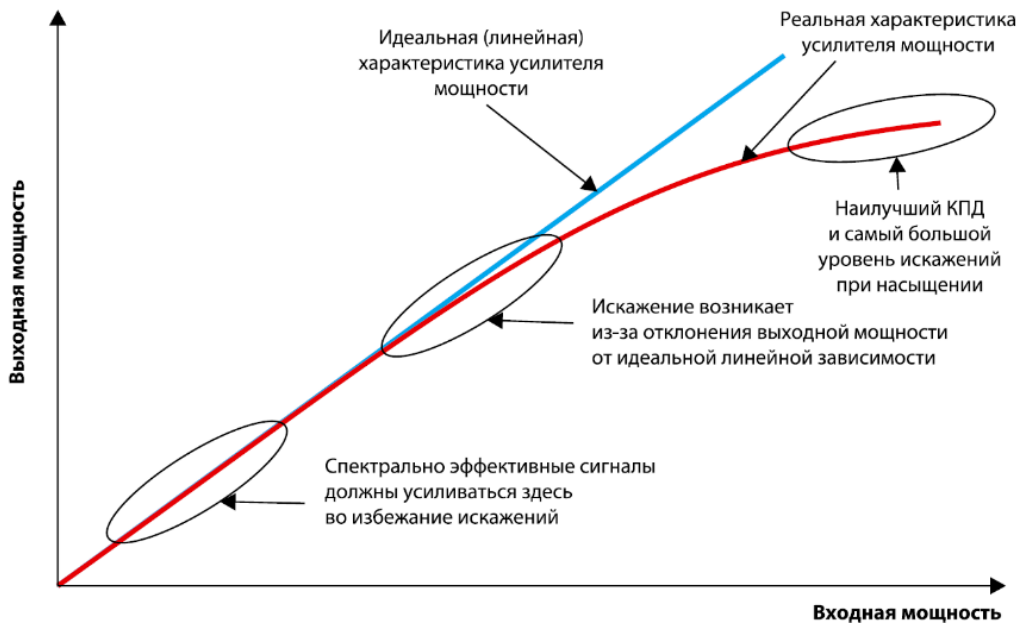


Рис. 1. Режимы работы идеального УМ.

Линеаризация характеристик УМ

С помощью алгоритма DPD можно расширить область линейности характеристики УМ. При приближении уровня мощности к порогу отклонения от идеальной характеристики появляются искажения в выходном сигнале УМ. Алгоритм DPD подразумевает сравнение искаженного выходного сигнала УМ с неискаженным сигналом на входе УМ. В дальнейшем к входному сигналу добавляется сигнал, в точности противоположный искажению выходного сигнала, обеспечивая эффективную компенсацию помех. Поскольку алгоритм DPD расширяет линейную область характеристики УМ, он является одним из базовых методов линеаризации.

Сравнение выходного и входного сигнала является обратной связью и наиболее эффективно реализуется цифровым способом. Из-за совокупности факторов окружающей среды и не идеальности реализации компонентов входящих в состав всех трактов передачи сигнала цифровая реализация алгоритма DPD наиболее эффективна. Алгоритм DPD может расширить линейную характеристику УМ на 2-3 дБ, что является существенным приростом, учитывая рабочий диапазон УМ.

Алгоритм CFR является еще одним методом внесения цифрового предискажения сигнала, что повышает входной диапазон УМ, ограничивая отношение пикового к среднему уровня сигнала (PAR). Для понимания работы алгоритма CFR следует обратить внимание на рисунок 2. Из рисунка следует, что при увеличении входного уровня до определенного предела происходит насыщение выходной мощности и УМ больше не обеспечивает роста выходной мощности.

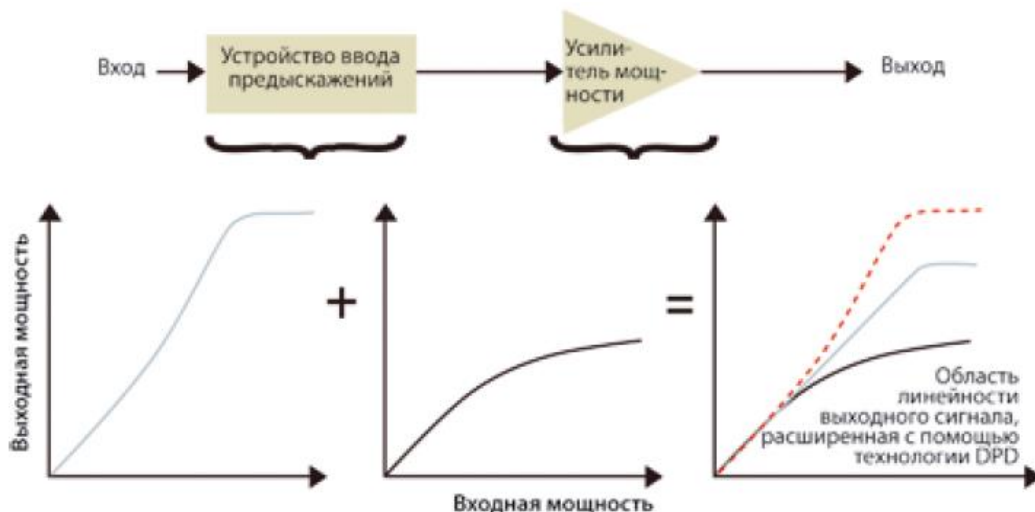


Рис. 2. Работа алгоритма CFR.

Алгоритм CFR автоматически ограничивает пиковые значения сигналов на входе и позволяет им усиливаться без искажений и ограничений. Ограничение входного сигнала применимо в очень ограниченных пределах, так как фактически вносит дополнительные искажения во входной сигнал, вместо их устранения. Ограничивая PAR входного сигнала, можно линейно увеличивать выходную мощность УМ. Снижение PAR на 3 дБ позволяет повысить рабочую точку УМ на 3 дБ, тем самым улучшая КПД УМ. Повышение рабочей точки на 3 дБ фактически реализует удвоение выходной мощности УМ, без увеличения потребления энергии.

Заключение

Адаптивные алгоритмы DPD и CFR позволяют драматично улучшить линейность УМ базовой станции, улучшив ее энергоэффективность и снизить стоимость за счет пониженного требования к системе охлаждения. Возможность реализации адаптивных алгоритмов в виде отдельного устройства и использования данной системы на эксплуатируемых базовых станциях позволят снизить затраты на поддержание функционирования сети.

Список использованных источников

1. Bassam, S. Crossover Digital Predistorter for the Compensation of Crosstalk and Nonlinearity in MIMO Transmitters / S. A. Bassam, M. Helaoui, F. M. Ghannouchi // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 2009. V. 57, № 5. P. 1119–1128.
2. Averina, L. I. Adaptive Digital Corrector for Dual-Band Data Transmission System under Quadrature Distortions / L. I. Averina, O. V. Bugrov // Radioelectronics and Communications Systems. 2020. № 63. P. 126–135.
3. Power Amplifier Characterization Using a Two-Tone Measurement Technique / C. Clark, C. Silva, A. Moulthrop, M. Muha // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2002. V. 50, № 6. P. 328–333.

УДК 654.165

ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ В СЕТЯХ 5G НА ПРИМЕРЕ CDL-A МОДЕЛИ

ЧЕРНОВ В. С.

*Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина
(г. Рязань, Российская Федерация)*

E-mail: Chernov.V.713@yandex.ru

Аннотация. В статье представлены результаты исследования факторов, влияющих на пропускную способность канальной модели пятого поколения CDL-A, а также предложены методы повышения пропускной способности.

Abstract. The following article presents the results of research on factors affecting the throughput capacity of the fifth generation CDL-A channel model, and proposes methods to increase throughput capacity.

Введение

С развитием интернета вещей растут и требования к системам беспроводной передачи информации. Стандарты нового поколения должны обеспечивать пиковую скорость до 20 Гбит/с по нисходящей линии связи и до 10 Гбит/с по восходящей линии связи; энергоэффективность на 2 порядка выше; общее число устройств до 1 млн/км² [1]. Для удовлетворения возрастающих потребностей необходимо искать пути улучшения текущих релизов стандартов связи, а также формировать новые.

Самым современным стандартом беспроводной связи является стандарт пятого поколения New Radio (5G NR) [2], а именно релиз 18 [3]. В сетях, построенных на основе данного стандарта, возможно использование канальных моделей CDL.

Целью данной статьи является исследование CDL модели, реализованной в пакете прикладных программ MatLab, а именно изучение различных факторов, влияющих на её пропускную способность.

Основная часть

CDL – Clustered Delay Line – Линия задержки по кластерам – это модели канала, которые определены для всего диапазона частот от 0,5 ГГц до 100 ГГц, в который входят диапазоны пятого поколения Sub-6GHz (ниже 6 ГГц) и mmWave (диапазон миллиметровых волн – 24-100 ГГц) [1, 2].

Три модели CDL, а именно CDL-A, CDL-B и CDL-C, построены для представления трех различных профилей канала для использования без прямой видимости (NLOS – non-line of sight), а CDL-D и CDL-E построены для прямой видимости (LOS – line of sight) [4].

Исследуемая модель обладает следующими характеристиками:

1. Городская макросота (Urban macro-cell);
2. Нисходящая линия связи без прямой видимости (Downlink, NLOS);
3. Разброс по задержке = 200 нс;
4. Базовая станция (BS – Base Station): Равномерная прямоугольная решетка (4 x 4), вертикально-поляризованная;

Абонентское оборудование (UE – User Equipment): Равномерная прямоугольная решетка (2 x 2), вертикально-поляризованная;

5. Моделирование с учётом потерь среды (path loss), затенения (shadowing) и поглощения кислорода (oxygen absorption);

6. Полоса пропускания, линейно изменяющаяся в зависимости от частоты несущей по закону:

$$BW = 0.005 * F_c \quad (1)$$

Пропускная способность модели рассчитывается в соответствии с формулой:

$$C = F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N} \cdot R \right) \quad (2)$$

где, C – пропускная способность; F – ширина полосы пропускания; I – единичная матрица; P – мощность сигнала; N – мощность шума; R – результат произведения прекодовых и канальных матриц в квадратичной форме.

$$C = BW \times \log_2 \left(I_{N_s} + \frac{P_t}{N_s} R_n^{-1} W_{BB}^H W_{RF}^H H F_{RF} F_{BB} F_{BB}^H F_{RF}^H H^H W_{RF} W_{BB} \right) \quad (3)$$

$$R_n = BW \times \sigma_n^2 W_{BB}^H W_{RF}^H W_{RF} W_{BB}$$

Таблица 1. Обозначение переменных (3)

Скаляр	Вектор/матрица
BW – полоса пропускания (Гц)	R_n – ковариационная матрица шума
N_s – кол-во потоков данны	H – канальная матрица
P_t – мощность передачи (Вт)	F_{BB}/W_{BB} – прекодовая матрица основной полосы частот в передатчике/приёмнике
σ_n^2 – мощность шума (Вт)	F_{RF}/W_{RF} – прекодовая матрица радио частот в передатчике/приёмнике
C – пропускная способность (бит/с)	I_N – Матрица тождества $N \times N$

С данной моделью проведён ряд экспериментов.

а. Изменение несущей частоты.

Вычислены зависимости пропускной способности от горизонтального расстояния между базовой станцией (BS) и пользовательским оборудованием (UE) для разных значений несущей частоты. Рассмотрены диапазоны sub-6GHz и mmWave. Диапазон Sub-6GHz используется в пригородах и сельской местности, когда необходимо обеспечить покрытие достаточно широкого диапазона при минимизации числа базовых станций. Диапазон mmWave ввиду высокого затухания сигнала с ростом расстояния напротив, внедряется в крупных городах. Проекты 5G mmWave требуют массивных антенных решеток ММО с сотней антенных элементов на базовых станциях (eNodeB). Поскольку площадь антенной решетки уменьшается пропорционально длине волны, антенная решетка для частот миллиметровых волн может быть в 100 раз меньше, чем антенная решетка для микроволновых частот.

Результат эксперимента приведён на рисунке 1.

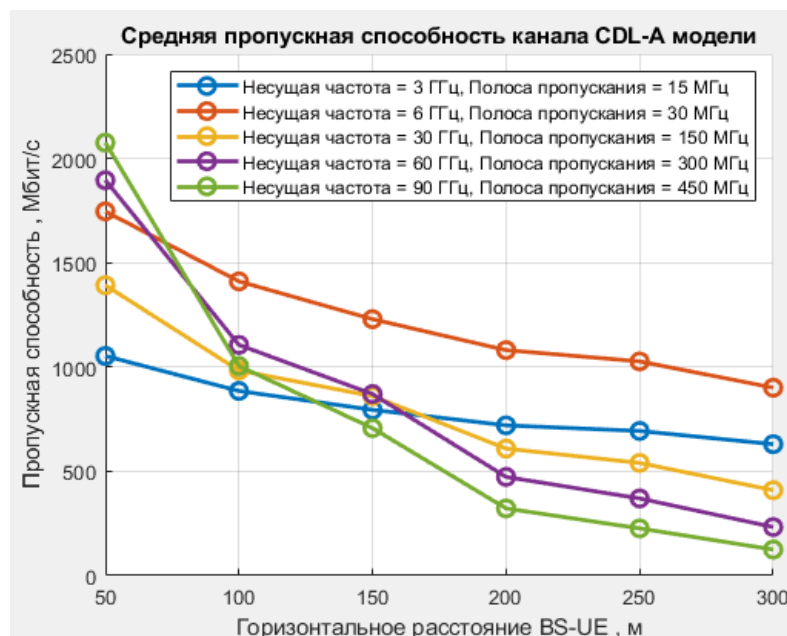


Рис. 1. Изменение несущей частоты.

Из рисунка видно, что в случае mmWave большая несущая частота ведёт к большей пропускной способности. Однако минусом mmWave является существенное затухание с увеличением расстояния, не наблюдаемое в диапазоне sub-6GHz [2].

б. Моделирование поглощения кислорода для разных несущих частот.
Получена пропускная способность с учётом поглощения кислорода (рис.2).

Таблица 2. Поглощение кислорода на разных частотах [3]

f, ГГц	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67
a(f), дБ/км	0	1	2,2	4	6,6	9,7	12,6	14,6	15	14,6	14,3	10,5	6,8	3,9	1,9	1

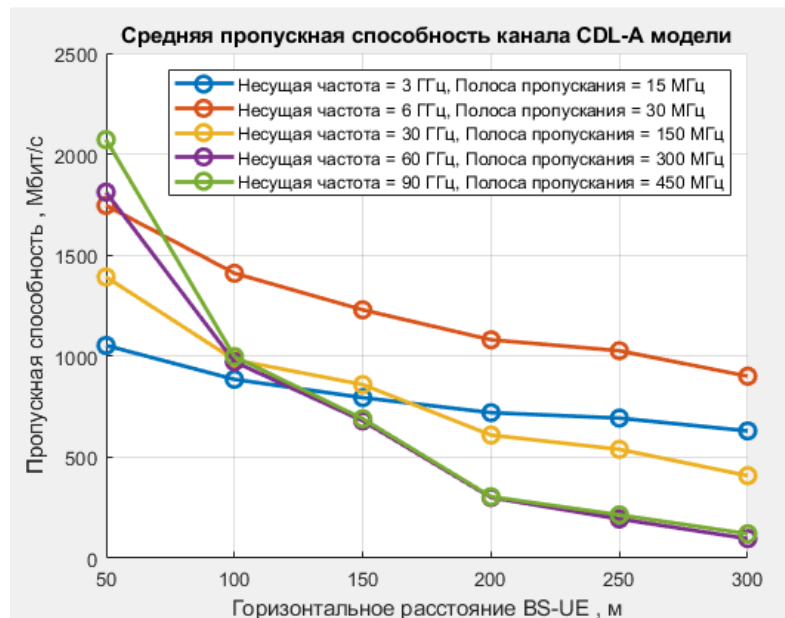


Рис. 2. Поглощение кислорода.

Сравнение рисунка 2 с рисунком 1 позволяет пронаблюдать влияние поглощения на пропускную способность. Результаты моделирования для несущих частот 3, 6, 30, 90 ГГц совпадают с результатами с учётом поглощения. При 60 ГГц заметно снижение пропускной способности ввиду того, что пиковое поглощение приходится именно на эту частоту (см. таблица 2).

в. Моделирование поглощения кислорода и затенения.

Результаты эксперимента по моделированию поглощения кислорода и затенения изображены на рисунке 3. Помимо графиков отдельного и совместного влияния вышеперечисленных эффектов на пропускную способность, для сравнения также приведён график только для потерь среды.

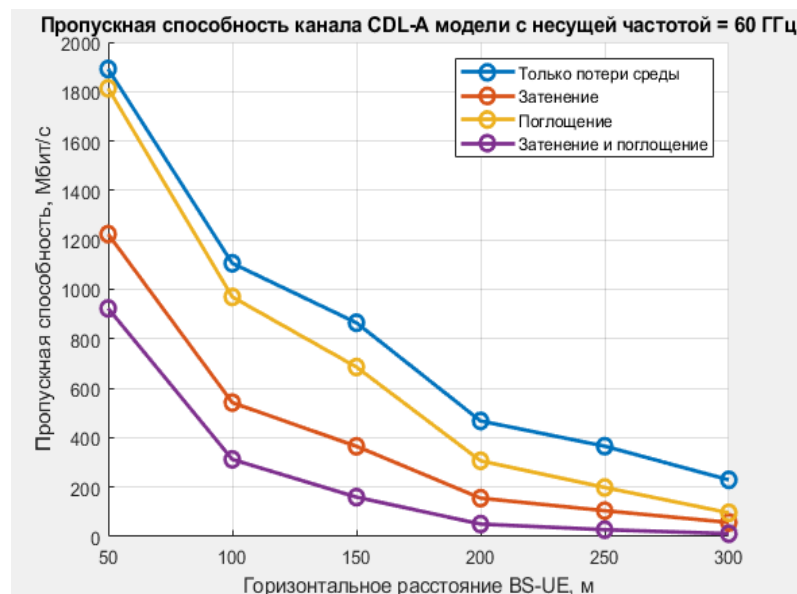


Рис. 3. Сравнительный график влияния потерь на пропускную способность.

Затенение и поглощение негативно влияют на пропускную способность. Возможным решением, позволяющим уменьшить потери, может стать весовая обработка сигнала.

Заключение

Экспериментальное исследование модели CDL-A показало, что существует ряд различных факторов, которые по-разному влияют на пропускную способность сети. Соответственно, влиять на эффект, оказываемый этими факторами на канал связи, нужно в индивидуальном порядке. Таким образом, повышение пропускной способности возможно следующими путями:

- использование технологий, которые доступны для стандарта 5G NR (Massive MIMO, 1024 QAM и т.д.);
- подбор правильной несущей частоты;
- оптимальное расположение антенн в пространстве;
- весовая обработка принятых сигналов.

Список использованных источников

1. 5G; Study on scenarios and requirements for next generation access technologies (Release 14) / 3GPP TR 38.913
2. 5G: A Tutorial Overview of Standards, Trials, Challenges, Deployment, and Practice / Mansoor Shafi, Life Fellow, IEEE, Andreas F. Molisch, Fellow, IEEE, Peter J. Smith, Fellow, IEEE, Thomas Haustein, Member, IEEE, Peiyong Zhu, Senior Member, IEEE, Prasan De Silva, Member, IEEE, Fredrik Tufvesson, Fellow, IEEE, Anass Benjebbour, Senior Member, IEEE, and Gerhard Wunder, Senior Member, - IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 35, NO. 6, JUNE 2017
3. An Overview of 5G Advanced Evolution in 3GPP Release 18 / Xingqin Lin, Ericsson IEEE
4. 5G system throughput performance evaluation using Massive-MIMO technology with Cluster Delay Line channel model and non-line of sight scenarios / John Baghous – Infocommunications Journal, VOL. 13, NO. 2, JUNE 2021
5. Technical Specification Group Radio Access Network; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (Release 16) / 3GPP TR 38.901
6. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems / O. E. Ayach, S. Rajagopal, S. Abu-Surra, Z. Pi and R. W. Heath, IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 13, pp. 1499-1513, Mar. 2013.

УДК 621.396.67

СИСТЕМА АНТЕННА-ОБТЕКАТЕЛЬ

СОЛОНОВИЧ С. С.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

e-mail: solonovichse@gmail.com

Аннотация. Приведены результаты анализа влияния обтекателя летательного аппарата (ЛА) на диаграмму направленности широкополосной антенны (ДНА). Исследуемая полоса частот от 7 ГГц до 13 ГГц с шагом в 1 ГГц. В качестве антенны для исследования используется планарная низкопрофильная логопериодическая антенная решетка (НЛА). Для расчета создана модель обтекателя с диэлектрической проницаемостью материала в 6,6.

Abstract. The results of the analysis of the fairing of an aircraft on the radiation pattern of a broadband antenna are presented. The investigated frequency band is from 7 GHz to 13 GHz in 1 GHz steps. A planar low-profile log-periodic antenna array is used as an antenna for research. To calculate a fairing model with a material permittivity of 6.6.

Для выполнения определенного спектра задач радиолокации и передачи сигналов в современных ЛА необходимо использование широкополосных антенных решеток. Для сохранения аэродинамических свойств ЛА и защиты от внешнего воздействия антенны располагают под обтекателем, что сказывается на ее свойствах. В данной работе представлено исследование влияния обтекателя летательного аппарата на диаграмму направленности НЛА. Все расчеты произведены в среде CST Studio suite 2021.

Планарная низкопрофильная логопериодическая антенная решетка представляет из себя трехслойную структуру [1,2]. В верхнем слое (рисунок 1а) формируются микрополосковые линии, размер которых определяет излучаемую частоту, которые через переходные отверстия по трем краям соединяются с металлической подложкой в промежуточном слое. В нижнем слое (рисунок 1б), реализуется микрополосковая сигнальная линия, соединяемая с открытыми краями резонаторов в верхнем слое. Общие габариты антенны: 150мм на 175мм.

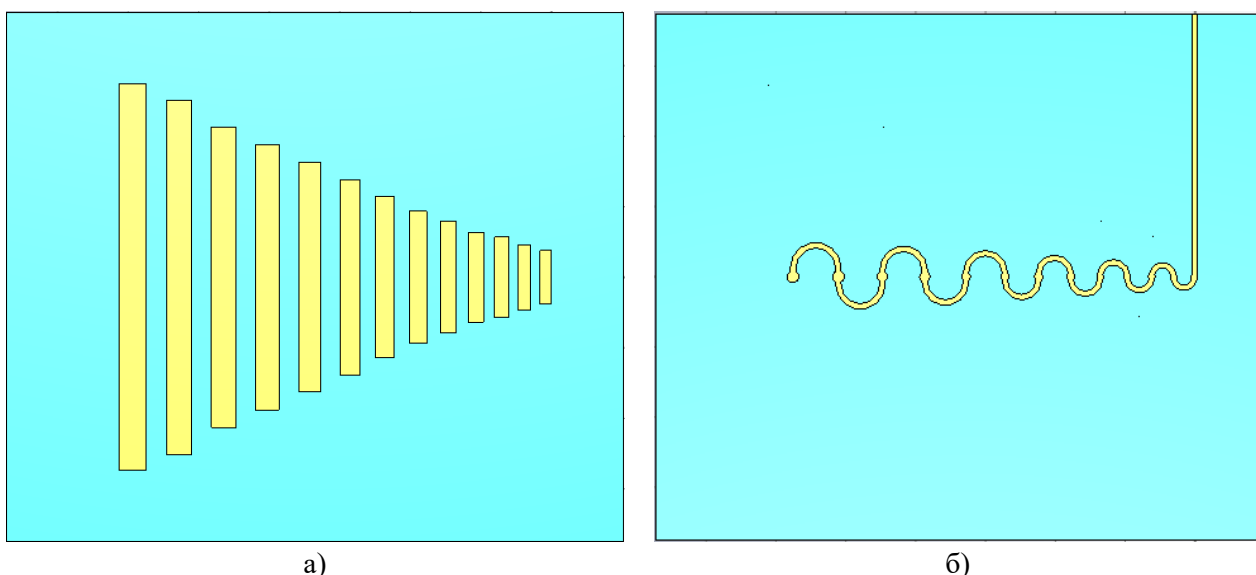
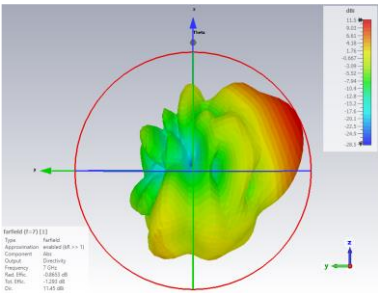
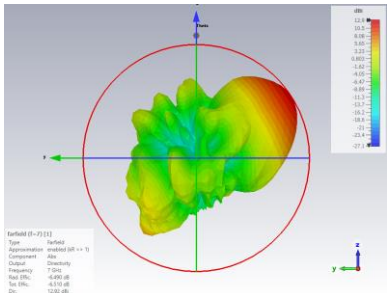
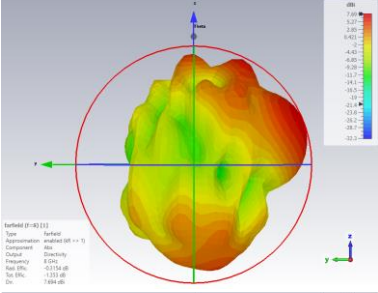
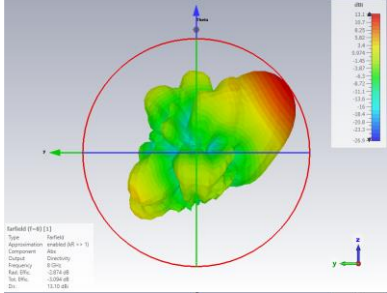
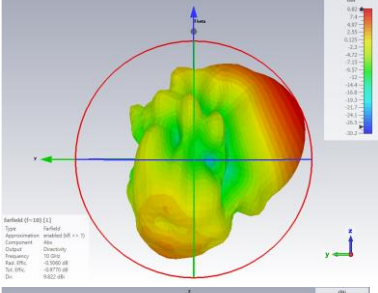
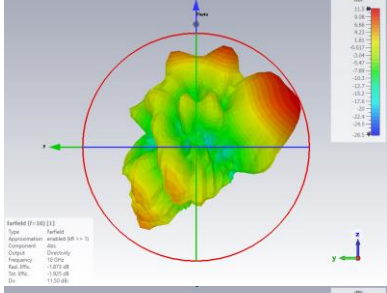
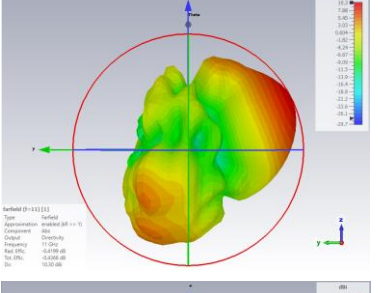
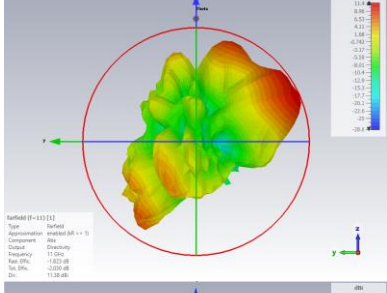
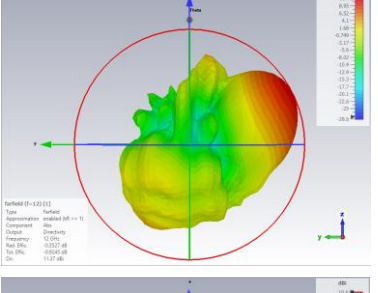
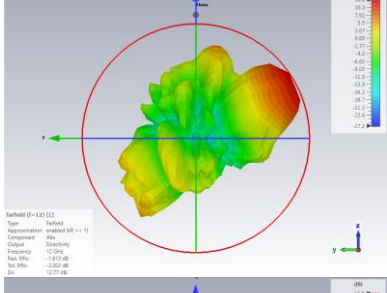
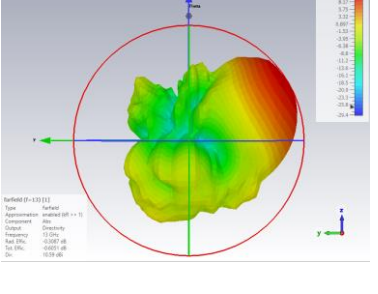
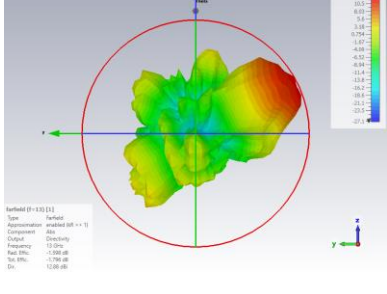


Рис. 1. Используемая модель НЛА: а - вид сверху, б — вид снизу

Для расчета в среде CST создана модель обтекателя, конической формы с диэлектрической проницаемостью материала в 6,6. Модель антенны располагается во внутренней части обтекателя, далее произведено моделирование ДНА с обтекателем и без на частотах от 7 ГГц до 13 ГГц с шагом в 1 ГГц. Результаты моделирования приведены в таблице 1.

Таблица 1

ДНА без обтекателя	Характеристики	ДНА с обтекателем
	<p>7 ГГц УОЛ: 11,45 дБи; НОЛ: 27°; ШОЛГ: 36,1°; ШОЛВ: 35,9°.</p>	
	<p>8 ГГц УОЛ: 7,71 дБи; НОЛ: 21°; ШОЛГ: 56,8°; ШОЛВ: 38,9°.</p>	
	<p>10 ГГц УОЛ: 9,84 дБи; НОЛ: 26°; ШОЛГ: 46,5°; ШОЛВ: 47,4°.</p>	
	<p>11 ГГц УОЛ: 10,4 дБи; НОЛ: 27°; ШОЛГ: 44,2°; ШОЛВ: 39,1°.</p>	
	<p>12 ГГц УОЛ: 11,4 дБи; НОЛ: 27°; ШОЛГ: 48,2°; ШОЛВ: 37,3°.</p>	
	<p>13 ГГц УОЛ: 10,6 дБи; НОЛ: 28°; ШОЛГ: 61,6°; ШОЛВ: 46,9°.</p>	

Заключение

Согласно приведенным графикам данная антенна без обтекателя в пределах моделируемой полосы имеет отклонение основного лепестка от плоскости антенны на 20° - 30° . С обтекателем данное отклонение увеличивается на 2° - 10° , при этом наблюдается сужение основного лепестка на 5° - 10° , что вполне допустимо для использования в ЛА.

Список использованных источников

1. Ferreira D. Physics-based design of microstrip magnetic dipoles using cavity model. Journal of microwaves, optoelectronics and electromagnetic application, 2020. – 106p.
2. Zhenxin H., A planar low-profile log-periodic array based on cavity-backed slot. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2019. – 1966p.

УДК 621.396.967

СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ К СОЗДАНИЮ СИСТЕМ ОБНАРУЖЕНИЯ СКРЫТЫХ ОБЪЕКТОВ

ГРИНКЕВИЧ А. В., ОРАБЕЙ М. С., ИВАНЕЦ В. В., ТОМАШЕВСКАЯ П. С.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

*E-mail: grinkevich@bsuir.by, maxim23or20@gmail.com, valerus-1@mail.ru,
polinatomasevskaa30@gmail.com*

Аннотация. Рассмотрена актуальность методов обнаружения скрытых под различными поверхностями объектов. Разработана структурная схема системы подповерхностного зондирования и алгоритмы обработки принятого сигнала. Представлены результаты обработки принятого сигнала и алгоритм формирования радиолокационного изображения скрытого объекта.

Abstract. The relevance of methods for detecting objects hidden under various surfaces is considered. A block diagram of the subsurface sounding system and algorithms for processing the received signal have been developed. The results of processing the received signal and the algorithm for generating a radar image of a hidden object are presented.

Актуальность создания подобных систем обусловлена объективной необходимостью решения задачи обнаружения скрытых объектов (в том числе обнаружения дефектов и неоднородностей) в различных укрывающих средах, при проведении поисково-спасательных работ и обеспечении безопасности зданий и сооружений.

В настоящее время не существует единого универсального подхода, позволяющего с высокой эффективностью обнаруживать и классифицировать скрытые объекты.

Среди существующего многообразия методов следует выделить неконтактные методы обнаружения, такие как [1]:

- 1 магнитометрические, индукционные;
- 2 тепловизионные;
- 3 радиолокационные;
- 4 рентгеновские;
- 5 акустические,

которые с достаточной эффективностью позволяют решать задачу обнаружения скрытых объектов, при соблюдении соответствующих условий.

Тепловизионный метод обнаружения изначально базируется на температурных различиях между материалом объекта и грунта. Современные устройства, реализующие этот метод, способны различать объекты, имеющие тепловой контраст более $0,1^{\circ}\text{C}$, что позволяет обнаружить крупноразмерный объект в сухом песке на глубине до 30 см. Однако для обнаружения небольших объектов или при сложных окружающих условиях (влажная почва, густая растительность) данные устройства не эффективны.

Радиолокационные методы. Достоинства радиолокационных методов объясняются, прежде всего, возможностью радиолокационной системы дистанционно обнаруживать и классифицировать объекты независимо от метеоусловий и естественной освещенности исследуемой поверхности. Поскольку создаваемое электромагнитное поле обладают проникающей способностью через укрывающие полупроводящие среды (грунт, растительность, снег, воду), под которыми могут находиться объекты поиска. В результате радиолокационные системы способны обнаруживать в укрывающих средах тайники, мины в диэлектрическом исполнении, металлические и пластмассовые трубы, пустоты.

Рентгеновские методы применяются для контроля багажа и почтовых отправок, различных контейнеров и транспортных средств, продуктов питания и сыпучих грузов, строительных конструкций, мебели и предметов обихода. Основным недостатком данных методов является низкая мобильность систем их реализующих.

Акустические методы также применяются для обнаружения малоконтрастных дефектов в гетерогенных структурах, таких как бетон, железобетон и другие строительные конструкции, где в соответствии со сложившейся практикой применяется либо метод радиографии (для толщин более 200

мм), либо флуороскопический метод (для меньшей толщины). В том и другом случаях существенное влияние на результаты контроля (выявляемость дефектов) оказывает неоднородность структуры бетона, что существенно влияет на обнаружение дефектов в виде пустот или инородных включений неправильной формы.

Предлагаемая система подповерхностного зондирования способна обнаруживать различные скрытые объекты в диэлектрических средах, таких как грунт, дорожное покрытие, бетонные и железобетонные конструкции. Так же она способна определять с высокой точностью параметры обнаруженного объекта (геометрические размеры, глубина залегания) и распознавать его класс [2].

Обобщенная структура системы подповерхностного зондирования представлена на рисунке 1. Она включает аналоговую часть в виде приемо-передающего и антенного модуля, цепи управления и отдельную часть, реализующую цифровую обработку принятого сигнала, в виде модуля весовой обработки и компенсации помехи, а также модуля обнаружения, измерения и распознавания. Отображение результатов обработки принятого сигнала реализуется с помощью модуля отображения.

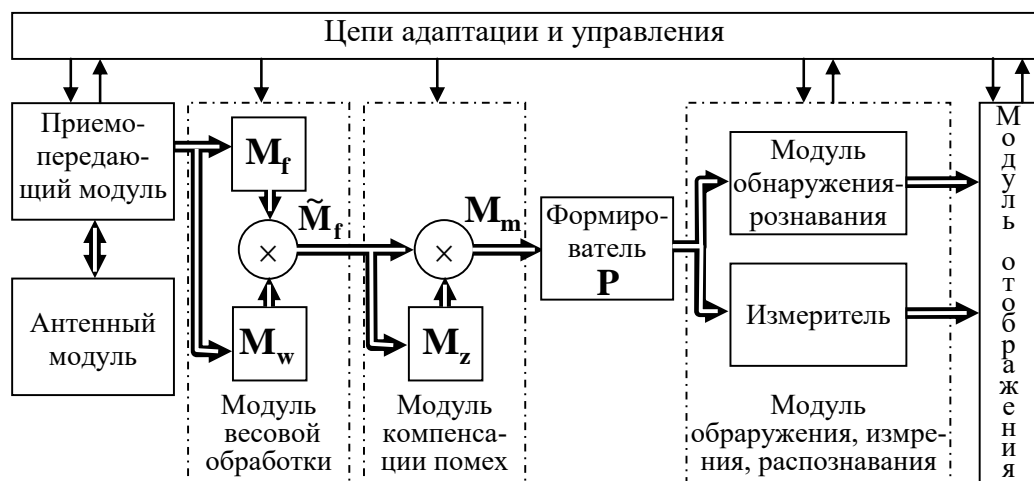


Рис. 1. Обобщенная структура системы подповерхностного зондирования

Передающая часть модуля в соответствии с принятым методом обзора формирует зондирующий сигнал, с базой сигнала порядка 10 тыс. Приемная часть модуля, обеспечивает требуемую линейность в выбранном частотном диапазоне и соответствующий динамический диапазон не менее 60 дБ, что позволяет обеспечить без искажений прием отраженного сигнала.

Учитывая выбранный частотный диапазон (короткий дециметровый), не обеспечивающий требуемую разрешающую способность (единицы сантиметров), в системе применяется адаптивный алгоритм формирования радиолокационного изображения, обеспечивающий «сверхразрешение» по глубине при соответствующем отношении сигнал/шум.

Результаты, характеризующие работу модуля обнаружения-распознавания, так же представлены на рисунке 2 и рисунке 3, в виде глубинного портрета и эталона, соответственно.

Оценка толщины заглубленного объекта составила 5,1 см, при реальной толщине объекта порядка 6 см.

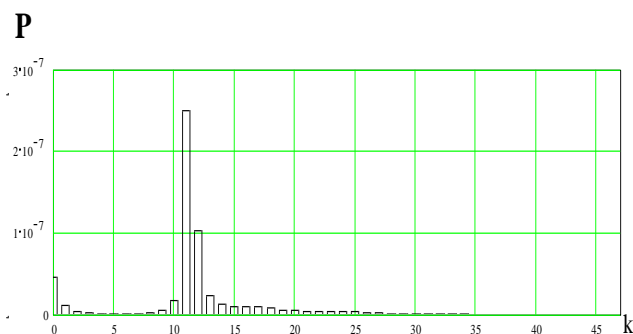


Рис. 2. Глубинный портрет диэлектрической шайбы

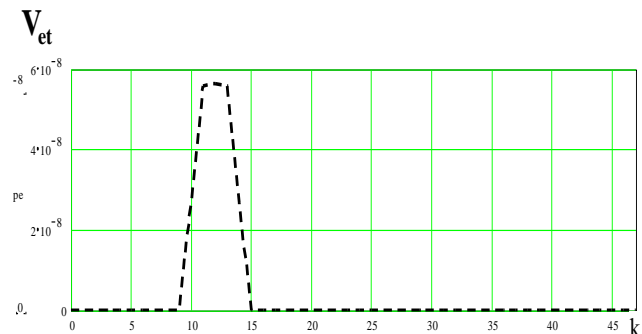


Рис. 3. Эталон, адаптированный к условиям наблюдения заглубленного объекта

В результате совместная обработка информации о наблюдаемом объекте позволяет с высокой достоверностью определить класс обнаруженного объекта.

Вся полученная в результате обработки информация в виде глубинных портретов, оцененных параметров отображается в модуле отображения информации для обеспечения максимальной эффективности решений, принимаемых оператором системы.

Заключение

Предложенный подход к реализации системы подповерхностного зондирования на основе частотного метода обзора, позволяет получать максимальной достоверную информацию о наблюдаемом объекте.

Основная проблема, с которой столкнулись в ходе технической реализации данного подхода наряду с реализацией аппаратной части, это разработка эффективных цепей адаптации к изменяющимся условиям наблюдения в результате сканирования участка местности.

Список использованных источников

1. Techno-NDT [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://t-ndt.ru/stati/nerazrushayushhij-kontrol-metodyi,-xarakteristiki,-preimushhestva-1888.html>
2. Брякин, И. В. Методы подповерхностного зондирования и разработка устройства для локализации скрытых объектов / И. В. Брякин, И. В. Бочкарев // КИП и автоматика: обслуживание и ремонт. – 2021. – №6.

УДК 621.396.676

СОГЛАСУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ АНТЕННОГО УСТРОЙСТВА КАНАЛА УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

ДУБОВИК И. А., ИСАЕВ В. О., СУТЬКО А. А., БОЙКАЧЕВ П. В.

УО военная академия Республики Беларусь
(Минск, Республика Беларусь)

e-mail: dubailia94@gmail.com

Аннотация. Синтезирована широкополосная согласующая цепь для антенного устройства канала управления беспилотного летательного аппарата в условиях обледенения, обеспечивающая выигрыш в потенциально достижимой дальности действия радиолинии до 25 % по отношению к антенному устройству без согласующей цепи.

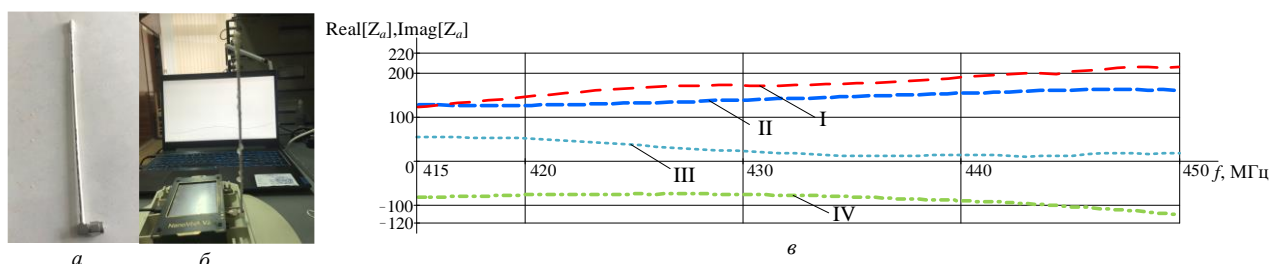
Abstract. A broadband matching circuit was synthesized for the antenna control device of an unmanned aerial vehicle in icing conditions, the gain in the expected achievable range of the radio link is up to 25% in relation to the antenna device without a matching circuit.

Введение

Важной частью создания современных приемо-передающих устройств является решение задачи широкополосного согласования, которое позволяет обеспечить передачу максимальной мощности в заданной полосе рабочих частот между источником сигнала и нагрузкой. В большинстве случаев при проектировании согласующих устройств (СУ) разработчики не учитывают нестабильность импеданса нагрузки, вызванную изменениями условий эксплуатации, особенно на подвижных объектах [1]. Такие явления ярко выражены в системах, нагрузкой которых являются антенные устройства (АУ). Импеданс АУ зависит от среды ее применения (снег, воздух, имеющий разную температуру и влажность, вода, сезонные и климатические изменения), а также от частоты излучаемого сигнала. Например, при эксплуатации беспилотных летательных аппаратов (БЛА), нередко имеют место быть ситуации обледенения АУ, что приводит к изменению импеданса АУ и, как следствие, к уменьшению дальности радиолинии или вообще потери связи с бортом. Для решения данной проблемы предлагается использовать СУ, учитывающие нестабильность импеданса нагрузки, которые позволяют максимизировать передаваемую (принимаемую) мощность сигнала в нагрузку и обеспечивают устойчивую радиосвязь в различных условиях эксплуатации радиотехнической системы. Рассмотрим применение подобного СУ, синтезированного для АУ канала управления БЛА.

Результаты экспериментальных исследований по влиянию обледенения АУ канала управления БЛА

В качестве примера рассмотрим АУ, работающее в канале управления БЛА. Данное АУ представляет собой гибкую штыревую антенну, работающую на центральной частоте 433 МГц в полосе от 415 до 450 МГц. Ниже представлен вид АУ (рисунок 1, а), условие проведения экспериментальных исследований (рисунок 1, б), и зависимости его импеданса с обледенением и без (рисунок 1, в) полученные в ходе проведения экспериментальных исследований



I, II – действительная часть комплексного сопротивления нагрузки АУ БЛА без обледенения и с обледенением; III, IV – мнимая часть комплексного сопротивления нагрузки АУ БЛА без обледенения и с обледенением

Рис. 1. Результаты проведения экспериментальных исследований

Секция 1 «Радиотехника, антенны и устройства СВЧ»

По полученным зависимостям импедансных характеристик АУ БЛА от частоты, которые были пересчитаны (методика пересчёта представлена в [5]) в зависимости коэффициента передачи по мощности (КПМ) от частоты представлены на рисунке 2, где: 1 – зависимость КПМ АУ БЛА без обледенения, 2 – зависимость КПМ АУ БЛА с обледенением.

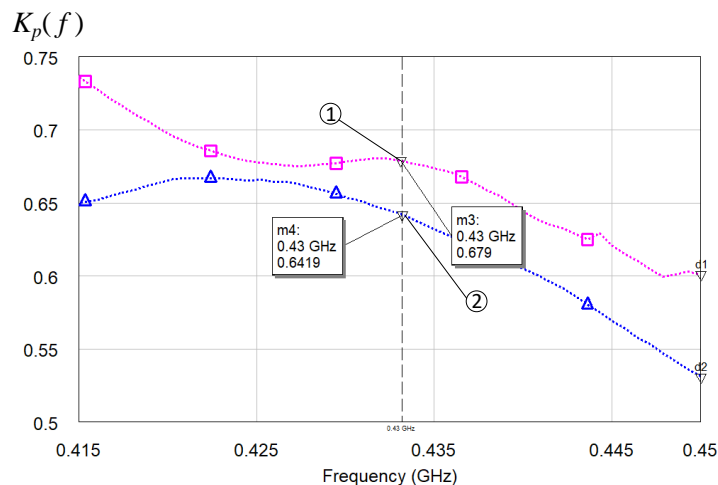


Рис. 2. Зависимость КПМ АУ БЛА от частоты с обледенением и без

Проанализировав полученные зависимости (рисунок 2), можно сделать выводы:

- в условиях обледенения АУ происходит ухудшение характеристик КПМ от 5...15%;
- уровень передачи мощности на рабочей частоте не является удовлетворительным (потеря мощности сигнала составляет примерно 38%) даже в штатных условиях проведения эксперимента (без обледенения);
- в условиях возмущающих воздействий происходят существенные вариации импеданса и заметное смещение резонанса АУ;
- такое ухудшение характеристик приводит к уменьшению дальности потенциально достижимой дальности радиолинии на 3...8 % [4].

В условиях смещения резонанса АУ и изменений импеданса, актуальным является применение теории широкополосного согласования, показанной в [5]. Данная теория позволяет обеспечить передачу максимальной мощности в заданной полосе рабочих частот между источником сигнала и нагрузкой в условиях вариаций импеданса. В большинстве случаев при проектировании согласующих устройств (СУ) разработчики не учитывают нестабильность импеданса нагрузки, вызванную изменениями условий эксплуатации, особенно на подвижных объектах. Для решения данной проблемы предлагается использовать теорию широкополосного согласования, учитывающую нестабильность импеданса нагрузки [5]. Рассмотрим применение данной теории для синтеза СУ, обеспечивающего широкополосное согласование АУ канала управления БЛА с приемо-передающим модулем, сопротивление которого составляет 50 Ом.

Синтез согласующей цепи для АУ канала управления БЛА

Для обеспечения максимального уровня передачи мощности между АУ и приемо-передающим модемом в рабочей полосе частот, на основе метода вещественных частот [2] и теории чувствительности [3] по методике, представленной в [5] была разработана СЦ, лестничной структуры состоящая из пяти элементов. Результаты синтеза представлены на рисунке 3.

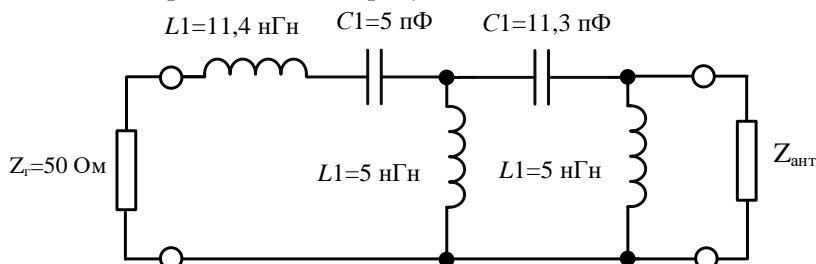


Рис. 3. Принципиальная схема СЦ для АУ канала управления БЛА

Применение СЦ в прямо-передающем тракте радиоканала управления БЛА обеспечивает уровень коэффициента стоячей волны (SWR) (рисунок 4, а) и КПМ (рисунок 4, б), представленный на рисунке 4.

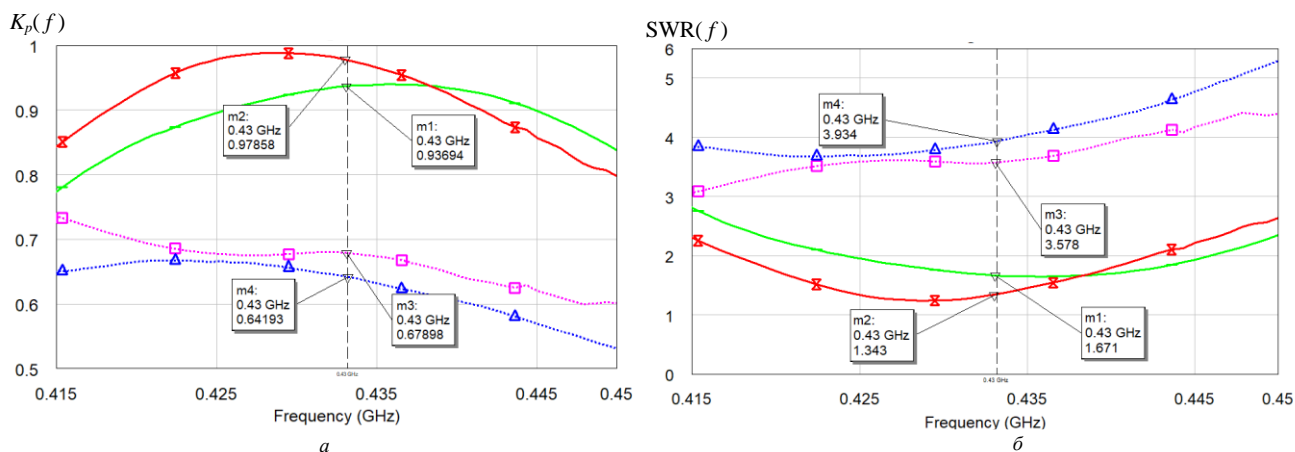


Рис. 4. Результаты синтеза СЦ для АУ канала управления БЛА

Исходя из полученных результатов, наглядно видно, что при установке синтезированной СЦ между АУ и прямо-передающим модулем канала управления БЛА обладающим сопротивлением 50 Ом, коэффициент передачи и SWR значительно улучшаются. Так на центральной частоте (433 МГц) в наихудшем случаи (при обледенении АУ) SWR уменьшается в два раза, а КПМ увеличивается примерно на 50% от исходного значения, что позволяет улучшить качество передачи информации по каналу управления БЛА.

Для проверки работоспособности синтезированной СЦ для АУ канала управления БЛА, был разработан макет СЦ. Внешний вид макета (где использовались SMD элементы компании Murata [7], с добротностями дросселей ($Q=50$) и добротностями конденсаторов ($Q = 101$)), условия проведения и результаты экспериментальных исследований представлены на рисунке 5.

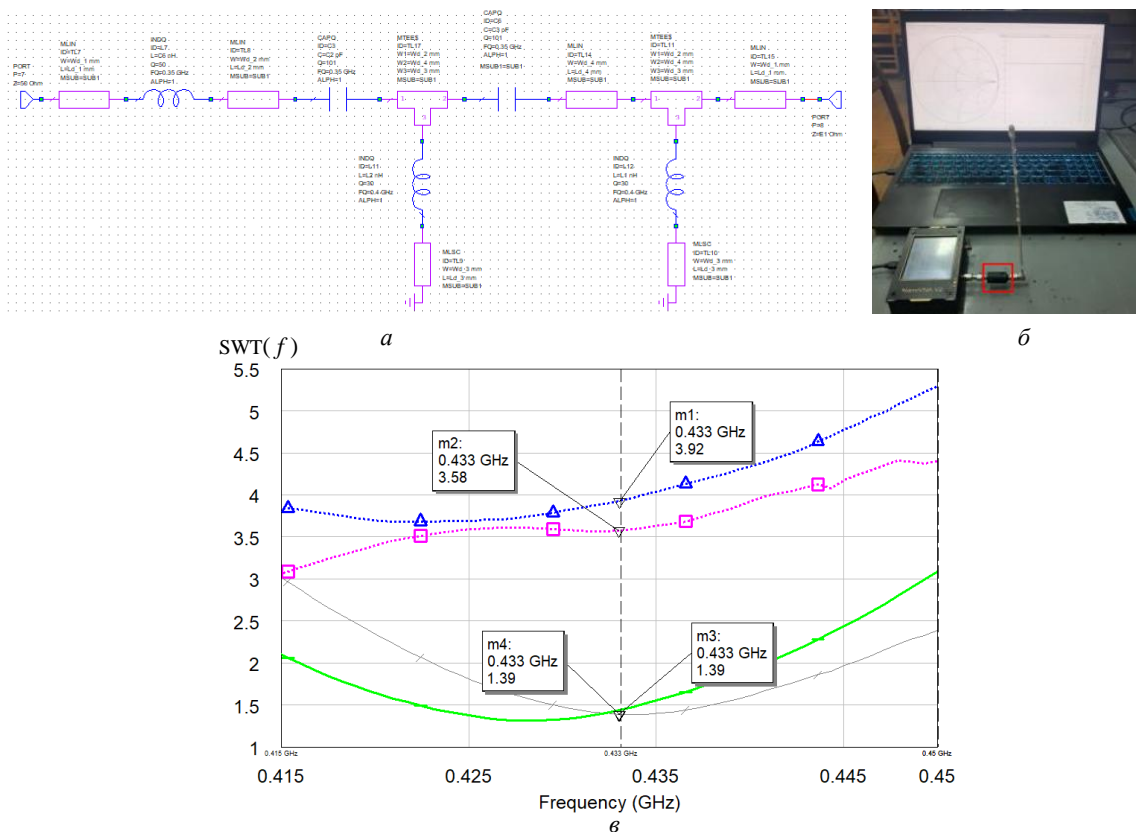


Рис. 5. Экспериментальные исследования по верификации макета СЦ для АУ канала управления БЛА при обледенении АУ и без

Произведя анализ зависимостей, представленных на рисунке 5, в можно сделать вывод, что полученные зависимости КСВ очень близки к теоретическим и синтезированная СЦ обеспечивает высокий уровень передачи мощности от источника сигнала в нагрузку (уменьшение потерь с 38% до 13%), как в штатных условиях, так и в условиях обледенения АУ, что позволяет обеспечить канал управления БЛА устойчивой радиосвязью, а именно выигрыш в потенциально достижимой дальности действия радиолинии до 25 % [4] по отношению к антенному устройству без СЦ.

Заключение

Таким образом, произведя анализ зависимостей, представленных на рисунке 5, в можно сделать вывод, что применение СЦ, синтезированной с использованием [5] обеспечивает уровень передачи мощности от источника сигнала в нагрузку стремящийся к максимальному значению (SWR стремящимся к единице), как в штатных условиях, так и в условиях обледенения АУ, что позволяет обеспечить канал управления БЛА устойчивой радиосвязью в широком спектре естественных условий его эксплуатации.

Список использованных источников

1. Бабков В.Ю., Муравьев Ю.К. Основы построения устройств согласования антенн // ВАС, 1980. – 240 с.
2. Yarman, B.S. Design of ultra wideband antenna matching networks / B.S. Yarman. – Istanbul: Springer, 2008. – 308 p.
3. Гехер К., ред: Ю.Л. Хотунцева. Теория чувствительности и допусков электронных цепей. М.Сов. радио. 1973.
4. Дубовик, И. А. Результаты исследования влияния условий эксплуатации на импеданс антенных устройств радиостанций ОВЧ/УВЧ диапазонов / И. А. Дубовик, П. В. Бойкачев, В. О. Исаев // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2019. – № 2 (63). – С. 32–40.
5. Бойкачев, П.В., Метод синтеза широкополосных устройств с оптимальной характеристикой коэффициента преобразования мощности, согласующих изменяющийся во времени импеданс нагрузки / И. А. Дубовик, П. В. Бойкачев, В. О. Исаев // [Электронный ресурс] Журнал радиоэлектроники. – 2021. – №5. – Режим доступа: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.5.1>.
6. Методы синтеза согласующих цепей для широкополосных радиотехнических устройств с нестабильным импедансом нагрузки / И. А. Дубовик, П. В. Бойкачев, В. О. Исаев, А. А. Дмитренко // Докл. БГУИР. – 2021. – № 19 (1). – С. 61–69.
7. Chip inductors (chip coils) // Murata manufacturing [Electronic resource]. – Mode of access: <http://www.murata.com/products/catalog/pdf/o05e.pdf>. - Data of access: 20.10.2022.

УДК 621.391.812.62

ТЕХНИКА ТРОПОСФЕРНОЙ СВЯЗИ В СЕТЯХ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

АЛБУЛ В. А.

*Белорусская государственная академия связи
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: vk@bsac.by

Аннотация. В ходе современных вооруженных конфликтов средства тропосферной связи, обладающие рядом преимуществ в сравнении с другими средствами связи, широко используются противоборствующими сторонами. Ведущие зарубежные производители и белорусские предприятия военно-промышленного комплекса активно ведут работы по разработке современных образцов техники тропосферной связи.

Abstract. In the course of modern armed conflicts, tropospheric communications, which have a number of advantages over other communications, are widely used by the warring parties. Leading foreign manufacturers and Belarusian enterprises of the military-industrial complex are actively working on the development of modern models of tropospheric communication equipment.

Исследования тропосферного распространения радиоволн (отражение и рассеяние радиоволн в нижней области тропосферы в диапазонах дециметровых и сантиметровых волн) с целью создания аппаратуры тропосферной связи начались в середине 1950-х годов в СССР. Уже в то время удалось показать возможность создания линий связи протяженностью до 250 км. В 1960-70-х годах разработка средств тропосферной связи велась весьма интенсивно. В результате были выявлены следующие особенности техники тропосферной связи [1]:

значительная часть энергии радиосигнала при распространении рассеивается на неоднородностях тропосферы;

возможность обеспечения тропосферной связи на расстояниях до 250 км. без ретрансляций, что превосходит радиорелейный интервал;

существенное уменьшение времени развертывания и количества экипажей необходимых для развертывания линий тропосферной связи в сравнении с радиорелейными линиями прямой видимости;

возможность развертывания тропосферных линий связи в условиях когда протяженные препятствия исключают использование радиорелейной или проводной связи;

организация прямых связей на расстоянии одного интервала тропосферной линии;

возможность многоканальной передачи на значительные расстояния и с высоким качеством ;

высокие мощности излучаемого радиосигнала для получения на приеме необходимого уровня переизлученного сигнала;

необходимость использования высокочувствительных приемников и антенн больших габаритов с узкой диаграммой направленности;

замирания сигнала при тропосферном распространении определяют необходимость использования специальных методов приема и обработки сигнала;

слабая подверженность воздействию высотных ядерных взрывов.

Впоследствии спутниковая связь потеснила тропосферную, особенно в коммерческих сетях, но в настоящее время существуют области применения тропосферных средств связи, как в сетях специального, так и коммерческого назначения [2].

Ведущие лидеры в области разработки и производства техники тропосферной связи: компания Comtech Systems (США), тропосферные системы которой развернуты во всем мире, как для коммерческих, так и военных целей; корпорация Raytheon (США), производящая современные тропосферные средства связи со скоростью передачи до 50 Мбит/с; компания Advantech Wireless; корпорация СЕТС (Китай); ФГУП МНИРТИ, ФГУП НПП «Радиосвязь», ЗАО «Радиосвязь-ФМ» и концерн «Созвездие» (Россия) и другие разрабатывают и выпускают технику тропосферной связи, обеспечивающую высокую производительность системы связи, надежную автоматизированную систему управления и контроля тропосферных станций и тропосферных линий связи, простоту использования систем в эксплуатации [3-6].

Среди передовых разработок Comtech Systems можно выделить:

цифровой модем для тропосферной связи CS67200i со скоростью передачи данных до 22 Мбит/с, который содержит такие функции как: прямое исправление ошибок (Comtech's Turbo Product Code Forward Error Correction [FEC]), автоматическую поддержку скорости передачи (Automatic Code Rate) и автоматическую регулировку мощности (Automatic Power Control), и, которые используются более чем в 90 % современных систем загоризонтной связи во всем мире, как для коммерческих, так и оборонных задач;

частотный конвертер CS4400, предназначенный как для работы на тропосферных линиях, так и на линиях прямой видимости, на частотах 4,4 ГГц – 5 ГГц и в настоящее время используется в современных тропосферных системах по всему миру;

цифровой мультиплексор для тропосферной связи CSM8100 (8E1/IP) является одним из первых в мире мультиплексором одновременно поддерживающим и протоколы систем SDH, и протоколы пакетных систем;

твердотельные усилители мощности TRP500-4450 (Р_{вых} = 500 Вт) и CS42000 (Р_{вых} = 2000 Вт) для систем тропосферной связи, которые подходят как для внутреннего, так и внешнего применения;

Transportable Fast Link Antenna (TFLA) – это антенный пост, представляющий собой антенну с угловым разнесением и диаметром антенны 3 м, поддерживающий функцию автоматического наведения на корреспондента с возможностью эксплуатации при скорости ветра до 30 м/с.

При этом системы управления цифровых тропосферных станций, как правило, оснащены выносными и стационарными пультами управления с поддержкой всех необходимых протоколов и с возможностью программной переконфигурации оконечных устройств.

Совершенствование техники тропосферной связи в армиях иностранных государств осуществляется по следующим направлениям [1, 7]:

- интенсивного использования участка диапазона частот 4,4–5 ГГц и освоения нового участка 14,5–15,35 ГГц;

- внедрения цифровых методов передачи и обработки передаваемых сообщений, автоматического выбора рабочих частот в зависимости от условий тропосферного распространения радиоволн;

- создания помехозащищенных модемов, введение режима адаптации по мощности передающих устройств, применение широкополосных маломощных сверхвысокочастотных приемных устройств, многолучевых антенных систем, многоканальных компенсаторов помех средств тропосферной связи;

- увеличения пропускной способности и ее адаптации при передаче трафика Ethernet для работы в современных IP-сетях;

- управления тропосферной станцией, интервалом тропосферной линии и сетью связи в целом на основе унифицированных протоколов, обеспечивающих поддержку сетевого и транспортного уровня;

- создания унифицированных тропосферно-радиорелейных-спутниковых станций, которые совмещают в себе достоинств перечисленных станций.

При определенных условиях использование тропосферных линий связи предпочтительнее спутниковых линий связи. Анализ показывает, что спутниковая линия связи со скоростью передачи 512 кбит/с с учетом арендной платы за частотный ресурс в течение первых трех лет эксплуатации экономически выгоднее линии тропосферной связи. После указанного срока эффективнее становится использование тропосферной линии. При скоростях передачи порядка 2 Мбит/с тропосферная линия становится экономически выгоднее уже после первого года эксплуатации. Приведенные результаты позволяют по-новому взглянуть на использование тропосферных средств связи, как в сетях специального, так и коммерческого назначения [8].

Анализ существующих станций помех по возможностям подавления телекоммуникационных радиосистем СВЧ диапазона (радиорелейных, тропосферных, спутниковых) в ходе радиоэлектронной войны позволяет сделать следующие выводы в пользу тропосферных систем связи:

- более высокая помехоустойчивость по сравнению с радиорелейными и спутниковыми системами тех же диапазонов частот;

- большая живучесть по сравнению с радиорелейными и спутниковыми системами к наземным станциям помех и к станциям помех на летно-подъемных средствах;

- лучшее противодействие к прицельным и заградительным помехам.

Современные совмещенные тропосферно-спутниковые станции связи являются наиболее перспективным направлением развития техники связи, позволяющим, объединяя в себе достоинства

тропосферных и спутниковых средств связи, повысить информационную надежность системы управления войсками, а небольшие габариты совмещенных терминалов позволяют увеличить живучесть системы военной связи в условиях современных вооруженных конфликтов.

Список использованных источников

1. Отчет о НИР «ДОТ16/16» (заключит.) / ГУ «НИИ ВС РБ»; Руководитель С.И. Мех. мб 131. Минск, 2018. – 142 с.
2. Troposcatter Hardware. Comtech Systems. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.comtechsystems.com/products-systems/troposcatter-hardware/.
3. Troposcatter Solutions. Raytheon Company. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.raytheon.com/capabilities/products/troposcatter/.
4. Raytheon Company. DART-T. Dual-Mode All-Band Relocatable-Communications Transport Terminal. HC-BLOS Family of Products. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.raytheon.com/capabilities/rtnwcm/groups/gallery/documents/digitalasset/rtn_229206.pdf.
5. Antennas. General Dynamics Mission Systems. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.gdmissonsyste.ms.com/satcom-technologies/antennas.
6. Products of Advantech Wireless. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.advantechwireless.com/all-products/.
7. Ионов, С. В. Информационно-телекоммуникационные технологии. Системы, средства связи и управления: информационно-аналитический сборник / под ред. С. В. Ионова // АО «Концерн «Созвездие»: Воронеж, 2015. – № 4. – 529 с
8. Introduction. High Capacity Radio Relays. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.elbitsystems.com/product/introduction-3.

УДК 621.397.2

УЛУЧШЕННАЯ СХЕМА ФОРМИРОВАТЕЛЯ СИГНАЛА 1 PPS И ОПОРНОЙ ЧАСТОТЫ 10 МГц

ЖЕРНОСЕКОВ Р. А., ГАРЕЛИК Д. Г.

РУП «Белтелеком» (г. Витебск, Беларусь)

ОАО «БЕЛЛИС» (г. Минск, Беларусь)

E-mail: ewbtt@yandex.by, gorelik_d@bellis.by

Аннотация. Система GPS считается одним из стандартов точных сигналов, которые получили распространение в системах цифрового телевидения. Однако, на практике это оказалось не совсем верно, так как при загрузке очередного обновления был задет клиентский сектор системы, что привело к сбою нормальной работы 2-го и 3-го мультиплекса на территории Республики Беларусь. Во избежание подобных случаев предлагается вариант локального формирования опорных сигналов без привязки к спутникам GPS.

Abstract. The GPS system was considered one of the standards for accurate signals that have become widespread in digital television systems. However, in practice this turned out to be not entirely true, since when loading the next update, the client sector of the system was affected, which led to the failure of the normal operation of the 2nd and 3rd multiplex on the territory of the Republic of Belarus. To avoid such cases, a variant of local formation of reference signals without reference to GPS satellites is proposed.

Введение

До недавнего времени система GPS считалась одним из стандартов точных сигналов, которые получили распространение в системах цифрового телевидения. Система навигации GPS не является отечественной разработкой, в следствии чего правообладатели данной системы могут изменять алгоритмы передаваемых сигналов, загружать обновления, модернизировать систему без уведомления конечных пользователей. Конкурирующие системы спутниковой навигации (Glonass, Galileo, BeiDou) в следствии определенных причин не получили такого широкого распространения, как система GPS. В большинстве случаев используемое оборудование, в настоящее время, имеет жесткую привязку к системе GPS, в частности, цифровое телевидение DVB-T2 использует сигналы 1 PPS, полученные в результате приемов сигналов GPS. Несколько лет тому назад произошел глобальный сбой систем цифрового телевидения и системы SFN (Single Frequency Network), который нарушил работу 2-го и 3-го мультиплексов в Республике Беларусь. Во избежание подобных случаев предлагается вариант локального формирования опорных сигналов без привязки к группировке спутников GPS. В свете последних событий, происходящих в мире, вопрос снятия зависимости от системы GPS, становится особенно актуальным.

Структурная схема формирователя сигнала 1 PPS и частоты 10 МГц

При нормальных условиях работы прием сигнала осуществляется непосредственно со спутников группировки GPS. Переключение с антенны GPS на автономный блок формирователя осуществляется с помощью блока управления устройством. При отсутствии сигнала вступает в работу схема тактированного генератора 10 МГц и 1 PPS описанная ниже.

Для получения высокостабильного сигнала 10 МГц предполагается взять за основу термокомпенсированный генератор на частоту 10 МГц. Формирование сигнала 1 PPS (частоты 1 Гц) происходит с помощью генератора прямоугольной формы сигнала. Работа генератора прямоугольной формы синхронизируется с помощью протокола NTP (Network Time Protocol). Общая синхронизация работы обоих генераторов 10 МГц и 1 Гц (1 PPS) осуществляется с помощью блока синхронизатора.

При подаче напряжения питания на схему, начинает работать термокомпенсированный генератор частотой 10 МГц. Через буферный усилитель сигнал необходимого уровня подается на вход тактируемого устройства, а именно на возбуждатель передатчика DVB-T2.

Буферный усилитель служит для регулировки уровня сигнала до необходимого значения и осуществляет развязку выходов генератора от его нагрузки.

Одновременно с генератором 10 МГц начинает работать схема генератора 1 Гц. Управление данным генератором осуществляется с помощью блока управления, реализованного на базе платы контроллера Arduino. Тактирование контроллера Arduino осуществляется с помощью протокола NTP, для предотвращения влияния дестабилизирующих факторов, которые могут вызвать сбой нормальной работы устройства. Часть выходного сигнала генератора 1 Гц подается через буферный усилитель на тактируемое устройство, а вторая часть подается на синхронизатор, который управляет работой генератора 10 МГц [1].

Для получения необходимых параметров генератора 10 МГц, генератор синхронизируется с помощью синхронизатора. С помощью встроенного фазового дискриминатора в синхронизаторе, можно точно настроить вручную, получив минимальный фазовый дрейф. Таким образом, можно добиться минимальной фазовой ошибки. В результате на выходе синхронизатора можно увидеть сигнал, который позволяет с высокой точностью контролировать работу генератора 10 МГц. Все настройки устройства необходимо производить после полного прогрева устройства, во избежание влияния температурных факторов на работу устройства. Использование однопетлевого фазового детектора позволяет синхронизировать работу генератора 10 МГц. Таким образом, удается получить дрейф опорного генератора в пределах 1-10 Гц менее чем за 15 минут, включая время прогрева генератора [2].

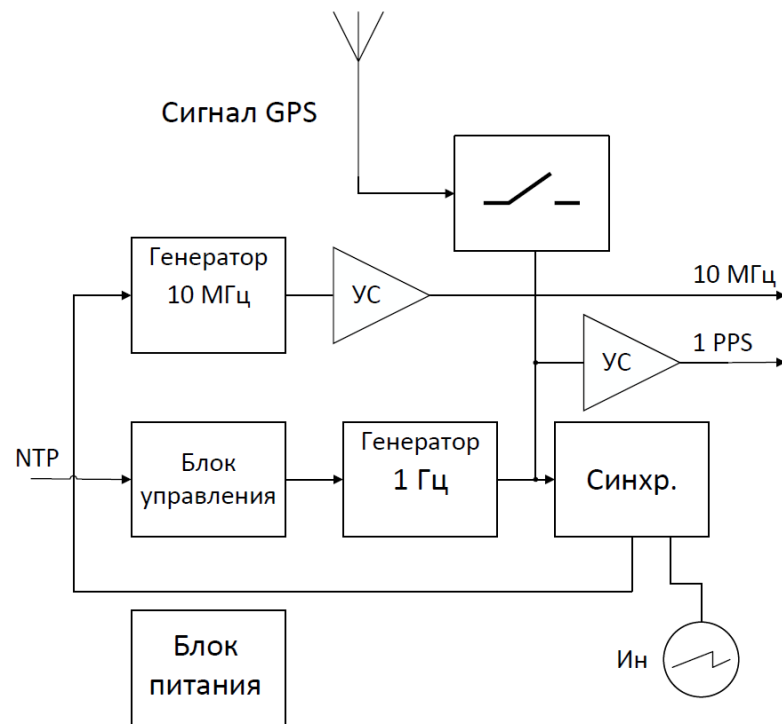
ЦФАПЧ (цифровая фазовая автоподстройка частоты) – система автоматической подстройки фазы управляемого генератора. ЦФАПЧ сравнивает фазы входного и опорного сигнала и выводит сигнал ошибки, соответствующий разности между двумя фазами. Сигнал ошибки проходит через фильтр низких частот и используется в качестве управляющего для генератора, управляемого напряжением (ГУН), обеспечивающего отрицательную обратную связь. Если выходная частота отклоняется от опорной, то сигнал ошибки увеличивается, воздействуя на ГУН в сторону уменьшения ошибки. В состоянии равновесия выходной сигнал фиксируется на частоте опорного. ЦФАПЧ используемая в данной схеме, менее чувствительна к шумам напряжения (по сравнению с аналоговой).

Цифровая фазовая автоподстройка частоты (ЦФАПЧ) работает таким же образом, что и аналоговая, но реализуется она с помощью цифровых схем. ЦФАПЧ более проста в разработке и реализации, имеет меньшую чувствительность к шумам напряжения, однако, она может иметь высокий [фазовый шум](#) из-за наличия [шума квантования](#), так как в её составе используются цифровые генераторы. Вследствие этого ЦФАПЧ могут быть малоприспособлены для работы на высоких частотах или управления высокочастотными опорными сигналами. В предлагаемом устройстве сравнение частот происходит на низкой частоте 1 МГц, это достигается за счёт установки делителей частоты на входе синхронизатора, а потому недостатки работы системы ЦФАПЧ, в предлагаемом устройстве сведены к минимуму [3].

Компоненты ЦФАПЧ, входящие в состав синхронизатора, подобраны таким образом, что позволяют обеспечивать хорошую развязку, но при этом имеют чувствительность настройки несколько сотых Герц на Вольт. Чувствительность настройки ФАПЧ, близкая к данному значению, будет работать оптимально, в диапазоне от 1×10^{-7} до 3×10^{-8} В. Таким образом, используя предлагаемое устройство можно обеспечить получение синхронных и высокостабильных сигналов 10 МГц и 1 PPS, которые широко используются в цифровом телевидении [4].

Предложенный формирователь сигналов 10 МГц и 1 PPS следует рассматривать только в качестве резервного устройства, повышающего отказоустойчивость и надежность системы, которая в первую очередь тактируется от системы GPS. Переключение на внутренние цепи формирования сигналов происходит в случае полного отсутствия в течение настраиваемого времени сигналов GPS, принимаемых антенной устройства.

Стоит отметить, что такое построение и синхронизация опорной частоты, позволяет получать другие значения опорных частот, при использовании генератора опорной частоты отличной от 10 МГц. Таким образом, данная схема носит характер универсальности.



NTP — сетевой протокол времени; УС — усилитель; Ин — индикатор работы синхронизатора;

Рис. 1. Блок-схема устройства.

Заключение

Основным недостатком широко применяемого способа получения сигнала 1 PPS является жёсткая привязка к сигналам GPS. Предлагаемый способ формирования сигнала позволяет при небольших затратах и с использованием распространенной элементной базы отечественного производства получить опорные сигналы 10 МГц и 1 PPS для систем цифрового телевидения. Предлагаемый вариант следует рассматривать в качестве резервной схемы, в случае возможного сбоя в работе системы GPS. Таким образом, будет повышена стабильность вещания цифрового телевидения. Возможность использования опорных генераторов на другую частоту, дает универсальность предложенной схемы для различных применений в других направлениях.

Список использованных источников

1. <http://techlib.com/electronics/GPSstandard.htm>
2. <https://ppt-online.org/697478>
3. <https://studfile.net/preview/9299526/page:2/>
4. Д. Дэвис., Д. Карр. Карманный справочник радиоинженера. Москва. Издательский дом «Додэка-XXI»/ 2002. стр.110

УДК 621.374.42

УСИЛЕНИЕ КОЛЕБАНИЙ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В СИНХРОНИЗИРОВАННОМ ГЕНЕРАТОРЕ С ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

ПОЛЗУНОВ В. В., ГОРОШКО С. М.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: aleanoe@mail.ru

Аннотация. Синхронизированный генератор (СГ) может успешно использоваться как усилитель колебаний с угловой модуляцией (частотной или фазовой). При этом большое значение имеют нелинейные искажения модулирующего колебания в синхронизированном генераторе. Для уменьшения нелинейных искажений используют точную настройку частот синхронизирующего и синхронизируемого генераторов, а также расширение полосы синхронизации за счет уменьшения коэффициента усиления в СГ.

Abstract. The synchronized oscillator (SG) can be successfully used as an oscillation amplifier with angular modulation (frequency or phase). In this case, nonlinear distortions of the modulating oscillation in a synchronized generator are of great importance. To reduce non-linear distortions, fine tuning of the frequencies of the synchronizing and synchronized oscillators is used, as well as the expansion of the synchronization band by reducing the gain in the SG.

Введение

В [1] теоретически показана возможность уменьшения нелинейных искажений в СГ за счет использования цепи дополнительной обратной связи (ДОС). Однако экспериментальных результатов по уменьшению нелинейных искажений в СГ с помощью цепи ДОС в известной литературе практически нет. В данной работе приводятся экспериментальные результаты влияния цепи ДОС на нелинейные искажения в СГ при усилении сигналов с угловой модуляцией.

Результаты экспериментальных исследований

Исследования усиления колебаний с угловой модуляцией проводились по известной методике, определяющей коэффициент нелинейных искажений как отношение амплитуд высших гармоник модулирующего сигнала к амплитуде первой гармоники. Экспериментальная установка содержала задающий генератор, усилитель на лампе бегущей волны (ЛБВ), синхронизируемый генератор и фазовый детектор. ЛБВ использовалась как усилитель мощности входного колебания и, кроме того, как фазовый модулятор, на управляющий электрод которой подавался сигнал от генератора синусоидальных колебаний – модулирующий сигнал. При измерении нелинейных искажений фазомодулированный сигнал после усиления в СГ подавался на один из входов фазового детектора, а на второй вход фазового детектора (опорный) подавалось немодулированное колебание. Выделенный фазовым детектором низкочастотный сигнал модулирующего напряжения подавался на анализатор спектра типа СК4-13, по которому измерялись уровни первой и высших гармонических составляющих модулирующего колебания на выходе синхронизированного генератора или на выходе ЛБВ.

Частота модулирующего колебания была выбрана равной $F_m = 200$ кГц с тем, чтобы анализатор спектра, имеющий граничную частоту 630 кГц, мог бы измерять уровни второй и третьей гармоник. Индекс фазовой модуляции ограничивался неискаженной модуляцией в ЛБВ и составлял $\Delta\varphi = 1,25$ рад, а девиация частоты при этом составляла $\Delta f = 250$ кГц. В качестве синхронизируемого генератора был выбран магнетрон десятисантиметрового диапазона типа «Веди». Внешний вид экспериментальной установки приведен на рисунке 1.

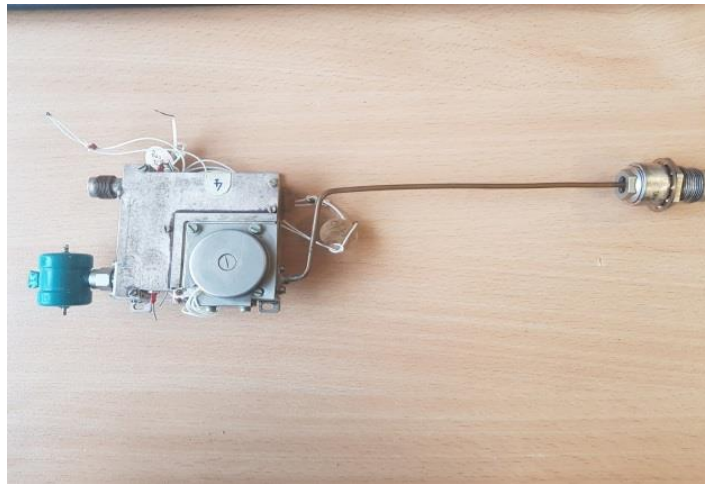


Рис.1. Внешний вид синхронизируемого генератора

Экспериментальные исследования нелинейных искажений на выходе СГ без ДОС от коэффициента усиления СГ по второй и третьей гармоникам модулирующего колебания показали, что при коэффициенте усиления по мощности $K_p = 10$ дБ они мало отличаются от искажений входного сигнала. При коэффициенте усиления в $K_p = 35$ дБ (полоса синхронизации $\Delta f = 1$ МГц) они увеличиваются примерно в 2 раза. Полоса синхронизации при этом в 4 раза превышает девиацию частоты фазомодулированного сигнала. При дальнейшем увеличении коэффициента усиления нелинейные искажения резко увеличиваются.

Цепь дополнительной обратной связи при коэффициенте передачи $K = 0,1$ и соответствующей фазе позволяет в 1,5...2 раза уменьшить нелинейные искажения на выходе СГ с ДОС по сравнению с СГ без ДОС, или при одних и тех же искажениях повысить коэффициент усиления синхронизированного генератора на 10...15 дБ.

Заключение

Таким образом, проведенные экспериментальные исследования усиления колебаний с угловой модуляцией в синхронизированном генераторе с дополнительной обратной связью показали, что при усилении фазомодулированных колебаний цепь ДОС позволяет существенно уменьшить нелинейные искажения сигнала на выходе СГ, или на 10...15 дБ повысить коэффициент усиления СГ при одних и тех же нелинейных искажениях.

Список использованных источников

1. Минаев М. И. Генераторы СВЧ с внешней дополнительной обратной связью. – Минск. Высшая школа, 1984. – 166с.

УДК 654:621.375.026

УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ ТЕХНОЛОГИИ 5G

ЖЕРНОСЕКОВ Р. А.

РУП «Белтелеком»
(г. Витебск, Беларусь)

E-mail: ewbtt@yandex.by

Аннотация. В телекоммуникационной сфере происходит смена поколений технологий. В этой связи ужесточаются требования к используемому оборудованию. И одной из важных проблем, является реализация высокоэффективных усилителей мощности, так как от работы последнего зависит качество информации, получаемое конечным потребителем.

Abstract. In the telecommunications sector, there is a change in technology generations. In this regard, the requirements for the equipment used are becoming more stringent. And one of the important problems is the implementation of highly efficient power amplifiers, since the quality of information received by the end user depends on the operation of the latter.

Требования к усилителям мощности 5G

Усилители мощности в сетях 5G должны быть не только эффективными по качеству работы, но и быть энергоэффективными. Таким образом, они должны сочетать в себе два взаимоисключающих требования. Однако, использование энергоэффективных усилителей мощности может привести к появлению искажений, которые могут сказаться на качестве передаваемой информации, но и заметно ухудшить работу всей сети технологии 5G.

Поиск компромисса между качеством работы усилителя мощности и его энергопотреблению, является актуальной задачей на сегодняшний день. Одним из перспективных направлений в этом, является использование такого метода линеаризации как введение цифрового предискажения, рисунок 1. Это целенаправленное искажение сигнала перед его подачей на вход усилителя мощности, конечной целью которого является компенсация искажений усилителя [1].

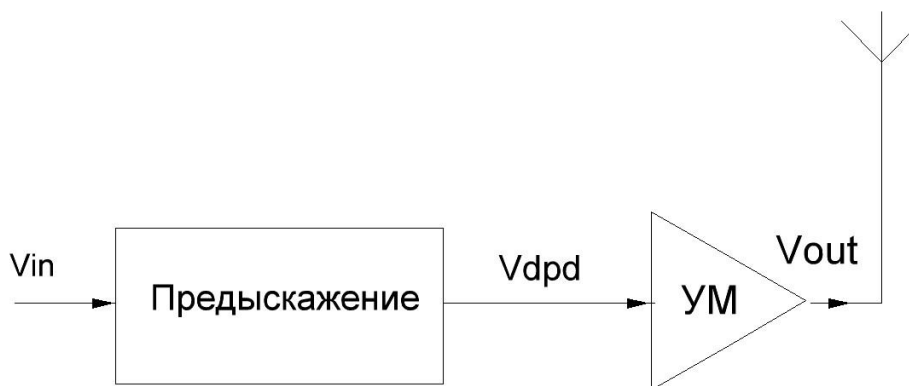


Рис. 1. Усилитель мощности с цифровым предискажением

Эффект нелинейности – это одно из наиболее критичных искажений, которым обладает усилитель мощности. Наиболее ярко оно проявляется при передаче сигналов высокого уровня. Для обеспечения качественной работы, усилитель мощности должен работать в режиме высокой мощности. При работе с сигналами, которые имеют небольшой уровень мощности, усилитель работает с постоянным усилением, при увеличении мощности входного сигнала, усилитель начинает переходить в режим насыщения и его коэффициент усиления начинает снижаться. Такое явление носит название область сжатия. Когда усилитель находится в этой области, то пиковые значения входного сигнала начинают искажаться.

Большую часть нелинейности усилителя мощности связаны с амплитудными и фазовыми искажениями, АМ/АМ и АМ/ФМ соответственно.

Искажения вида АМ/АМ характеризуются отклонением от постоянного усиления, если увеличивается входная мощность сигнала в направлении области сжатия.

Искажения вида АМ/РМ характеризуются как изменения фазы сигнала, когда входная мощность в области сжатия.

Ещё одним искажением характеризуется усилитель мощности – это эффект памяти. Это тоже проявление нелинейности усилителя. Если такие искажения как АМ/АМ, АМ/РМ статичны и проявляются в случае увеличения сигнала на входе усилителя, то эффект памяти ещё зависит от предыдущего входного сигнала.

Эффект памяти в основном возникает в основном из-за наличия в схеме индуктивностей и ёмкостей, а также это могут быть и другие причины, например, саморазогрев схемы. Стоит отметить, что эффект памяти многофакторное явление, а потому аналитическая оценка эффекта памяти представляет собой сложную задачу.

В работе [2] рассмотрен вариант введения цифрового предискажения сигнала для работы усилителя мощности по технологии 5G. Основой формирования этого предискажения стал ряд Вольтерра. А также приведён алгоритм работы по настройке предискажения. Проведённое в работе моделирование в среде MATLAB, показало неплохие результаты, в вопросе компенсации нелинейности, свойственной усилителям мощности. Заметно снизив нелинейности, но полностью их не устраняет приведённый алгоритм.

Заключение

На сегодняшний день, идёт поиск формирования такого алгоритма цифрового предискажения, который позволит максимально эффективно использовать выходной усилитель мощности в технологии 5G.

Список использованных источников

1. A. Grebennikov. Linearity Improvement Techniques for Wireless Transmitter: Part2// High Frequency Electronics. 2009. 44-53.
2. Кожемякин И.И., Семушин И.В. Линеаризация с предискажением для исправления дефектов работы радиочастотного усилителя мощности в сетях 5G с массивами ММО. //Учёные записки УлГУ. Сер. Математика и информационные технологии. УлГУ. Электрон. жур. 2018. №2, с.28-34.

УДК 621.375:621.3.011.71

ЭВРИСТИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ЗАДАЧЕ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МАЛОШУМЯЩИХ СВЧ УСИЛИТЕЛЕЙ

РУБАНИК А. В.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: rubanik@bsuir.by

Аннотация. В докладе показаны результаты проектирования малошумящих СВЧ усилителей на основе эвристического подхода. Данный подход основывается на анализе импедансных характеристик линейных электрических цепей и входных параметров транзисторов. Такой подход не требует использования сложных вычислительных алгоритмов и позволяет получить высокие результаты. В докладе приведены результаты компьютерного моделирования полученных моделей согласующих цепей, которые показывают возможности метода.

Ключевые слова: малошумящий СВЧ усилитель, компьютерное моделирование малошумящих усилителей, согласующие цепи СВЧ усилителей.

HEURISTIC APPROACH TO THE PROBLEM OF DESIGNING LOW-NOISE MICROWAVE AMPLIFIERS

A.V. Rubanik

BSUIR, Minsk, Republic of Belarus

Annotation. The report shows the results of designing low-noise microwave amplifiers based on a heuristic approach. This approach is based on the analysis of the impedance characteristics of linear electrical circuits and the input parameters of transistors. This approach does not require the use of complex computational algorithms and allows obtaining high results. The report presents the results of computer simulation of the obtained models of matching circuits, which show the possibilities of the method. The results obtained are aimed at a wide range of developers of microwave receivers.

Keywords: low-noise microwave amplifier, computer simulation of low-noise amplifiers, matching circuits of microwave amplifiers.

Введение

Проектирование малошумящих СВЧ усилителей на транзисторах является актуальной технической и научной задачей. Сложность данной задачи в том, что она включает в себя проблему согласования произвольных импедансов источника сигнала и нагрузки, которая является сложной в теоретическом плане и не получила к настоящему времени универсального решения. В докладе использован эвристический подход к задаче проектирования согласующих цепей малошумящих СВЧ усилителей. Этот подход позволяет с использованием компьютерного моделирования получить схемы согласования входных цепей малошумящих СВЧ усилителей с высокими характеристиками.

Отметим, что проблеме синтеза линейных электрических цепей посвящено большое число публикаций, однако до сих пор создание схемы относят к изобретательскому уровню и выдают патенты на устройства или способы, а общей теории структурного синтеза схем до сих пор не создано [1]. Разработан ряд численных методов синтеза согласующих устройств, таких как метод параметрической оптимизации, метод систематического поиска, методы на основе генетических алгоритмов и другие [2], которые дают хорошие результаты при решении определенных схемотехнических задач. Как правило, это сложные вычислительные процедуры, которые не всегда приводят к единственному решению либо не дают решения.

Кроме численных методов синтеза цепей существуют также методы эвристического синтеза. Применительно к синтезу электрических цепей это методы, основанные на том, что в результате предварительного анализа исходной электрической схемы формируется алгоритм проектирования согласующей цепи, учитывающий известные общие закономерности взаимодействия элементов схемы и влияние их характеристик на параметры синтезируемой цепи. Такой подход с использованием компьютерного моделирования дает хорошие результаты при разработке входных согласующих цепей

малозумящих усилителей, и особенно сверхмалозумящих усилителей, коэффициент шума которых мало отличается от коэффициента шума транзистора при однокаскадном построении усилителя.

Постановка задачи

Рассмотрим задачу проектирования согласующих входных цепей широкополосных малозумящих усилителей на базе НЕМТ транзисторов. На рисунке 1 показано направление измерения параметров согласующей цепи и входной цепи транзистора.

Как правило, высокочастотные малозумящие транзисторы имеют в рабочем диапазоне частот активное входное сопротивление, близкое к 50 Ом, и емкостное входное реактивное сопротивление. На рисунке 2 показана частотная зависимость комплексного входного сопротивления $Re(Z(1,1))$ и $Im(Z(1,1))$ транзистора MGF4953B, полученная из табулированной таблицы S-параметров транзистора. Этот транзистор удобен для анализа, так как имеет табулированные S-параметры в широком диапазоне частот - от 1 до 26 ГГц. В этом же диапазоне частот для этого транзистора табулированы шумовые параметры. На рисунке 2 также приведена частотная зависимость комплексного входного сопротивления согласующей цепи $Re(Z(1,1))_{opt\ noise}$ и $Im(Z(1,1))_{opt\ noise}$ для транзистора MGF4953B в режиме оптимального согласования по шуму. Эти параметры получены из табулированных коэффициентов отражения Γ_{opt} согласующей цепи.

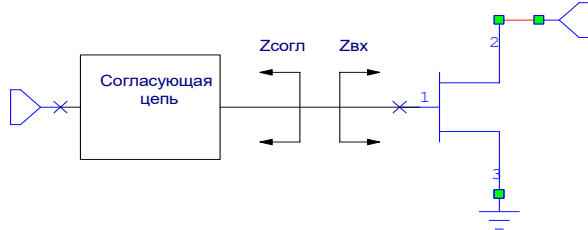


Рис. 1. Схема измерения параметров согласующей цепи и входной цепи транзистора.

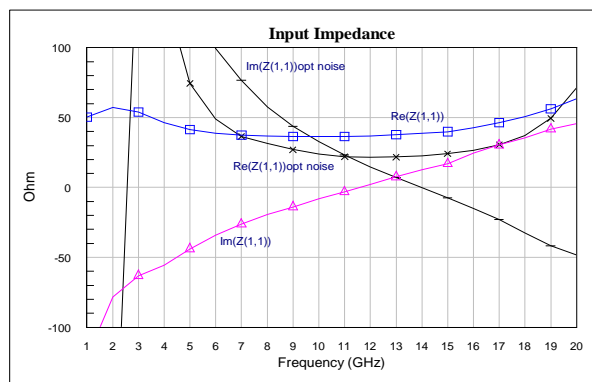


Рис. 2. Частотная зависимость комплексных сопротивлений транзистора MGF4953B и согласующей цепи согласно Горт

В соответствии с тем, что в режиме согласования импедансов источника и нагрузки их реактивные сопротивления противоположны по знаку, из рисунка 2 можно определить требования к согласующей цепи. Если требуется согласовать транзистор на минимальный коэффициент отражения входа, реактивная составляющая импеданса согласующей цепи должна быть инверсной относительно оси частот кривой $Im(Z(1,1))$. Если требуется согласовать транзистор на минимум коэффициента шума, то реактивная составляющая импеданса согласующей цепи должна совпадать с кривой $Im(Z(1,1))_{opt\ noise}$. И в том, и в другом случае реактивная составляющая импеданса согласующей цепи должна иметь вид монотонно спадающей кривой в области согласования.

Анализ характеристик линейных элементов электрических цепей (конденсаторы, индуктивности, параллельные и последовательные контуры), а также их схемных комбинаций показывает, что подобными свойствами обладает только параллельный LC контур, включенный параллельно в линию. Вблизи полюса нагруженный на активное сопротивление контур имеет спадающий участок характеристики реактивного сопротивления. Для примера на рисунке 3 приведены три варианта цепей, которые могут использоваться для согласования.

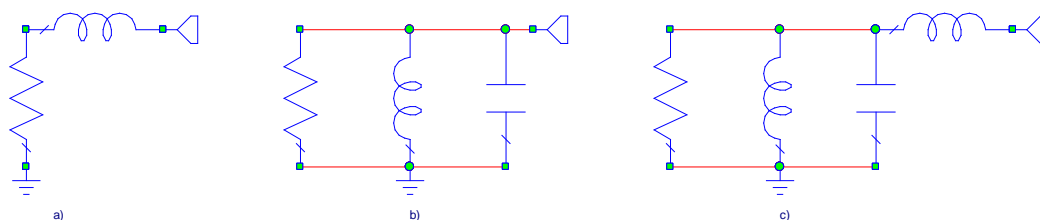


Рис. 3. Варианты цепей, которые могут использоваться для согласования.

На рисунке 4 приведены типовые частотные характеристики их реактивного сопротивления. Нагруженный LC контур имеет спадающий участок характеристики (кривая обозначена как LC-Im(Z(1,1))). Также видно, что включение на входе контура последовательной индуктивности позволяет поднять характеристику контура над частотной осью. Результирующая характеристика обозначена как LCL-Im(Z(1,1)).

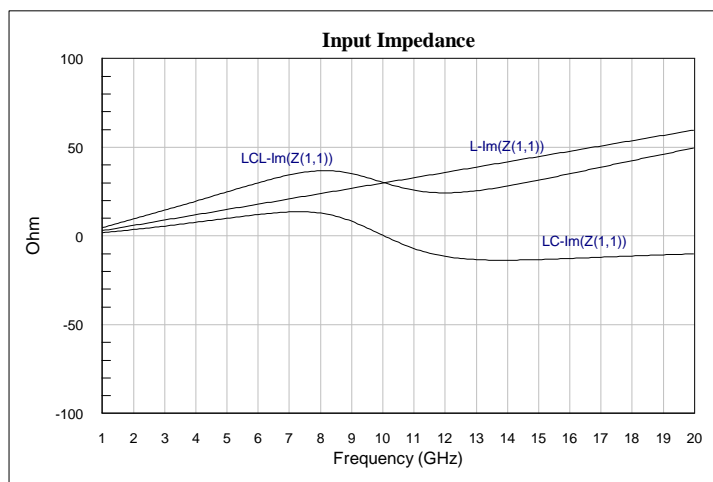


Рис. 4. Типовые частотные характеристики их реактивного сопротивления цепей на рисунке 3 (для а) L-Im(Z(1,1)), для б) LC-Im(Z(1,1)), для с) LCL-Im(Z(1,1))).

Результаты моделирования

С использованием характеристик транзистора MGF4953B и базовой схемы цепи согласования на рисунке 3 с) было проведено компьютерное моделирование схемы с целью поиска номиналов элементов цепи согласования, обеспечивающих наименьший коэффициент шума схемы. На рисунке 5 приведены результаты моделирования. Видно, что в диапазоне частот 9-11 ГГц коэффициент шума усилителя (обозначено треугольниками) практически не отличается от минимально достижимого коэффициента шума для данного транзистора.

На рисунке 6 приведена схема с номиналами элементов. Высокие характеристики согласования обеспечиваются при сопротивлении источника сигнала 26 Ом. Это значит, что на входе схемы согласования со стороны источника сигнала должен быть добавлен трансформатор импеданса, например, микрополосковый на базе ступенчатого или плавного перехода.

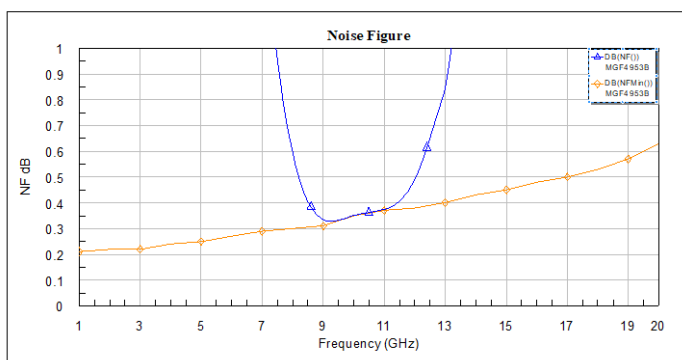


Рис. 5. Коэффициент шума - результаты моделирования схемы на рисунке 3с.

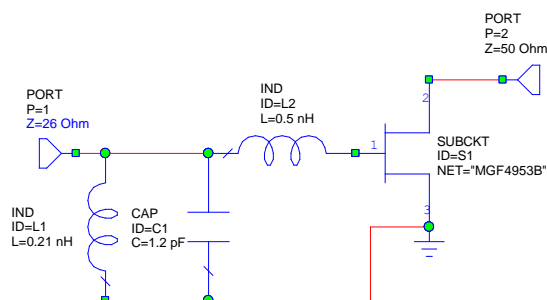


Рис. 6. Электрическая схема согласующей цепи - результаты моделирования схемы на рисунке 3с.

На рисунках 7 и 8 показаны результаты разработки сверхширокополосного МШУс полосой 2-20 ГГц, имеющего аналогичную компоновку и имеющего коэффициент шума в полосе частот лучше 1,2 дБ. Полученные характеристики превосходят характеристики серийно изготавливаемых модульных

усилителей. Аналогичные результаты получены при использовании микрополосковых линий вместо индуктивностей и емкостей.

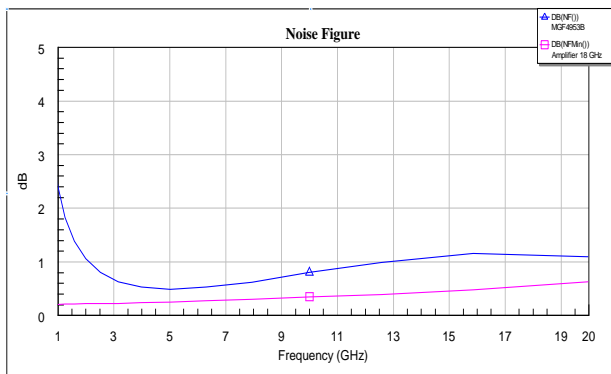


Рис. 7. Коэффициент шума широкополосной схемы - результаты моделирования схемы на рисунке 3с.

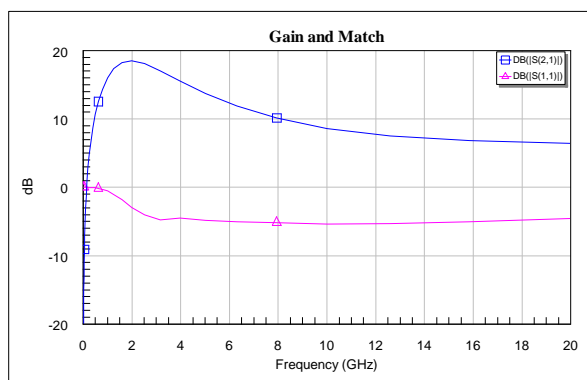


Рис. 8. Коэффициент передачи и коэффициент отражения входа широкополосной схемы согласующей цепи - результаты моделирования схемы на рисунке 3с.

Заключение

В докладе использован эвристический подход к проектированию малошумящих СВЧ усилителей. Данный подход не требует использования сложных вычислительных алгоритмов и позволяет получить высокие результаты. В докладе в качестве примера приведены варианты согласующих цепей, полученные в результате компьютерного моделирования, которые показывают возможности метода. Полученные результаты ориентированы на широкий круг разработчиков приемных устройств СВЧ.

Литература

1. Горшков, К. С. Автоматизированный синтез линейных электрических цепей методом схемных определителей, Ульяновск: УлГТУ, 2013., 139 с.
2. Вольхин Д. И. Синтез широкополосных согласующих устройств с заданными фазовыми характеристиками, Автореф. дис. канд. техн. наук 05.12.07, Новосибирский гос. техн. ун-т, Новосибирск, 2018., 148 с.

REFERENCES

1. Gorshkov, K. S. Automated synthesis of linear electrical circuits by the method of circuit determinants, Ulyanovsk: UIGTU, 2013., 139 p.
2. Volkhin D. I. Synthesis of broadband matching devices with specified phase characteristics, Abstract of the thesis. dis. cand. tech. Sciences 05.12.07, Novosibirsk state. tech. un-t, Novosibirsk, 2018., 148 p.

УДК 621.396.965

A PROPOSED GPS ANTI-SPOOFING ALGORITHM USING MULTI-CHANNEL ANTENNA RECEIVING CNE

SAAD H. KH.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: HusseinSaadTENG@outlook.com,

Аннотация. Предложен метод селекции сигналов от GPS спуфинга в гражданской навигационной аппаратуре (CNE) с многоканальной антенной системой. Способ обеспечивает последовательную фильтрацию принимаемых сигналов на выходе всех элементов антенной системы и по дальномерным кодам всех навигационных спутников, обнаруживает и измеряет время задержки истинных и ложных навигационных сигналов в каждом кодовом канале по выходному сигналу одного из элементов антенной системы, измеряет разность фаз сигналов на выходе элементов антенной системы и по коду выбранного опорного элемента рассчитывает время задержки в каждом канале. Компенсация спуфинговых сигналов осуществляется путем оценки корреляционной матрицы процессов на выходе каналов антенной системы по соответствующим отсчетам сигналов кодовых каналов после согласованной фильтрации, формирования весового вектора при минимизации выходной мощности спуфинга сигналов путем прямого обращения оценки корреляционной матрицы и проведения весовой обработки приемной реализации.

Abstract. A method for selecting GPS spoofing signals in consumer navigation equipment (CNE) with a multichannel antenna system is proposed. The method provides for consistent filtering of received signals at the outputs of all elements of the antenna system and by ranging codes of all navigation satellites, detection and measurement of the delay times of true and false navigation signals in each code channel by the output signal of one of the elements of the antenna system, measurement of the phase difference of the signals at the outputs of the elements antenna system and the selected reference element for the estimated delay times in each channel by code. Compensation of spoofing signals is carried out in the spatial domain by estimating the correlation matrix of processes at the outputs of the channels of the antenna system according to the corresponding samples of code channel signals after matched filtering, forming a weight vector while minimizing the output power of spoofing signals by directly inverting the estimate of the correlation matrix and carrying out weight processing of the adopted implementation.

Formulation of the problem

Nowadays, Global Positioning System (GPS) spoofing or Global Navigation Satellite System (GNSS) spoofing in general in addition to other types of either intentional or unintentional interference have been a main risk for the PVT solutions attained by the consumer navigation equipment. To clarify more what we are talking about, intentional interference such as jamming which is confined in emitting for example a low power signal similar to the GPS transmitted signal (L1 carrier frequency in our situation) is enough to mask the GPS navigation signal preventing the CNE from receiving the true navigation signal the way which will lead to the blockage of the receiver's functionality. Add to that, spoofing which is more dangerous than jamming is considered one of the main challenges dealing with the intentional interference facing the GPS receiver's accuracy; it can be defined as transmitting fake GNSS signals with the same navigation message's parameters (latitude, longitude, altitude, time, etc.), thus deceiving the user's segment, leading him/her to follow a different path than the intended one. Furthermore, unintentional interference such as the internal GPS receiver noise which is considered as a source of the navigation signal's distortion and the multipath (reflection of the desired navigation signals) is also classified as a pivotal base for errors affecting the accuracy of the receiver. On the other hand, and according to the previous explanation, and in order to get rid of such challenges (we will focus on the most harmful type _ spoofing), we propose in this article a methodology that should be able to detect the GPS spoofing signals from the true navigation satellites' signals with the ability for post processing attaining the compensation and the suppression of the false signals (spoofing signals) in addition to the jamming signals and other sources of interference. In order to achieve our goal, an adaptive array antenna or adaptive beamforming technique must be used, thus the use of multichannel array antenna (using multi-elements). The aim of such process is keeping the receiving system antennas' radiation steered towards the desired signals [1,2] in addition to the nulling toward any other suspicious signal (jamming, spoofing, etc.); such procedure will be able at the end to save the receiver's accuracy stability giving the precise PVT solutions. Some of the results obtained previously make use of complex algorithms for adapting and

suppression for the jamming and spoofing signals, using Spoofing and Jamming Suppression Method (SJSJ), multiple signal classification (MUSIC), AntiJamming - AntiSpoofing (AJ-AS) algorithms, etc. One of the main problems in such results is the inability of spoofing suppression or the fair anti-spoofing results. Some of the results show that the some of these algorithms can only suppress jamming without the ability to suppress spoofing attack, and vice versa [3]. We can notice that the used algorithm for such results obtained can't lead to the integrity between jamming and spoofing prevention. At the end of this part, we can say that a brief description of the situation model and the receiving system (general geometry, number of channels, spoofing tool problem, etc.) is given highlighting the essential neediness to face such types of interference.

Preliminary signal processing

In this section, the main preprocessing operations will presented and mathematically formalized; such stages can be confined in the compression of signals at the outputs of antenna system elements in all receiving channels by code, detection of navigation signals (true and false) and estimation of their delay times, measurement of the phase difference of signals at the outputs of antenna system elements for estimated time points.

Assume $T = N_{T_0} T_0$; $m = \overline{1, M}$; $M = F_s T$; $M_1 = F_s T_0$ where N_{T_0} is the number of signal durations in the simulation interval and T_0 is the duration of the navigation signal; F_s is a sampling frequency, M is the number of the samples in the simulation interval, and M_1 is the number of samples in the duration of the navigation signal.

Note that the vector $\mathbf{Y}=(y_1, y_2, \dots, y_M)$ defines the multichannel implementation at the input of the processing system, which is composed up of vectors $y_m = (\dot{Y}_{1,m}, \dot{Y}_{2,m}, \dots, \dot{Y}_{L,m})^T$ of signal sampling $\dot{Y}_{\ell,m}$ of the ℓ -th receiving channel of the array antenna system, $\ell = \overline{1, L}$, L is the number of receiving channels.

We will perform consistent filtering of the adapted multichannel implementation for all visible navigation satellites

$$\mathbf{s}_n(m) = MF_n(\mathbf{y}_m) \quad (1)$$

where $MF_n(\bullet)$ is the operator of matched filtering (convolution with the impulse response of the optimal filter) in the n -th receiving channel, where $n = \overline{1, N}$, N is the number of the navigation satellites; $\mathbf{S}_n = (\mathbf{s}_n(1), \dots, \mathbf{s}_n(M))$; $\mathbf{s}_n(m) = (\dot{S}_n(1,m), \dots, \dot{S}_n(L,m))^T$ is a matrix of signals' samples in the output of the match filters; $\dot{S}_n(\ell, m)$ is the m -th sample of the signal in the output of ℓ -th element array and match filter for n -th satellite.

For each navigation satellite (channel by code), we will find the index of the maximum of the signal module at the output of the first (or any other reference channel) at the interval of the duration of the navigation signal

$$i_n = \arg \max_{m=\overline{1, M_1}} |\dot{S}_n(1,m)|, \quad (2)$$

and we estimate the phases' vectors $\boldsymbol{\varphi}_n^{(1)} = (\varphi_{1,n}^{(1)}, \dots, \varphi_{L,n}^{(1)})^T$ where

$$\varphi_{\ell,n}^{(1)} = \arg \dot{S}_n(\ell, i_n) \quad (3)$$

is the signal's phase at the output of the receiving channels for finding the maximum.

Let's take the first receiving channel as a reference and recalculate the phase estimation according to the rule, knowing that it should be in the interval $[0, 2\pi]$

$$\mathbf{v}_{\ell,n} = \begin{cases} \Delta\varphi_{\ell,n}, & \Delta\varphi_{\ell,n} < 2\pi; \\ \Delta\varphi_{\ell,n} - 2\pi \left[\frac{\Delta\varphi_{\ell,n}}{2\pi} \right], & \Delta\varphi_{\ell,n} > 2\pi; \end{cases} \quad \Delta\varphi_{\ell,n} = \varphi_{\ell,n}^{(1)} - \varphi_{1,n}^{(1)}; \quad \Delta\varphi_{\ell,n} = \Delta\varphi_{\ell,n} + 2\pi, \text{ if } \Delta\varphi_{\ell,n} < 0; \ell = \overline{2, L} \quad (4)$$

and we form a vector of phase differences of signals at the outputs of the receiving channels

$$\mathbf{v}_n = (\mathbf{v}_{2,n}, \dots, \mathbf{v}_{L,n})^T$$

with dimension is $L-1$ for first maximum.

Similarly, we will find the second maximum and perform the same operations:

$$k_n = \arg \max_{\substack{m \\ m=1, M_1; \\ m \notin i_n \pm \Delta m}} |\dot{S}_n(1, m)|, \quad (5)$$

where $\Delta m = [F_s / \Delta f_0]$ is the bandwidth of the compressed signal's samples, and we estimate the vectors $\varphi_n^{(2)} = (\varphi_{1,n}^{(2)}, \dots, \varphi_{L,n}^{(2)})^T$ where

$$\varphi_{\ell,n}^{(2)} = \arg \dot{S}_n(\ell, k_n) \quad (6)$$

of phases of the signals at the outputs of the receiving channels for the second maximum.

And recalculate the phase estimates according to the rule

$$\mu_{\ell,n} = \begin{cases} \Delta\varphi_{\ell,n}, & \Delta\varphi_{\ell,n} < 2\pi; \\ \Delta\varphi_{\ell,n} - 2\pi \left[\frac{\Delta\varphi_{\ell,n}}{2\pi} \right], & \Delta\varphi_{\ell,n} > 2\pi; \end{cases} \quad \begin{cases} \Delta\varphi_{\ell,n} = \varphi_{\ell,n}^{(2)} - \varphi_{1,n}^{(2)}; \\ \Delta\varphi_{\ell,n} = \Delta\varphi_{\ell,n} + 2\pi, & \text{if } \Delta\varphi_{\ell,n} < 0; \end{cases} \quad \ell = \overline{2, L} \quad (7)$$

and we form a vector of phase differences of signals at the outputs of the receiving channels

$$\mu_n = (\mu_{2,n}, \dots, \mu_{L,n})^T.$$

Vectors \mathbf{v}_n and μ_n are the bases for the selection of spoofing signals and the result of preprocessing.

Selection of the spoofing signal

Taking into account the periodicity of the phase, we define the Euclidean distance between two phase values φ_1 and φ_2 as

$$D_\varphi(\varphi_1, \varphi_2) = \arccos(\cos \varphi_1 \cos \varphi_2 + \sin \varphi_1 \sin \varphi_2), \quad D(\varphi_1, \varphi_2) \geq 0, \quad (8)$$

and the Euclidean distance between the two vectors of phase differences at the outputs of the receiving channels as

$$D(\mathbf{v}, \mu) = \sum_{\ell=2}^L D_\varphi(v_\ell, \mu_\ell), \quad D \geq 0. \quad (9)$$

Let's form an upper-triangular matrix of Euclidean distances between the measured vectors of phase differences at the outputs of the receiving channels with a dimension of $2N$ rows and columns

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} 0 & D(\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2) & D(\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_3) & \dots & D(\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_N) & D(\mathbf{v}_1, \mu_1) & D(\mathbf{v}_1, \mu_2) & \dots & \dots & D(\mathbf{v}_1, \mu_N) \\ & 0 & D(\mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3) & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ & & 0 & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ & & & 0 & D(\mathbf{v}_{N-1}, \mathbf{v}_N) & D(\mathbf{v}_{N-1}, \mu_1) & D(\mathbf{v}_{N-1}, \mu_2) & \dots & \dots & D(\mathbf{v}_{N-1}, \mu_N) \\ & & & & 0 & D(\mathbf{v}_N, \mu_1) & D(\mathbf{v}_N, \mu_2) & \dots & \dots & D(\mathbf{v}_N, \mu_N) \\ \hline & & & & & 0 & D(\mu_1, \mu_2) & D(\mu_1, \mu_3) & \dots & D(\mu_1, \mu_N) \\ & & & & & & 0 & D(\mu_2, \mu_3) & \dots & \vdots \\ & & & & & & & \ddots & \dots & \vdots \\ & & & & & & & & \ddots & D(\mu_{N-1}, \mu_N) \\ & & & & & & & & & 0 \end{pmatrix}$$

The element $D_{q,p}$ of the matrix corresponds to: $n=q$ satellite and i_n samples if $q \leq N$ and to $n=q-N$ satellite and k_n samples if $N < q \leq 2N$; $n=p$ satellite and i_n samples if $p \leq N$ and to $n=p-N$ satellite and k_n samples if $N < p \leq 2N$.

Let's find the minimum element of the matrix \mathbf{D} from above the main diagonal, the indices q_{\min}, p_{\min} of this element

$$(q_{\min}, p_{\min}) = \arg \min_{\substack{q, p \\ p > q, D_{q,p} \neq 0}} D_{q,p}. \quad (10)$$

These indices determine the numbers of navigation satellites and corresponding maxima for which the Euclidean distance between the phase measurements is minimum.

When the following condition is met

$$\min D_{q,p} < h_D, \quad (11)$$

where h_D is the threshold for deciding that the signals are coming from a single source (spoofer), let's include $b_1 = q_{\min}, b_2 = p_{\min}$ indices, q_{\min}, p_{\min} in the vector \mathbf{b} indices of spoofing signals. In addition to that, if the above condition isn't achieved, then there won't be a presence of spoofing signals.

Let's add the \mathbf{b} vector with the column indices of all elements in the q_{\min} row and the indices of all elements in the p_{\min} column whose values are less than the specified threshold:

$$\mathbf{b} \leftarrow \text{Add} \left(\begin{array}{l} \forall p, D_{q_{\min}, p} < h_D, p > q_{\min} \\ \forall q, D_{q, p_{\min}} < h_D, q < p_{\min} \end{array} \right). \quad (12)$$

As a result, vector \mathbf{b} will contain indices of the corresponding signals received from one direction. This process can be considered as the process of dividing (clustering) the selected maxima into two regions containing signals from one direction and from different directions.

Spatial domain spoofing compensation procedure

The main operations for compensating spoofing signals in the spatial domain are presented and mathematically formalized: estimation of the correlation matrix, calculation of the weight vector, and weight processing. In a multichannel array antenna system, we can compensate for the source (or several sources) of interference, as well as the spoofing signal.

Using the obtained indices, we estimate the correlation matrix of signals coming from one direction (spoofing signals) as:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N_{T_0} \Theta(\mathbf{b})} \sum_{r=1}^{N_{T_0}} \sum_{q=1}^{\Theta(\mathbf{b})} s_n(b_q)(m(b_q) + M_1 r) s_n(b_q)(m(b_q) + M_1 r)^H, \quad (13)$$

where H is the Hermitian conjugation (transpose and complex conjugation) and $\Theta(\mathbf{b})$ is the length of vector \mathbf{b} ;

$$n(b_q) = \begin{cases} b_q, & b_q \leq N; \\ b_q - N, & b_q > N, \end{cases} \quad m(b_q) = \begin{cases} i_n(b_q), & b_q \leq N; \\ k_n(b_q), & b_q > N, \end{cases} \quad (14)$$

where n and m represent the number of satellite and the number of samples respectively corresponding to the index b_q .

Since the correlation matrix is estimated by a relatively small number of samples (typically $N_{T_0} = 4 \dots 5$, $\Theta(\mathbf{b}) = 4 \dots 8$, $N_{T_0} \Theta(\mathbf{b}) = 16 \dots 40$) in accordance with [3,4], it is recommended to regularize it in accordance with the expression

$$\hat{\mathbf{R}}_r = \hat{\mathbf{R}} + \mu_r \sigma_0^2 \mathbf{I}, \quad (15)$$

where μ_r is a regularization's coefficient; σ_0^2 is a power of internal noise in the output of the match filter; \mathbf{I} is the unit matrix of the corresponding dimension.

Then we can calculate the weight vector as [3]

$$\mathbf{w} = \hat{\mathbf{R}}_r^{-1} \mathbf{e}, \quad (16)$$

where $\mathbf{e} = (1, 0, \dots, 0)^T$, after normalization of the weight vector, we get

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{w}}{|\mathbf{w}|}. \quad (17)$$

Weight vector can be used to weight processing signals \mathbf{Y}, \mathbf{S} to input of receiving channels or to the output of match filters according to expressions

$$\dot{Y}_m^{\text{WP}} = \mathbf{w}^H y_m; \quad \dot{S}_n^{\text{WP}}(m) = \mathbf{w}^H s_n(m). \quad (18)$$

As a result, there is a rejection of spoofing signals. If there is masking interference from one or more directions in the received implementation, it will also be suppressed.

The main stages of the processing algorithm for spoofing compensation show if figure 1.

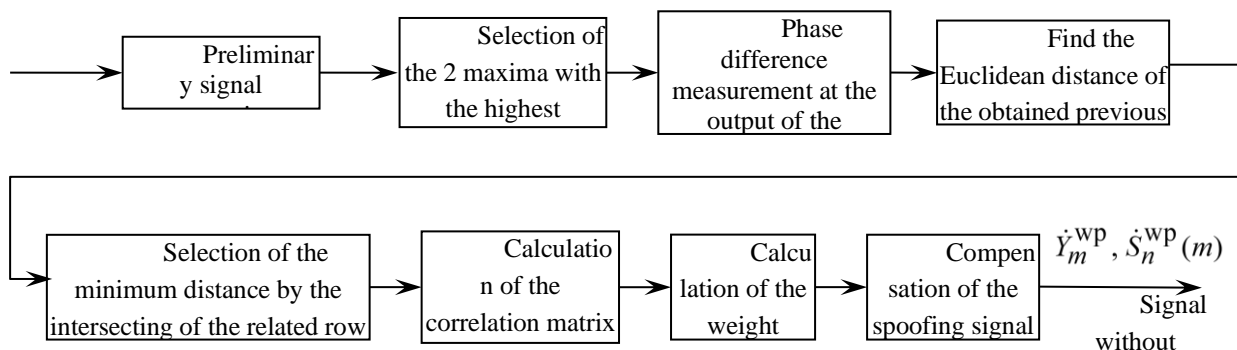


Fig. 1. The main stages of the processing algorithm for spoofing compensation

Knowing that if the radial velocity is negative, Doppler shift will be positive, they are inversely proportional to each other. Moreover, if the reflection is very high value, then the processing of spoofing suppression will decrease and the power of the output noise in the processing operation will decrease too. Also, and dealing with the power of noise, as the last at the output filter increases, then and accordingly to the time delay of the true navigation signals, the accuracy will be minimized.

Conclusion

After showing the main steps of our implementation concerning the different interference sources mainly jamming and spoofing taking in consideration the various variables and parameters and their impact in the processing algorithm, we attained at the end the expected results with the compatibility and the stability of the proposed adaptation in the multichannel receiving system. Detection of the spoofing signals and selecting them is considered a successful technique in the way of protecting the consumer navigation equipment, but going beyond this and suppressing such fake signals is the most essential aim.

References

1. Ali Jafarnia-Jahromi, Ali Broumandan, John Nielsen, and Gérard Lachapelle. GPS Vulnerability to Spoofing Threats and a Review of Antispoofing Techniques // International Journal of Navigation and Observation, Volume 2012, Article ID 12707, 16p. doi:10.1155/2012/127072.
2. Yang Gao, Hong Li, Mingquan Lu, and Zhenming Feng. Intermediate Spoofing Strategies and Countermeasures // Tsinghua science and technology, Volume 18, №6, 2013. – Pp. 599-605.
3. Robert A. Monzingo, Randy L. Haupt, Thomas W. Miller. Introduction to Adaptive Arrays, 2nd Edition. – SciTech Publishing, 2011. – 686 p.
4. Reed I.S., Mallett J.D, Brennan L.E. Rapid convergence rate in adaptive arrays. IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, Vol.10, № 6, 1974. – Pp. 853-863.

УДК 621.396.669

GPS COMPLEX INTERFERENCE MODELS AND THE POSSIBLE ANTI-SPOOFING PROTECTIVE MEASURES

SAAD H. KH., STUPIN K. V.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: HusseinSaadTENG@outlook.com, stupin@bsuir.by

Аннотация. GPS приемники подвергаются различным типам преднамеренных и непреднамеренных помех. Из-за очень слабого сигнала, передаваемого спутником GPS, он больше уязвим для подавления и спуфинга, чем для других источников непреднамеренных помех. Спуфинг считается наиболее опасной и сложной атакой, связанной с GNSS (Спутниковая система навигации), способом, который приводит к неправильным решениям в PVT (позиция, скорость, время) в целевом GPS-приемнике. В этой статье будут описаны сложные модели помех GPS, рассмотрены часто наблюдаемые инциденты, математическое моделирование помех GPS, математические соотношения для закона временной задержки и управления доплеровским сдвигом частоты и другие параметры с результатами моделирования.

Abstract. GPS receivers are being exposed to different types of intentional and unintentional interference. Due to the very weak signal transmitted by the GPS satellite, it is very vulnerable to jamming and spoofing attacks rather than the other unintentional interference sources. Spoofing is considered the most dangerous and complex attack dealing with GNSSs, the way which lead to wrong PVT solutions in the targeted GPS receiver. Complex GPS interference models will be shown in this article, highlighting the most registered incidents, the mathematical modelling of GPS interference, mathematical relations for the law of time delay and Doppler frequency shift control and other parameters with the results of modelling.

Problem statement

Examining the success or the failure of a GPS spoofing act depends on many features and parameters related to the navigation process, taking in consideration the number of targeted receiver(s) (single or multi-receivers) in addition to the signal's strength transmitted power, the distance between the spoofer and the victim, the time offset, Doppler shift, delay locked loop bandwidth, etc. To sum up, mathematical compensation formulations will be done to study the possible ways in order to differentiate between the possible GPS spoofing success and failure, to attain at the end the best methodology that should be followed to meet our aim in GPS spoofing.

Many GPS spoofing incidents have been registered in the modern technological history. The most famous cases known either on the air or land or sea vehicles are shown in the following:

Regulus Tesla Spoofing Experiment; Regulus Cyber spoofed a Tesla Model 3 off the road during a test drive using Navigate on Autopilot (NOA) [1].

“Ghost ships” circle off San Francisco coast; data analyst Bjorn Bergman discovered nine ships broadcasting false GPS signals from Point Reyes, just north of San Francisco, California [2].

Iran-U.S. RQ-170 incident; on December 5, 2011, Iranian forces commandeered a U.S. Lockheed Martin RQ-170 Sentinel stealth drone flying about 140 miles from Iran's border with Afghanistan [3].

University of Texas researchers steer multimillion dollar yacht off its course; the experiment took place as the 213-foot yacht traveled across the Mediterranean Sea from Monaco to Greece [4].

On the other hand, GPS jamming cases are also recorded, some of which are: an intermittent GPS signal loss experienced by aircraft landing at Harbin airport in north-eastern China is traced to a jammer installed at a nearby pig farm [5]; Mexico passes an anti-jammer law, discovered that GPS jammers are being in 85% of cargo vehicle thefts in the country [6].

Note that another GPS spoofing and jamming attacks happened, but we just list the most famous registered ones focusing on the more complex (spoofing).

Mathematical Modelling for the Complex GPS Interference

In general, the consumer's navigation equipment will function in the presence of multipath, jamming, false navigation signals generated by one or more sources of spoofing, noise interference and internal noise of receiving channels. GPS spoofing can be defined as transmitting fake GPS navigation messages to the targeted receiver in order to interrupt the position, navigation, and time solutions of the desired receiver, thus wrong position. While GPS jamming is simple than spoofing, which is briefed in emitting the same frequency as that of the navigation satellite (NS) with a suitable level of power and estimated distance, the way which lead to interrupt the navigation signal leading to the nulling of the available signals from different satellites. Furthermore, multipath is an unintentional interference which results from the reflection of the GNSS signals when hitting an obstacle as a tower, building, etc. Noise either external or internal is considered as a normal case of unintentional interference due to the thermal noise, noise figure and others in the receiver's equipment and other cases related to the surroundings and AWGN. In our modeling, we will assume that the CNE antenna system includes $\ell = 1, L$ receiving channels with coordinate vectors of phase centers $\mathbf{n}_\ell(t) = (x_\ell(t), y_\ell(t), z_\ell(t))^T$, where the dependence on time t reflects the law of motion of the center of mass of the consumer's equipment and the possible rotational movements of the antenna system of the equipment. The distances between the phase centers and the geometric center of the antenna system with $\mathbf{n}_0(t)$ coordinates are such that $|\mathbf{n}_\ell - \mathbf{n}_0| \ll c / \Delta f_0$, where Δf_0 - is the width of the navigation signal spectrum. The coordinate vector $\mathbf{n}_0(t)$ defines the phase center of the antenna system and is used to simplify the description of the navigation signals' time delays.

The coordinates of the $k = 1, K$ NSs are $\mathbf{\mu}_k(t) = (X_k(t), Y_k(t), Z_k(t))^T$. Signs of visibility of NSs $V_k^{NS} = 0$, if the satellite is below the horizon line (not visible) and $V_k^{NS} = 1$ if the satellite is above the horizon line (visible). The time index is omitted in this case, since it is assumed that the visibility conditions of the satellites do not change during the analysis.

To describe multipath propagation when the signal of the k -th NS is reflected from some object (area), we assume that the reflected signal comes to the receiving channel from some point in space $\mathbf{\mu}_k^{mul}(t)$ with a time delay τ_k relative to the true signal. The scale factor for the amplitude of the reflected signal is $\dot{\Gamma}_k$, where the argument $\varphi_k = \arg(\dot{\Gamma}_k)$ takes into account both the reflection from the object and the delay during multipath propagation.

Destructive effects are created by $m = 1, M$ jam sources of jamming with $\mathbf{v}_m(t) = (X_m^{jam}(t), Y_m^{jam}(t), Z_m^{jam}(t))^T$ coordinate vectors and $n = 1, N_{sp}$ sources of false navigation signals (spoofing) with $\mathbf{v}_n(t) = (X_n^{sp}(t), Y_n^{sp}(t), Z_n^{sp}(t))^T$ coordinates. Each of the sources of false navigation signals can create $V_{n,k}^{sp}(t) = 1$ or not create $V_{n,k}^{sp}(t) = 0$ false navigation signal from the k -th NS, and these conditions may change during observation.

The received implementation at the output of the ℓ -th receiving channel can be represented as:

$$\begin{aligned} \dot{Y}_\ell(t) = & \underbrace{\sum_{k=1}^K V_k^{NS} \dot{S}_k(t) \dot{F}_\ell(\mathbf{\mu}_k)}_{\text{true signals}} + \underbrace{\sum_{k=1}^K V_k^{NS} \dot{\Gamma}_k \dot{S}_k(t - \tau_k) \dot{F}_\ell(\mathbf{\mu}_k^{mul}(t))}_{\text{multipath}} \\ & + \underbrace{\sum_{n=1}^{N_{sp}} \sum_{k=1}^K V_{n,k}^{sp}(t) \dot{W}_n(t, k) \dot{F}_\ell(\mathbf{v}_n)}_{\text{spoofing}} + \underbrace{\sum_{m=1}^{M_{jam}} \dot{U}_m(t) \dot{F}_\ell(\mathbf{v}_m)}_{\text{jamming}} + \underbrace{\dot{N}_\ell(t)}_{\text{noise}} \end{aligned} \quad (1)$$

where $\dot{S}_k(t)$ is the true navigation signal from the k -th NS at the output of the isotropic receiving antenna; $\dot{F}_\ell(\mathbf{v})$ is the radiation pattern of the ℓ -th receiving channel in the direction of a point with Cartesian coordinates \mathbf{v} , and the phase of the radiation patterns is counted from the common phase center for all elements of the antenna system; $\dot{W}_n(t, k)$ is the false signal of the k -th NS generated by the source of spoofing at the output of the isotropic receiving antenna; $\dot{U}_m(t)$ - interference from the m -th source of jamming at the input of an isotropic receiving antenna; and $\dot{N}_\ell(t)$ - intrinsic noise of the ℓ -th receiving channel with a power of $\sigma_\ell^2 = \overline{|\dot{N}_\ell(t)|^2} = \sigma_0^2$.

The model (1) is universal and allows reproducing a large number of situations characterized by different conditions of multipath propagation, the presence of one or more sources of spoofing and jamming, in addition to external and internal noise interference. Further complication of the model is achieved by: increasing the number of beams for multipath propagation of true signals and introducing multipath propagation for false navigation signals; introduction of polarization parameters of true and false navigation signals (including multipath) and jamming and the use of vector radiation patterns of receiving channels in a given polarization basis.

Let's write down the components of the model (1). For the true signal from the k -th NS:

$$\dot{S}_k(t) = \sqrt{P_k} C_k(t + \tau_k^{ns} - t_{r_k}) D_k(t) e^{j((\omega_0 + \Omega_k(t))t + \varphi_k)}, \quad (2)$$

where P_k is the signal power from the k -th NS at the output of the isotropic receiving antenna, determined by the distance to the satellite and the conditions of propagation of electromagnetic waves; $C_k(t) = -1; 1$ is the rangefinder code of the k -th NS; τ_k^{ns} is the offset of the time scale of the k -th NS relative to the time scale of the navigation system; $t_{r_k} = |\boldsymbol{\mu}_k(t) - \boldsymbol{\eta}_0(t)| / c$ is the signal delay from the NS to the CNE's antenna; c - is the speed of propagation of electromagnetic waves; $D_k(t) = -1; 1$ is a true navigation message, the spectrum width of which is much smaller than the spectrum width of the rangefinder code; ω_0 - is the carrier frequency, for the GPS system $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 1575,42$ MHz; $\Omega_k(t) = 2\pi \frac{d}{dt} |\boldsymbol{\mu}_k(t) - \boldsymbol{\eta}_0(t)|$ - is the Doppler frequency shift of the signal from the k -th NS; φ_k - is a random but constant phase shift of NS signal during the observation interval.

For the false navigation signal of the k -th NS created by the n -th source of spoofing, we write:

$$\dot{W}_n(t, k) = \sqrt{P_{n,k}^{sp}} C_k(t + \tau_n^{sp} - t_{n,k}^{sp}) D_{n,k}^{sp}(t) e^{j((\omega_0 + \Omega_{n,k}^{sp}(t))t + \varphi_{n,k}^{sp})}, \quad (3)$$

where $P_{n,k}^{sp}$ is the power of the false signal of the k -th NS created by the n -th source of spoofing at the output of the isotropic receiving antenna; τ_n^{sp} - the time scale offset of the n -th source of spoofing relative to the time scale of the navigation system; $t_{n,k}^{sp}$ - is the delay of the false signal of the k -th NS created by the n -th spoofing source; $D_{n,k}^{sp}(t)$ is a complex navigation message created by the k -th NS; $\Omega_{n,k}^{sp}(t)$ is the law of change of the Doppler frequency shift; and $\varphi_{n,k}^{sp}$ - the initial phase.

Noise interference $\dot{U}_m(t)$ is a Gaussian random process with a uniform (within the bandwidth of the receiving channels) spectral power density $N_m = P_m^{jam} / \Delta f_0$, where $P_m^{jam} = \overline{|\dot{U}_m(t)|^2}$ is the power of the m -th source of jamming at the output of an isotropic receiving antenna. Interference from various sources and

internal noise are uncorrelated $\dot{U}_m(t)U_n^*(t) = \delta(m-n)P_m^{jam}$, $\dot{U}_m(t)N_\ell^*(t) = 0$, where $\delta(m)$ - the Kronecker symbol.

Note that the model (1) taking into account (2), (3) is universal. By controlling the parameters $P_{n,k}^{sp}$, $t_{n,k}^{sp}$, $\Omega_{n,k}^{sp}$ in (3) in terms of spoofing, the parameters $\dot{\Gamma}_k$, τ_k , μ_k^{mul} in (1) in terms of multipath propagation, as well as the parameters P_m^{jam} , \mathbf{v}_m in terms of jamming, situations of any complexity can be reproduced.

General Anti-Spoofing Measures

The results of the analysis of well-known and universal works on countering GPS spoofing in CNE shows that the general principle of constructing protection methods is to perform four operations which are summarized in figure 1.

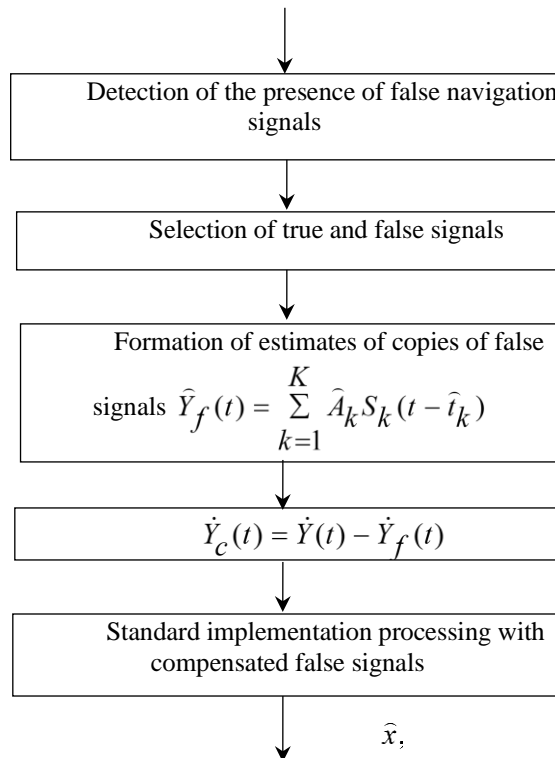


Fig. 1. General structure of the GPS-spoofing protection algorithm

The basis of this sequence is evaluation and compensation processing, which allows using the well-proven structure of consumer navigation equipment in the coherent reception of navigation signals.

When selecting true and false signals, two situations must be taken into account:

- before the appearance of spoofing or jamming, the consumer equipment functioned normally and the time scales of the navigation system and equipment were aligned; sufficiently high accuracy of the alignment of the time scales will be maintained during the time interval determined by the stability of the frequency of the master generator of the navigation equipment; an increase in the mismatch of the time scales can be taken into account in (2) if the parameter τ_k^{ns} is made dependent on the current time t ;

- navigation equipment begins to function in conditions of spoofing or jamming and the coordination of time scales has not been completed.

For the first of these situations, estimates $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$ will be determined, for the second- $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}, \hat{t})$.

As we have said previously, some countermeasures should be followed in order to minimize the risk of the illegal use of GPS spoofing. Table 1 indicates a list of proposed protective measures against GPS spoofing, either by using a single channel or multi-channel antenna, knowing that the last may be rotational beamforming array antenna or adaptive array antenna (adaptive beamforming).

Table 1: Protection measures against GPS spoofing

Type of navigation equipment	Possible options
Single channel receiver	<ol style="list-style-type: none"> 1. The detection of the presence of two (or more) of signals from one navigation satellite, selection of false signals on the level (amplitude), estimation of time delay, the complex amplitude and phase signals about their subtraction (estimated-compensation processing) of the accepted implementation with the subsequent processing of the implementation in the traditional way. 2. Breeding of false signals in the residual rate of change of time delay and Doppler frequency shift. 3. Selection of false signals based on the content of the navigation message (taking into account the available a priori data). 4. Selection of false signals based on the synchronicity of amplitude changes for different navigation satellites when the antenna is rotated.
Multi-channel receiver	<ol style="list-style-type: none"> 1- Measurement of bearings, thus the phase difference of receiving channels, for detected navigation signals, selection of false signals based on the same set of phase differences and evaluation and compensation processing (estimation of arrival time, complex amplitude and frequency, subtraction of a scale copy of the signal from the received implementation in the selected receiving channel without spatial processing). 2- Measurement of bearings for detected navigation signals, selection of false signals and their spatial compensation (nulling or zeros' formation towards the direction of the GPS spoofing source). 3- Combination of methods 1 and 2 with methods of the first group.

Conclusion

At the end, the general concept of the GPS interference is shown, listing the main incidents registered, showing the main principle of it in addition to the mathematical modeling and formulation, ending with the conclusion including the protection countermeasures. Although GPS spoofing is considered nowadays as the most complex type of intentional interference, but protective measures should be followed mainly against the illegal use of such attack.

References

1. Yonatan Zur, Yoav Zangvil, Jana Wagner, Adi Kremer Hyatt, Stas Gutliansky, Avner Zangvil, David Ramati, Igor Zarivach, Alon Shani, and Yury Ben-Sheer. REGULUS. Ed. REGULUS. 4 August 2019. Regulus Cyber. 4 August 2019 <https://www.regulus.com/blog/tesla-model-3-spoofed-off-the-highway-regulus-navigation-system-hack-causes-car-to-turn-on-its-own>.
2. Jacobs, Frank. BIG THINK. Ed. HARD SCIENCE. 18 March 2021. BIG THINK. 18 March 2021 <https://bigthink.com/hard-science/circle-spoofing/>.
3. Scott, Peterson. Iran–U.S. RQ-170 incident. Ed. encyclopedia. 5 December 2011. encyclopedia. December 2011 https://en.wikipedia.org/wiki/Iran%E2%80%93U.S._RQ-170_incident.
4. Zumalt, Erik. UT NEWS. Ed. The University of Texas at Austin. 30 July 2013. SCIENCE & TECHNOLOGY. 30 September 2021 <https://news.utexas.edu/2013/07/30/spoofing-a-superyacht-at-sea/>.
5. Dutton, Julian. Gigazine. Ed. Pascal Debrunner. 23 December 2019. December 2019 https://gigazine.net/gsc_news/en/20191223-flight-systems-jammed-pig-farm/
6. Goward, Dana A. “Linked in.” 5 December 2020. <https://www.linkedin.com>. Ed. Guy Buesnel. December 2020 <https://www.linkedin.com/pulse/gps-jamming-spoofing-2020-year-review-spirents-guy-buesnel-goward>

УДК 621.396.669

THE ALGORITHM'S ANALYSIS AND RESULTS OF THE GNSS CNE SPOOFING'S SELECTION AND COMPENSATION WITH MULTI-CHANNEL ANTENNA SYSTEM

SAAD H. KH.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: HusseinSaadTENG@outlook.com

Аннотация. Глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС) подвержены множеству помех. Спуфинг, то есть подмена навигационных сигналов, является одной из основных преднамеренных помех, влияющих на измерения положения, скорости и времени в отношении различных систем ГНСС и, в основном, пользователей системы GPS. Предложенный ранее алгоритм защиты от спуфинга GPS выбор сигналов спуфинга и их компенсации в качестве основы для получения требуемого уровня точности позиционирования. В статье приведены описание результатов анализа алгоритма, показывающие применимость и эффективность последнего.

Abstract. Global navigation satellite systems (GNSSs) are exposed to many interference incidents. Spoofing is considered one of the main intentional interference affecting the position, velocity, and time (PVT) measurements concerning the different systems of GNSS and mainly the users of the GPS one. A proposed anti-spoofing GPS/GNSS algorithm has been done before as a way for selecting the spoofing signals and compensating them as a base to get the precise accuracy level of positioning and location. Such algorithm was described previously with the main steps that should be followed to attain our mission. The article shows the analysis description and the results of the applied algorithm, showing the validity of the last.

Problem statement

Many incidents have been recorded concerning the issue of intentional and unintentional GNSS interference. GNSS (especially the GPS system) spoofing is assumed to be the main pillar of the erroneous navigation measurements. GPS spoofing is can be defined as transmitting fake navigation signals by the spoofer/s to attack the desired CNE, so that the victim will get a false position, follows a different route, faces surveying problems, etc. In our proposed anti-spoofing algorithm (applied previously), we are able to detect the spoofing signals and make compensation or suppression, the way which lead to make use as much as possible from the true navigation satellites only and that what will be shown accordingly as a result after the analysis and the discussion of this algorithm.

The anti-spoofing algorithm in brief

Before the discussion of the processing proposed algorithm and its analysis, what is shown in the figure below confines the main steps of the implemented algorithm.

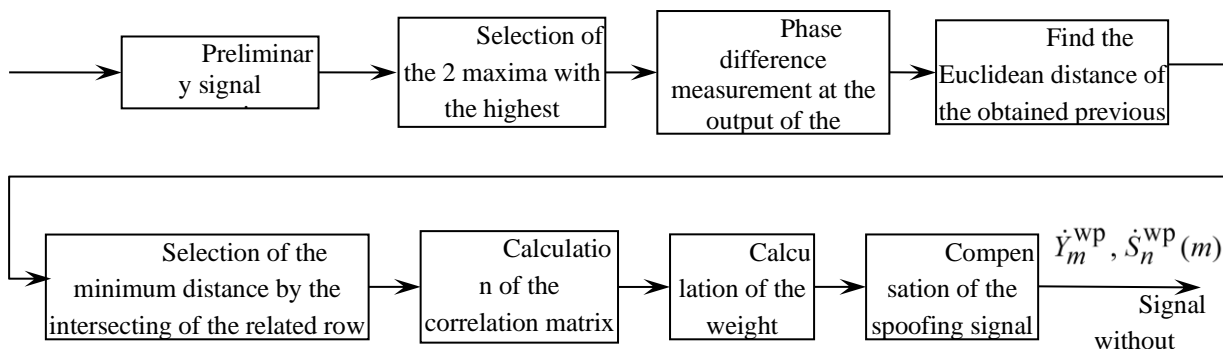


Fig. 1. The main stages of the processing algorithm for spoofing compensation

Knowing that if the radial velocity is negative, Doppler shift will be positive, they are inversely proportional to each other. Moreover, if the reflection is very high value, then the processing of spoofing suppression will decrease and the power of the output noise in the processing operation will decrease too. Also, and dealing with the power of noise, as the last at the output filter increases, then and accordingly to the time delay of the true navigation signals, the accuracy will be minimized.

Simulation results and discussion

The simulation of the model is done using Matlab software. In our model, we set the positions of the array antenna elements, the directivity of these elements, the coordinates of the GPS navigation satellites, coordinates of the spoofer, jammer, false positioning coordinates; add to that all the parameters related to the GPS NSs, power transmitted by the GPS NS, power of the spoofer, jammer, azimuths and elevations for all the NSs, spoofer, jammer, etc... In our model, we calculate the signal at the input of the receiving channels and processing procedure is done according to the formulas (1)-(18). Then we detect the navigation signal, estimate the time delay, and measure the coordinates of the CNE. In the simulation process, we set the following parameters: the carrier frequency $f_0 = 1575,42$ MHz, $\lambda = c / f_0$, bandwidth of the receiving channels is 4 MHz, $T_0 = 1$ ms, $F_s = 4$ MHz, $L = 4$, $N_{T_0} = 4$, the distance between the elements of the array antenna system is $\lambda / 2$, the spectral power density of the noise power is $N_0 = 10^{-20}$ W / Hz. Note that the power of the spoofer is 0,01 W. Moreover, the parameters of the GPS NS are standard [1,2]. We assume that the coordinates of the spoofer and the false position are respectively the following: (-1500, -5000,20) and (7000,8000,0). Furthermore, the coordinates of the array antenna elements are (0,0,0). The gain in zenith for the array's elements is 3 dBi for each; the directivity of the array elements is represented as the cosine of the angle between the zenith and the source's direction (spoofer, NS, jammer, etc.).

The results of the simulation are shown in figure 2. In the first part of the figure, we can notice obviously that at the output of the filter the indices of maximum for the four true signals and the four spoofing signals, and after the operation of the processing algorithm, the compensation and the suppression of the spoofing signals while receiving only the navigation satellites' signals (true signals) with increasing in the amplitudes dealing mainly with the first and the second true signals.

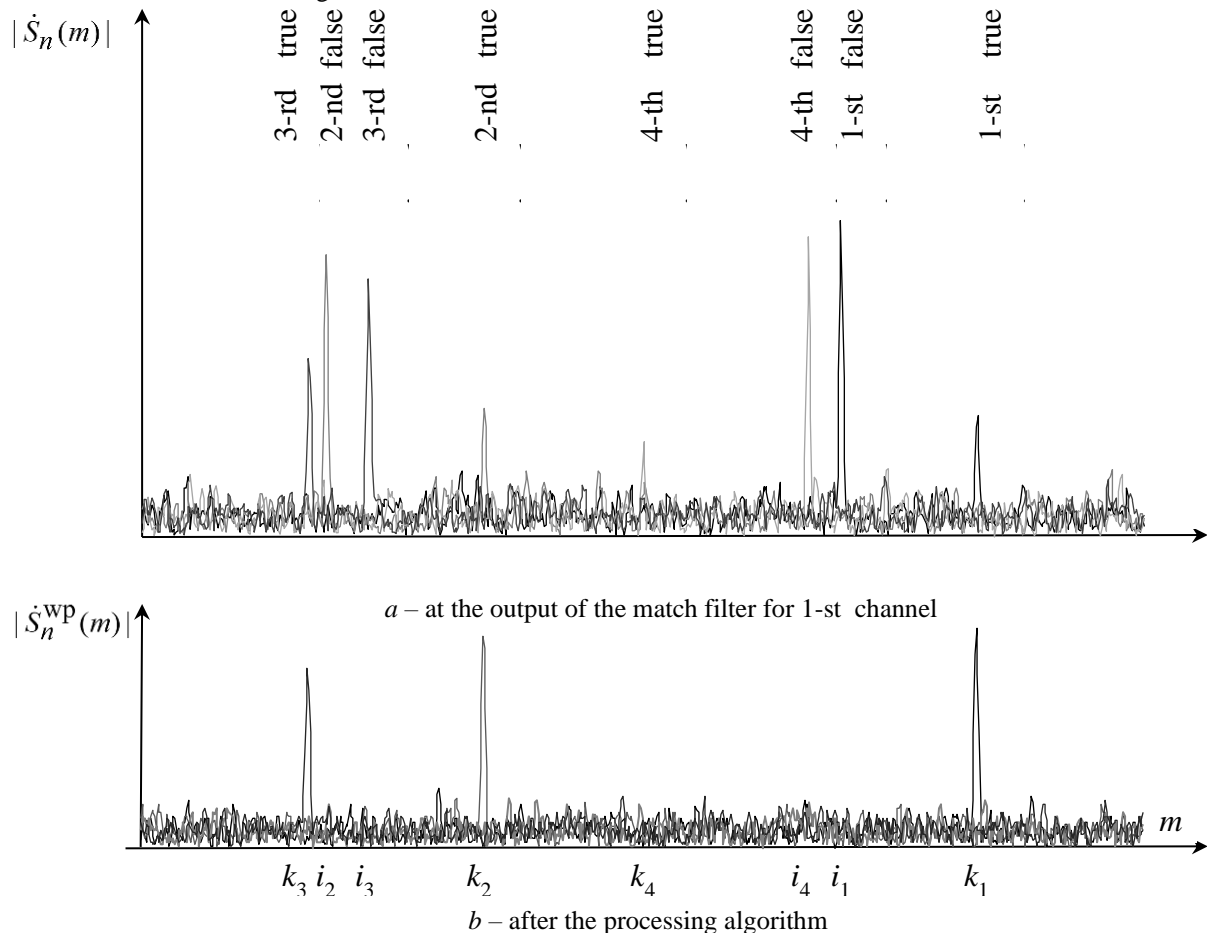


Fig. 2. The true and the spoofing signals at the output of the match filter for the 1-st channel and after the processing algorithm

Table 1 shows the gain values for the adapted directional pattern towards the directions of the spoofer and the NSs in decibel unit with reference to the isotropic antenna (dBi) for 10 iterations. Add to that, there are also the values for the NSs' signal to noise ratio (SNR) and the resulting error in estimating the coordinates of the navigation receiver. Note that the values of the signal-to-noise ratio exceeding 5...6 are not random.

Table 1 – The adaptive beamforming towards the spoofer and the NSs in addition to the NSs' SNR

№ of Processing	Gain, dBi, to spoofer	Gain, dB/ SNR, to NSs								Error, m
		1	2	3	4	5	6	7	8	
1	< -40	1,6 / 41	2,1 / 58	0,6 / 27	0,1 / 6	1,2 / 1,1	0,01 / 0,3	1,2 / 0,3	0,01 / 1,1	52
2	< -40	1,1 / 32	1,1 / 31	0,4 / 20	0,1 / 8	1,9 / 42	0,03 / 1,6	0,6 / 10	0,02 / 4,8	37
3	< -40	1 / 35	1,4 / 54	0,5 / 14	0,1 / 1	1,9 / 68	0,04 / 1,0	1,0 / 27	0,01 / 0,5	66
4	< -40	1,3 / 47	1,1 / 34	0,6 / 29	0,1 / 6	1,5 / 54	0,04 / 7,0	0,4 / 0,9	0,01 / 1,4	129
5	< -40	0,8 / 32	1,3 / 47,4	0,4 / 25	0,07 / 4	1,9 / 1,9	0,03 / 0,7	1,3 / 31	0,01 / 1,6	10
6	< -40	1,5 / 60	1,4 / 34,8	0,6 / 8	0,04 / 4	1,2 / 0,2	0,03 / 1,7	1,2 / 3,1	0,01 / 1,8	36
7	< -40	1,6 / 46	1,9 / 58,9	0,7 / 21	0,1 / 8	1,2 / 2,4	0,02 / 1,2	0,8 / 0,1	0,01 / 0,9	54
8	< -40	1,4 / 47	1,6 / 40,1	0,8 / 35	0,07 / 4	1,3 / 23	0,04 / 1,9	0,1 / 0,3	0,01 / 1,5	84
9	< -40	1,2 / 29	1,3 / 48,9	0,6 / 21	0,09 / 1	1,6 / 2,6	0,03 / 1,8	0,8 / 0,3	0,01 / 1,3	22
10	< -40	1,5 / 42	1,3 / 42	0,5 / 15	0,1 / 9	1,4 / 0,2	0,03 / 0,7	0,7 / 1,4	0,01 / 0,7	80

The results in table 1 show that for all gain values of the adapted directivity towards the spoofer < -40 dBi; for 5-6 navigation satellites, the gain of the adapted antenna system is 1...1.5 with a typical SNR, but there are 2 NSs in the direction of which the gain is close to zero. This may be due to their close location to the direction of the source of spoofing, or may be a random result in digital diagram formation. The error is typical for 1 repetition for the NS signal.

The variable parameters of the algorithm for a given geometry of a multichannel receiving system are: the threshold value h_D for the selection of measurements of the phases of signals related to one direction and the number N_{T0} of repetition periods of the navigation signal used in the selection. The threshold value h_D can be determined based on the assumption that the matrix elements D representing the differences in the signals' phases estimation will have a normal distribution with zero mathematical expectation and variance determined by the formula of potential measurement accuracy. Therefore, the threshold can be determined based on the probability of a random variable falling into a given interval, or, in a particular case, according to the "three sigma" rule.

With an increase in the number N_{T0} of the navigation signal's repetition periods, the accuracy of the estimation of the correlation matrix by spoofing signals increases. This leads to an increase in the degree of suppression of spoofing signals and an increase in the signal-to-noise ratio due to a decrease in the norm of the vector of weighting coefficients [3] and a decrease in the power of internal noise after weight processing.

The total number of independent samples used in the evaluation of the interference correlation matrix is $N_{T0} N_{ns}$, where N_{ns} is the number of navigation satellites for which spoofing signals are present. If the condition $N_{T0} N_{ns} \geq 2N_{ar}$ is met, where N_{ar} is the number of elements in the array antenna system, the signal-to-noise loss will be less than 3 dB [4]. With a further increase in the number of counts used, losses are reduced. Therefore, at $N_{ns}=5...6$, it is enough to choose $N_{T0}=2...4$. With the specified parameters, the detection of the spoofing signal and the adjustment of the weighting coefficients in the multichannel receiving system can be carried out periodically with an interval of 50 ... 100 ms. This will ensure timely detection of spoofing signals, including with the initial coincidence of true and false navigation signals by the delay time and a "smooth" change in the delay time and the Doppler shift of the false signal frequency [4,5].

Conclusion

To sum up, the concept of GNSS spoofing was highlighted shedding light on the problems that may be caused by such attack. After the progress and the implementation of the proposed anti-spoofing algorithm, the analysis is discussed and the results obtained revealing the validity of such algorithm in detecting and compensating the spoofing false signals with the receiving of only the navigation satellite ones. At the end, and may be in future work, such algorithm can be taken as a base from which we can launch towards an applicable anti-spoofing CNE hardware.

References

1. Parkinson B.W., Spilker Jr.J. Global Positioning System: Theory and Application. V.1 – Washington: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1996. – 793 p.
2. Interface Specification. Navstar GPS Space Segment. Navigation User Interfaces (IS-GPS-200) // Navstar GPS, 2004. – 207 p.
3. Reed I.S., Mallett J.D, Brennan L.E. Rapid convergence rate in adaptive arrays. IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, Vol.10, № 6, 1974. – Pp. 853-863.
4. Ali Jafarnia-Jahromi, Ali Broumandan, John Nielsen, and Gérard Lachapelle. GPS Vulnerability to Spoofing Threats and a Review of Antispoofing Techniques // International Journal of Navigation and Observation, Volume 2012, Article ID 12707, 16p. doi:10.1155/2012/127072.
5. Yang Gao, Hong Li, Mingquan Lu, and Zhenming Feng. Intermediate Spoofing Strategies and Countermeasures // Tsinghua science and technology, Volume 18, №6, 2013. – Pp. 599-605.

УДК 621.396

АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ РЕТРАНСЛИРОВАННЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В ЗАДАЧЕ ОЦЕНИВАНИЯ ПОЛНОГО ЭЛЕКТРОННОГО СОДЕРЖАНИЯ В ИОНОСФЕРЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НАНОСПУТНИКА-РЕТРАНСЛЯТОРА

КАПЛЯРЧУК Е. А., КОЗЛОВ С. В.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

Аннотация. Предложены алгоритмы обработки ретранслированных с наноспутника-ретранслятора (СР) навигационных сигналов глобальной навигационной системы GPS на выделенные для геофизических исследований частоты 150/400 МГц. На основе разработанной кинематической модели взаимного пространственного перемещения навигационных спутников (НС), СР и наземного приемного пункта (ПП) показано, что модули производных суммарной дальности между элементами системы на трассе НС-СР-ПП могут достигать 5...8 км/с, 200...250 м/с² и 5...6 м/с³, что приводит к существенной фазовой модуляции ретранслированного сигнала и миграции дальности. Приведена структура алгоритма цифровой обработки, предусматривающая демодуляцию по оценке навигационного сообщения, получаемого от совмещенного приемника прямого навигационного сигнала, и фазе сигнала, обусловленной детерминированным перемещением элементов системы за время накопления, разделение сигнала на периоды повторения, компенсацию междупериодной миграции дальности, сжатие по дальности для каждого периода повторения и междупериодное накопление сигнала в отсчетах дискретного преобразования Фурье.

Abstract. Algorithms for processing retransmitted from a nanosatellite-relay (SR) navigation signals of the global navigation system GPS to frequencies of 150/400 MHz allocated for geophysical research are proposed. On the basis of the developed kinematic model of the mutual spatial movement of navigation satellites (NS), SR and the ground receiving point (RP), it is shown that the modules of the derivatives of the total range between the elements of the system on the NS-SR-RP path can reach 5...8 km/s, 200... 250 m/s² and 5...6 m/s³, which leads to significant phase modulation of the relayed signal and range migration. The structure of the digital processing algorithm is given, which provides for demodulation based on the estimation of the navigation message received from the combined direct navigation signal receiver and the signal phase due to the deterministic movement of the system elements during the accumulation time, signal separation into repetition periods, compensation for interperiod range migration, range compression for each repetition period and interperiod accumulation of the signal in samples of the discrete Fourier transform.

Постановка задачи

В [1,2] предложены способ оценки полного электронного содержания (ПЭС) в ионосфере на трассах «навигационный спутник GPS – наноспутник-ретранслятор» и «наноспутник-ретранслятор» на основе перекрестной ретрансляции навигационных сигналов. Обнаружение ретранслированного сигнала, измерение разности времен задержки и достижение высокой точности оценивания ПЭС может быть достигнуто при достаточно высоком отношении сигнал/шум при большом времени когерентного накопления (КН). Это требует обоснования соответствующих цифровых алгоритмов обработки ретранслированных навигационных сигналов, что и является целью настоящей статьи.

Основной особенностью алгоритмов обработки принимаемого ретранслированного сигнала является необходимость его когерентного накопления в течении 0,5...1,0 с [1,2], то есть за интервал времени, в течении которого взаимное пространственное положение - суммарная дальность НС-СР-ПП ее первая и вторая производная (радиальная скорость) могут существенно изменяться. В это ситуации будут иметь место явления миграции дальности (МД) и миграции частоты (МЧ), характерные, в частности, для РЛС с синтезированием апертуры [3-5]. Это обуславливает необходимость разделения решаемой задачи на две части: обоснование кинематической модели взаимного перемещения элементов системы [6] и обоснования собственно алгоритмов когерентного накопления ретранслированного сигнала.

Кинематическая модель взаимного перемещения элементов системы

При обосновании способов обработки при длительном накоплении принимаемых сигналов наиболее важным является вопрос аппроксимации суммарной дальности $\tilde{r}(t) = \tilde{r}_1(t) + \tilde{r}_2(t)$ между НС и СР (r_1) и между СР и СПД (r_2) и каждой из ее составляющих. Для относительно коротких (единицы секунд) временных интервалов для аппроксимации составляющих дальности может быть принята модель вида [6]

$$\tilde{r}_{1(2)}(t) = \tilde{r}_{01(2)} + V_{0r1(2)}(t - t_0) + \frac{1}{2} a_{r1(2)}(t - t_0)^2 + \frac{1}{6} a'_{r1(2)}(t - t_0)^3 + \dots, \quad (1)$$

где $r_{01(2)} = r_{1(2)}(t_0)$ - начальная дальность; $V_{0r1(2)} = \left. \frac{d}{dt} r_{1(2)}(t) \right|_{t=t_0}$ - начальная радиальная

скорость; $a_{r1(2)} = \left. \frac{d^2}{dt^2} r_{1(2)}(t) \right|_{t=t_0}$ - начальное радиальное ускорение; $r_{1(2)}(t)$ - закон изменения

дальности между соответствующими точками.

При анализе законов $r_{1(2)}(t)$ рассматривалось движение НС, СР и ПП в неподвижной геоцентрической системе координат. На рисунке 1 приведен типовой закона изменения дальности между СР и ПП и угла между радиусом-вектором на центр Земли и направлением на СР при наблюдении с ПП.

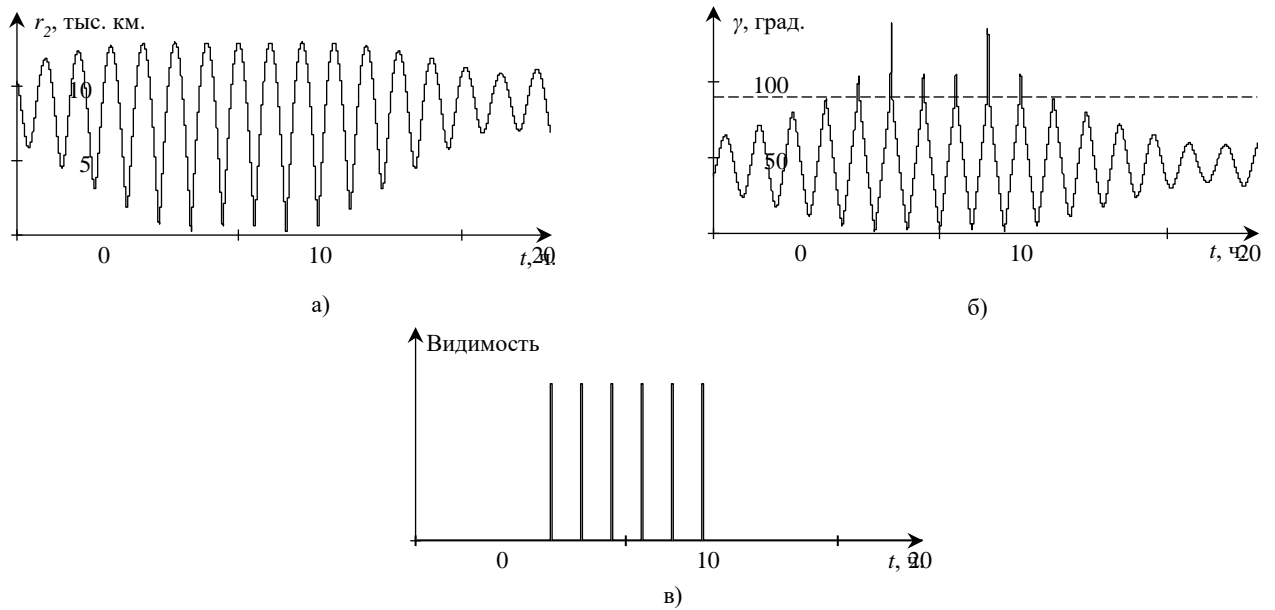
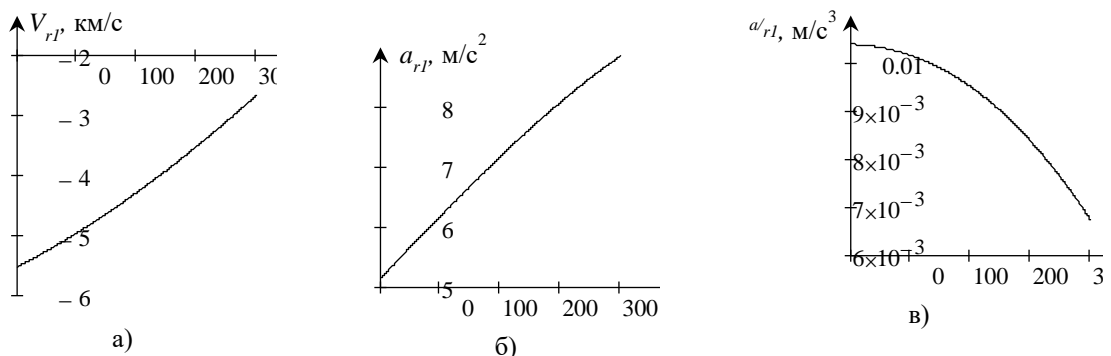


Рис. 1. Закон изменения дальности между СР и ПП (а), угол между направлением на центр Земли и направлением на СР при наблюдении с ПП (б) и интервалы видимости СР с ПП (в)



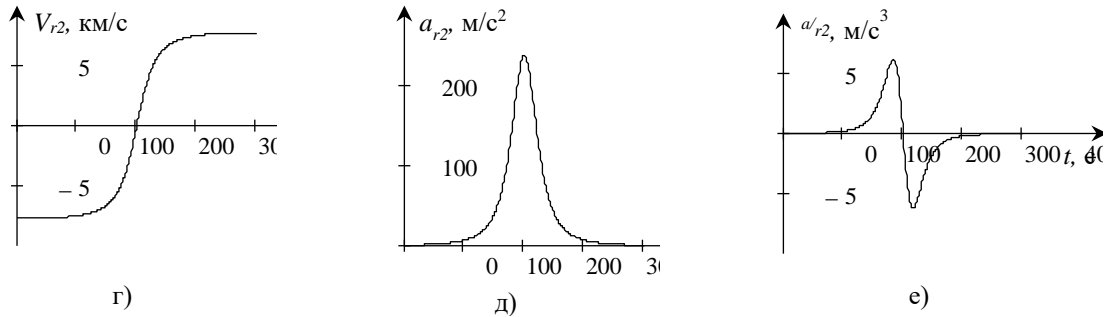


Рис. 2. Типовые законы изменения радиальных скоростей (а, г), ускорений (б, д) и производных ускорений (в, е)

В этом примере СР имел круговую орбиту с углом наклона 30° , высотой 200 км при орбитальной скорости 7785 м/с и периодом вращения 5303 с. ПП располагался на уровне моря в точке географической широтой $53,9^\circ$ с.ш. и двигалась в соответствии с вращением Земли. Характеристики одного из НС соответствовали ГНСС GPS. Координаты НС, СР и ПП рассчитывались с использованием типовых алгоритмов [6-9]. СР будет видимым, если этот угол превышает 90° (пунктирная линия на рисунке 1б). Расчеты проводились при угле наклона плоскости орбиты СР 60° , при которой суммарное время наблюдения близко к максимальному. На рисунке 2 для одного из интервалов видимости ($t_0=7,754$ часа, графики на интервале времени 500 с приведены для времени $t-t_0$) приведены значения начальной радиальной скорости, радиального ускорения и производной радиального ускорения между одним из видимых НС и СР, а также между СР и ПП.

Прямая видимость между СР и ПП будет иметь место 5-6 раз за сутки при средней длительности каждого интервала времени наблюдения 300...500 с. Модули радиальных скоростей могут составлять до 5...6 км/с, модуль радиального ускорения при взаимном перемещении НС и СР может составлять до 10 m/s^2 , а для взаимного перемещения СР и ПП – до 250 m/s^2 . Модули производной радиального ускорения существенно меньше и близки к нулю для взаимного перемещения НС и СР и единицы m/s^3 для взаимного перемещения СР и ПП. Отметим, что при указанных модулях радиальной скорости и радиального ускорения необходимо учитывать явления миграции дальности и частоты, характерные, в частности, для радиолокаторов с синтезированием апертуры [10,11]. Разрешающие способности по радиальному ускорению и производной радиального ускорения составят [4,5] $\Delta a \approx 0,5\lambda / T_{\text{кн}}^2$; $\Delta a' \approx 0,5\lambda / T_{\text{кн}}^3$, что для ретранслированного сигнала с $\lambda=0,75$ м и $T_{\text{кн}}=0,5...1,0$ с дает $\Delta a=1,5...0,375$ m/s^2 и $\Delta a'=3,0...0,375$ m/s^3 . Как следует из зависимостей на рисунке 2, характерные значения радиальных скорости и ускорения на интервале видимости существенно превосходят разрешающие способности по указанным параметрам.

Таким образом, кинематическая модель показывает, что для аппроксимации дальности в рассматриваемой бистатической радиолокационной системе, паразитирующей на сигналах навигационной системы GPS, при времени наблюдения (накопления) порядка 0,5...1,0 с необходимо использовать полиномы третьей степени. Параметры указанных полиномов представляют собой радиальные скорости, ускорения и производные ускорений и используются для компенсации миграций дальности и частоты в процессе когерентного накопления ретранслированного навигационного сигнала на приемном пункте.

Алгоритмы когерентного накопления ретранслированного сигнала

При когерентном накоплении ретранслированного сигнала на любой из пар частот «частота навигационного сигнала/частота ретрансляции» [1] на приемном пункте после переноса на нулевую или промежуточную частоту необходимо исключить дополнительную фазовую модуляцию сигнала, вызванную навигационным сообщением $D(t)$ [7,11], выполнить компенсацию миграции доплеровской частоты, вызванной ненулевыми высшими производными суммарной дальности [3-5], скомпенсировать междупериодную миграцию (изменение) дальности в процессе наблюдения и провести накопление сигнала в узкополосных доплеровских фильтрах.

С учетом практически детерминированного движения СР по орбите при малых возмущениях [8], а также возможности периодического уточнения орбитальных параметров СР на основе ретранслированного сигнала [1], полагаем, что орбитальные параметры движения СР к началу каждого цикла наблюдения известны достаточно точно. Известными с высокой точностью являются также и координаты видимых НС [7,9,10], а также приемного пункта. Это позволяет определить ориентировочные значения параметров движения $V_{0r1(2)}, a_{r1(2)}, a'_{r1(2)}$ для каждого момента времени с точностью до нескольких значений разрешающих способностей $\Delta V=0,5\lambda / T_{\text{кн}}$; Δa ; $\Delta a'$ по радиальной скорости, ускорению и его

производной с организацией многоканальной обработки по указанным параметрам. Кроме того, известными считаются временной сдвиг $\Delta\tau_i(t) = (r_i(t) + r(t) - r_{0i}(t)) / c$ прямого навигационного сигнала от i -го видимого НС на дальности НС-ПП $r_{0i}(t)$ и ретранслированного навигационного сигнала.

Компенсацию миграции дальности и частоты можно выполнить во временной, с использованием, например, алгоритма *BackProjection* для радиолокатора с синтезированием апертуры, или спектральной области [3-5]. Так как частоты гетеродинов аппаратуры ретрансляции СР и ПП, в отличие от радиолокатора с синтезированием апертуры, могут заметно отличаться от номинальных значений (при долговременной нестабильности частоты порядка 10^{-7} принимаемый сигнал может иметь неконтролируемый сдвиг по частоте порядка нескольких сотен Гц), то применение *BackProjection* затруднительно, и предпочтительным является обработка в спектральной области с многоканальностью по начальной радиальной скорости (доплеровскому сдвигу частоты).

Структура предлагаемого алгоритма обработки в спектральной области для одной из пар частот «частота навигационного сигнала – частота ретранслируемого сигнала» для i -го НС приведена на рисунке 3.

Входными данными для алгоритма обработки являются отсчеты \dot{Y}_m принимаемого сигнала для моментов времени $t_m = m / F_s$, где $m = \overline{0, M_\Sigma - 1}$; M_Σ - число отсчетов в выборке; F_s - частота дискретизации на интервале времени до единиц секунд и ожидаемые значения радиальных скорости, ускорения и производной ускорения $V_{0r1(2)}, a_{r1(2)}, a'_{r1(2)}$ между НС и СР и между СР и ПП.

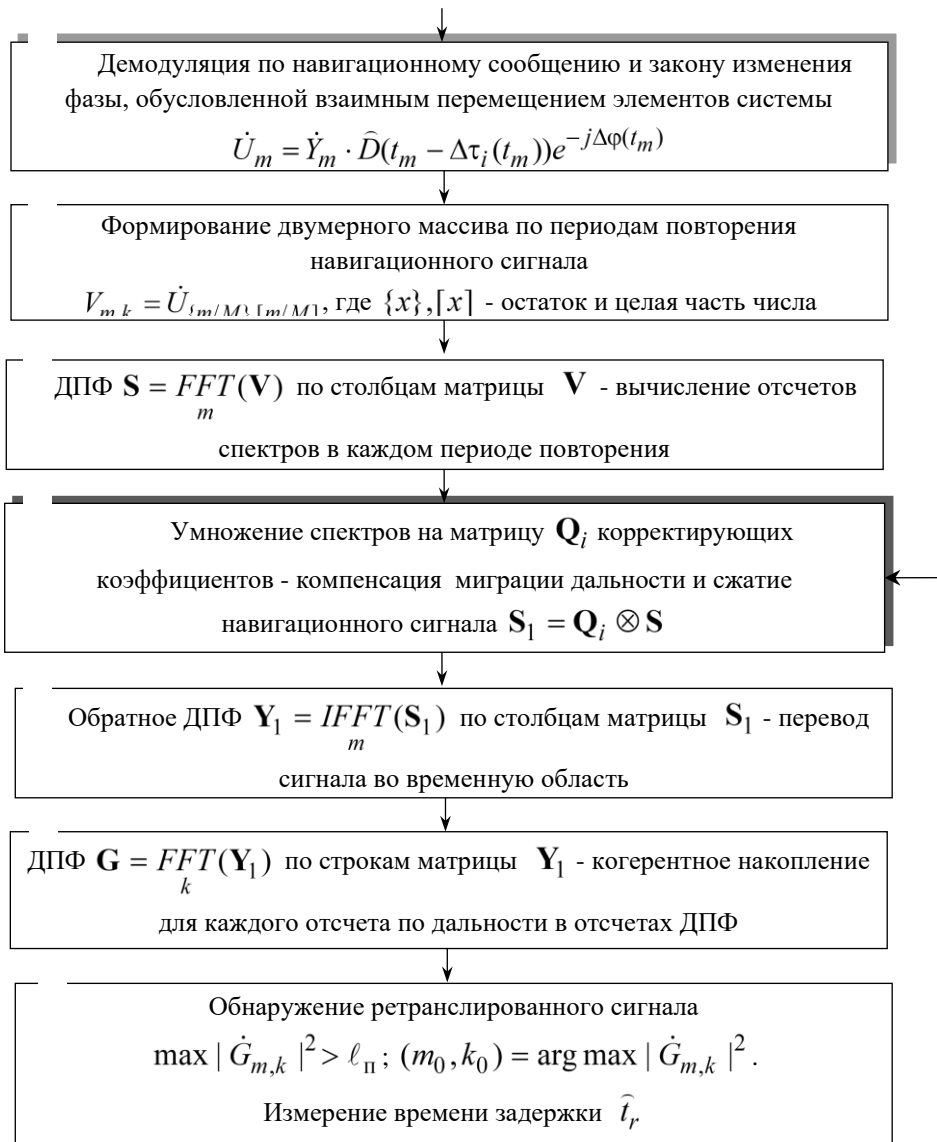


Рис. 3. Блок-схема алгоритма обработки принимаемого сигнала

Закон фазовой модуляции принимаемого сигнала можно представить в виде

$$\Delta\varphi(t) = \frac{2\pi}{\lambda_1} \left(V_{0r1}t + \frac{1}{2} a_{r1}t^2 + \frac{1}{6} a'_{r1}t^3 \right) + \frac{2\pi}{\lambda_p} \left(V_{0r2}t + \frac{1}{2} a_{r2}t^2 + \frac{1}{6} a'_{r2}t^3 \right), \quad (2)$$

где λ_1, λ_p - длины волн навигационного и ретранслируемого сигнала.

По указанным параметрам обработка многоканальная (блоки алгоритма с возможной многоканальностью выделены тенью) в диапазоне априорной неопределенности радиальных ускорений и их производных $a_{r1(2)}, a'_{r1(2)}$ с шагом $\approx \Delta a / 2; \approx \Delta a' / 2$ с выбором канала обработки, в котором достигается максимум квадрата модуля результата обработки. После устранения закономерной фазовой модуляции принимаемого сигнала, обусловленной взаимным пространственным перемещением элементов системы, и фазовой манипуляции навигационным сообщением сигнал разделяется (блок 2, где $M = T_0 F_s$ - число отсчетов на периоде повторения) на периоды повторения и вычисляются спектры для каждого периода повторения (блок 3). Полученная матрица внутривременных спектров умножается (блок 4) на матрицу \mathbf{Q}_i спектральных коэффициентов, образованную перемножением отсчетов комплексной частотной характеристики согласованного фильтра навигационного сигнала и корректирующих фазовых коэффициентов, определяемых на основе свойства взаимосвязи смещения по времени и фазовой структуры спектра [5], и выполняется (блок 5) обратное ДПФ для каждого периода повторения. Междупериодное когерентное накопление сигнала осуществляется в отсчетах ДПФ по периодам повторения (блок 6), после чего выполняется обнаружение сигнала и измерение времени задержки (блок 7). Аналогичные по идее алгоритмы обработки, но без компенсации миграции дальности и при ограниченной компенсации миграции частоты приведены в [11].

После измерения времен задержки \hat{t}_r по всем комбинациям «частота навигационного сигнала/частота ретрансляции» по расчетным соотношениям [1] вычисляются ПЭС на трассах НС-СР и СР-ПП.

Список использованных источников

1. Каплярчук Е.А. Оценивание полного электронного содержания в ионосфере с использованием наноспутника на основе перекрестной ретрансляции сигналов GPS на выделенные частоты 150/400 МГц / Е.А. Каплярчук, С.В. Козлов, А.М. Крот // в наст. сборнике.
2. Каплярчук Е.А. Обоснование технических решений бортовой аппаратуры ретрансляции наноспутника при оценивании полного электронного содержания в ионосфере на основе перекрестной ретрансляции навигационных сигналов GPS / Е.А. Каплярчук, С.В. Козлов // в наст. сборнике.
3. Груздов, В.В. Новые технологии дистанционного зондирования Земли из космоса. – М.: Техносфера, 2018. – 482 с.
4. Купряшкин И.Ф. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. Монография. – М.: Радиотехника, 2020. – 280 с.
5. Алгоритмы длительного когерентного накопления отраженного сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели в спектральной области / Козлов С.В., Ле В.К. // Доклады БГУИР, № 5, 2021. – С.35-44.
6. Саврасов, Ю. С. Алгоритмы и программы в радиолокации / Ю. С. Саврасов. Радио и связь, 1985. – 216 с.
7. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е перераб. и доп. – М.: ИПРЖР, 2010. – 800 с.
8. Движение наноспутника относительно центра масс на околоземных орбитах: учебное пособие / И.В. Белоконов, И.А. Тимбай. – Самара: Издательство Самарского университета, 2020. – 128 с.
9. Современные ГНСС | Прикладной потребительский центр ГЛОНАСС [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.glonass-iac.ru>. Дата доступа: 18.10.2022.
10. Эфемериды бортовые и точные / Orient Systems – Российский производитель ГНСС оборудования. [Электронный ресурс]. – Режим доступа <https://orsyst.ru/blog10>. Дата доступа 18.10.22.
11. Нгуен Ван Куан. Радиолокационный мониторинг судоходства с использованием сигналов подсвета от средств космического базирования. Дисс. канд. техн. наук. – Санкт-Петербург: ЛЭТИ, 2022. – 135 с. Режим доступа: etu.ru/assets/files/nauka/dissertacii/2022/nguen-van-kuan/avtoreferat-nguen-vankuan.pdf?ysclid=la7s6vpg6c733683656. Дата доступа: 08.11.22.

УДК 621.396.96

АНАЛИЗ МЕТОДОВ СПЕКТРАЛЬНОГО ОЦЕНИВАНИЯ С ОЦЕНКОЙ ВОЗМОЖНОСТИ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ

ТОМАШЕВСКАЯ П. С., ГРИНКЕВИЧ А. В.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

Аннотация. Метод максимального правдоподобия и метод непосредственного оценивания весового вектора позволяют разрешать глубину и толщину заглубленного объекта с лучшим качеством, чем классический метод. Также достоинством адаптивных методов является то, что уровень боковых лепестков по сравнению с классическим методом значительно ниже.

Abstract. The maximum likelihood method and the method of direct estimation of the weight vector allow to resolve the depth and thickness of a buried object with better quality than the classical method. Also, the advantage of adaptive methods is that the level of side lobes is much lower compared to the classical method.

Введение

Актуальной задачей, как во всем мире, так и в Республике Беларусь является необходимость обнаружения немагнитных объектов, как в грунте, так и в стенах зданий или сооружений.

Преимущество радиолокатора подповерхностного зондирования перед классическими средствами обнаружения заключается в возможности обнаружения объектов в немагнитных корпусах, а также безоболочечных устройств.

В подповерхностных радиолокаторах с непрерывным излучением используются широкополосные сигналы с частотной модуляцией. Изменение частоты выполняется обычно по закону, удобному для формирования и обработки – по пилообразному или ступенчатому. Оценка дальности до заглубленного объекта проводится по измеренной частоте биений прямого (опорного) и отраженного сигналов.

Формирование радиолокационного изображения методом максимального правдоподобия

Спектральная оценка минимальной дисперсии (МД – оценка) была впервые введена Дж. Кейпоном при пространственно-временном анализе многомерных сигналов решетчатых сейсмических датчиков. Лакосс переформулировал метод пространственно-временного анализа Кейпона применительно к задачам спектрального анализа одномерных временных рядов и назвал его методом максимального правдоподобия (ММП).

Устройство, реализующее ММП, представляет набор узкополосных фильтров. Эти фильтры адаптивно подстраиваются под процесс, для которого определяется спектральная плотность мощности. Эти фильтры относятся к типу фильтров с конечной импульсной характеристикой и имеют n весовых коэффициентов (отводов у линии задержки трансверсального фильтра).

$$\mathbf{A} = [a_0, a_1 \cdots a_{n-1}]^T \quad (1)$$

Коэффициенты фильтра выбираются таким образом, чтобы на рассматриваемой частоте f_0 его отклик был равен единице (т.е. входной гармонический сигнал с этой частотой остается неизменным на выходе фильтра), а дисперсия выходного процесса была минимальна. Данный фильтр должен подстраиваться для режекции составляющих спектра, удаленных от частоты f_0 . Поэтому выходная мощность будет обусловлена частотными составляющими, близкими к частоте f_0 . Реализация такого фильтра возможна путем минимизации дисперсии выходного

процесса при единичном отклике фильтра на частоте f_0 (т.е. при наложенном ограничении, что синусоида с частотой f_0 проходит через фильтр без искажений).

$$\sigma^2 = \mathbf{A}^H \mathbf{\Phi} \mathbf{A} \quad (1.1)$$

где $\mathbf{\Phi}$ - корреляционная (ковариационная) матрица, а надстрочный индекс H означает транспонированную комплексно-сопряженную величину.

Ограничение, вводимое для реализации методов, описывается следующим выражением:

$$\mathbf{S}^H \cdot \mathbf{A} = 1 \quad (1.2)$$

Решение для весовых коэффициентов фильтра имеет следующий вид:

$$\mathbf{A}_{opt} = \frac{\mathbf{\Phi}^{-1} \mathbf{S}}{\mathbf{S}^H \mathbf{\Phi}^{-1} \mathbf{S}} \quad (1.3)$$

Минимальная дисперсия выходного процесса в этом случае равна:

$$\sigma_{min}^2 = \frac{1}{\mathbf{S}^H \mathbf{\Phi}^{-1} \mathbf{S}} \quad (1.4)$$

Из выражения (1.6) видно, что отклик оптимального фильтра на частоте $f = f_0$ равен единице, а характеристики фильтра зависят от автокорреляционной функции выходного процесса. Поскольку минимальная дисперсия выходного процесса зависит от мощности составляющих спектра вблизи частоты f_0 , то величину $\sigma_{min}^2 \cdot \Delta t$ можно интерпретировать как СПМ. Таким образом, оценка СПМ с помощью ММП определяется как:

$$\hat{P}_{ММП}(f) = \frac{\Delta t}{\mathbf{S}^H \mathbf{\Phi}^{-1} \mathbf{S}} \quad (1.5)$$

Для вычисления спектральной оценки, а соответственно и получения радиолокационного глубинного портрета методом максимального правдоподобия необходимо знать только оценку автокорреляционной матрицы.

Возможна реализация алгоритмов, позволяющих учитывать частотно «окрашенные» шумы и получать радиолокационных глубинный портрет с более высоким разрешением. К ним относятся алгоритмы, основанные на непосредственной оценке весового вектора, определяемого следующим выражением:

$$\hat{\mathbf{R}}(\Omega) = \hat{\mathbf{\Phi}}^{-1} \cdot \mathbf{S}(\Omega) \quad (1.6)$$

Весовой вектор зависит от корреляционной матрицы обрабатываемого сигнала и имеет согласованную с ней размерность. Физически он представляет собой вектор временных весовых коэффициентов для каждой частоты наблюдения.

Квадрат модуля весового вектора позволяет получить оценку мощности сигнала на частоте Ω :

$$\hat{P}_B(\Omega) = \left| \left(\hat{\mathbf{R}}^H(\Omega) \hat{\mathbf{R}}(\Omega) \right)^{-1} \right|. \quad (1.7)$$

Запишем выражение (1.7) в виде:

$$\hat{P}_B(r_m) = \left| \left(\hat{\mathbf{R}}^H(r_m) \hat{\mathbf{R}}(r_m) \right)^{-1} \right|. \quad (1.8)$$

Выражение (1.8) определяет алгоритм получения радиолокационного глубинного портрета при непосредственной оценке весового вектора.

Заключение

Результаты моделирования и проведенных экспериментальных исследований показывают, что введение в подповерхностный радиолокатор устройства адаптивной обработки, реализующего один из разработанных методов, значительно повышает его разрешающую способность. Выигрыш в разрешении дает возможность снизить требования к ширине спектра ЗС, антенно-фидерному тракту, приемному и передающему устройствам.

Список использованных источников

1. Основы радиолокации / О.А. Олейников [и др.]; под общ. ред. О.А. Олейникова. – Минск: ВА РБ, 2004. – 184 с.
2. Вопросы подповерхностной радиолокации. / Под общ. ред. А.Ю. Гринева. – М.: Радиотехника, 2005. – 416 с.
3. Подповерхностная радиолокация / М.И. Финкельштейн, В.И. Карпухин, В.А. Кутеев, В.Н. Метелкин. – М.: Радио и связь, 1994. – 216 с.
4. Гринкевич, А.В. Оценка технического уровня радиотехнических систем методом максимального правдоподобия / А.В. Гринкевич, Е.Ю. Брызгин // Доклады БГУИР. – 2014. – № 7 – С. 14-20.

УДК 528.8

АНАЛИЗ РАДИОФИЗИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ЗОНДИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРЫ

ШКЛЯНИК Е. И., ДАВЫДЕНКО И. Н.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

Аннотация. Приведен краткий обзор основных радиофизических методов исследования ионосферы, которые являются основными в ряду других методов. Наиболее перспективными с точки зрения получения информации о состоянии ионосферы и определения параметров каналов связи (декаметровых радиолиний) являются средства, использующие вертикальное и трансionoсферное зондирование, обладающие широким спектром решаемых задач, автономностью и возможностью компактного размещения.

Ключевые слова: ионосфера, декаметровая радиосвязь, неоднородности ионосферы, зондирование ионосферы.

Abstract. A brief overview of the main radiophysical methods for studying the ionosphere, which are the main ones in a number of other methods, is given. The most promising from the point of view of obtaining information about the state of the ionosphere and determining the parameters of communication channels (decameter radio lines) are the means using vertical and trans-ionospheric sounding, having a wide range of tasks to be solved, autonomy and the possibility of compact placement.

Keywords: ionosphere, decameter radio communication, ionospheric inhomogeneities, ionospheric sounding.

Введение

Декаметровая радиосвязь в последние годы получила стремительное развитие во всех сферах. Она основана на распространении радиоволн путем отражения их от слоев ионосферы, что связано с рядом эффектов, негативно влияющих на организацию связи и её качество. Ионосфера не является статистически однородной средой и вариации её параметров (например, электронной концентрации в каждом из слоев) требуют учета при планировании радиосвязи и назначении частот. Для их учета проводится прогнозирование: долгосрочное (более 5 суток), краткосрочное (1-5 суток) и оперативное (12-24 часа). Однако, в ряде случаев, оперативное прогнозирование не дает полной картины состояния ионосферы, а иногда и просто «не успевает» за её изменением. Такое наиболее часто наблюдается в высокоширотной ионосфере, особенно в периоды северных сияний.

Отдельно стоит отметить возмущения ионосферы, вызываемые антропогенными факторами различного характера – искусственные возмущения ионосферы. Искусственные возмущения ионосферы могут быть вызваны намеренно, и рядом стран ведется активная деятельность по совершенствованию средств деструктивного воздействия не на сами системы и средства связи, а на разрушение радиоканалов передачи информации, то есть создание таких условий в среде распространения радиоволн, при которых бы наблюдались перерывы в связи (и радионавигации), замирания различного характера (общие, частотноселективные и пространственно-селективные), невозможность обеспечить прием сигналов с требуемой помехоустойчивостью. Основной идеей при этом является модификация параметров среды распространения радиоволн за счет внешнего воздействия – иными словами, создания искусственных ионосферных образований (ИИО), способных рассеивать, отражать и поглощать радиоволны [1].

Нестационарность ионосферы, как среды распространения радиоволн, позволяет сделать вывод и о нестационарности параметров декаметровых радиолиний.

Причиной нестационарности ионосферы являются перемещения мелкомасштабных неоднородностей ионосферы. Эти неоднородности характеризуются флуктуациями электронной концентрации (ЭК), которые возникают из-за различных факторов (солнечное и искусственное излучение, распыление легкоионизирующих химических веществ, радионагрев) и распределены неоднородно по высоте и по пространству. С ростом высоты величина флуктуаций ЭК возрастает пропорционально увеличению среднего (фонового) значения ЭК. Поэтому отношение

среднеквадратического отклонения (СКО) флуктуаций ЭК к среднему значению ЭК на любой высоте примерно постоянно. Это отношение также называют интенсивностью неоднородностей ЭК ионосферы]. Эта статистическая характеристика может служить в качестве оценки уровня диффузности ионосферы [2].

Выделим несколько методов для получения информации о состоянии ионосферы (среды распространения):

- 1) вертикальное зондирование ионосферы;
- 2) наклонное зондирование ионосферы;
- 4) трансionoсферное радиозондирование.

Методы зондирования ионосферы

Метод вертикального зондирования (ВЗ) предполагает использование ионозонда, расположенного на поверхности Земли (ионозонды «Парус», «Авгур», «Бизон», Dynasonde-21, Digisonde). Метод ВЗ является самым чувствительным и информативным методом исследования и контроля состояния ближнего космоса, т.е. до достижения высоты максимума ионизации.

При этом метод ВЗ позволяет определить среднее значение критической частоты ионосферы, необходимое для расчета максимально применимой частоты (МПЧ) и выбора оптимальной рабочей частоты декаметровая радиолинии.

Применимость метода ВЗ возможна только лишь для оценки состояния ионосферы над станцией зондирования, для глобального мониторинга нужна распределенная сеть станций ВЗ.

Наклонное зондирование ионосферы (НЗ) – модификация ВЗ, при которой осуществляется разнос приёмной и передающей систем.

Метод НЗ даёт как возможность прямого экспериментального исследования прохождения радиоволн на фиксированной дальности, так и возможность оценки состояния ионосферы в области средней точки радиотрассы на расстояниях однокачкового прохождения. Метод НЗ обладает возможностями исследования радиофизических проявлений локализованных искусственных ионосферных возмущений [3]. Зондирование может проводиться также с использованием сигналов с линейно-частотной модуляцией (ЛЧМсигналов).

Результатом наклонного радиозондирования ионосферы является ионограмма НЗ, которая показывает частотную зависимость группового запаздывания сигналов, прошедших различными путями в ионосфере, в точке приёма, т. е. модовую структуру волнового поля. Диффузность на ионограммах НЗ проявляется также в виде размытия линий запаздывания сигнала. По ионограммам НЗ возможно определить критическую частоту для конкретной радиолинии, которая может быть полезна для расчета максимально применимой частоты на этой радиолинии путем пересчета ионограмм НЗ в ионограммы ВЗ.

Разновидностью метода НЗ можно считать случай совмещения пунктов излучения и приёма с промежуточным обратным отражением (рассеянием) от земной поверхности – метод возвратно-наклонного зондирования (ВНЗ). Разрешающую способность метода НЗ ограничивает дисперсионное искажение при расширении полосы зондирующего сигнала и рассеяние на мелкомасштабных неоднородностях.

Метод НЗ для мониторинга ИИО возможен при проведении оценки состояния ионосферы на конкретных радиотрассах, а при использовании частного случая – ВНЗ – на любых направлениях и ограничивается лишь возможностью применения мощных передатчиков на станциях ВНЗ.

Внешнее зондирование (ВнЗ) напоминает риометрический метод, но в отличие от него использует искусственные ионозонды, расположенные на борту искусственных спутников Земли. Метод позволяет охватывать большие территории. В рамках внешнего зондирования следует рассматривать методы трансionoсферного зондирования и радиотомографию атмосферы.

Трансионсферное радиозондирование (ГИЗ) использует сквозное зондирование атмосферы сигналами высокой радиочастоты от 5-12 МГц до 20 ГГц. Наибольшее распространение трансionoсферное зондирование получило с появлением спутниковых радионавигационных систем (СРНС). При этом используется факт приема сигналов аппаратурой потребителя на двух несущих частотах, что позволяет определить полное электронное содержание (ПЭС) вдоль трассы распространения радиосигналов. В качестве аппаратуры потребителя могут использоваться приемники «Trimble GNSS» и «NovaTel» [4]. В отличие от

метода ВЗИ метод ТИЗ не предполагает наличия передатчика, что является серьёзным преимуществом.

Заключение

В статье проведен анализ радиофизических методов исследования ионосферы, применяемых для получения информации о состоянии ионосферы (среды распространения) и каналов связи (декаметровых радиолиний).

Обзор способов, применяющихся для зондирования ионосферы (в том числе в интересах декаметровой радиосвязи), позволил сделать следующий вывод.

Для проектирования адаптивных систем декаметровой радиосвязи в настоящее время применяются данные о критических частотах слоев ионосферы, получаемые из ионограмм (при ВЗ и НЗ) и при восстановлении профиля ЭК при ТИЗ. Полученные данные позволяют произвести расчет максимальной применимой частоты и на его основе осуществить выбор оптимальной для конкретной радиолинии рабочей частоты.

ЛИТЕРАТУРА

1. Благовещенская Н. Ф. Геофизические аспекты активных воздействий в околоземном космическом пространстве. Дис. докт. физ.-мат. наук. – СПб: ГНЦ РФ ААНИИ, 2002. – 316 с.
2. Пашинцев В. П., Омельчук А. В., Коваль С. А., Галушко Ю. И Метод определения величины интенсивности неоднородностей по данным ионосферного зондирования // Двойные технологии. 2009. № 1. С. 38-41.
3. РД 52.26.817 – 2015. Руководство по ионосферным, магнитным и гелиогеофизическим наблюдениям. Часть I. Ионосферные наблюдения. – Обнинск: ФГБУ «ВНИИГМИ-МЦД», 2015. – 199 с.
4. Перевалова, Н. П. Исследование ионосферных возмущений методом трансиниосферного GPS-зондирования: специальность 25.00.29 «Физика атмосферы и гидросферы»: диссертация на соискание ученой степени доктора физико-математических наук/ Перевалова Наталья Петровна; Ин-т солнеч.-зем. физики Сиб. отд-ния Рос. акад. наук. – Иркутск, 2014. – 286 с.

REFERENCES

1. Blagoveshchenskaya N. F. Geofizicheskie aspekty aktivnykh vozdeystvij v okolozemnom kosmicheskom prostranstve. Dis. dokt. fiz.-mat. nauk. [Geophysical aspects of active influences in near-earth space. D.Sc. Tesis]. Saint-Petersburg, Russian State scientific center – Arctic and Antarctic research institute, 2002. 316 p. (in Russian).
2. Pashintsev V. P., Omelshuk A. V., Koval S. A., Galushko Yu. I. Method of Irregularity Intensity Value Determination According to Ionosphere Sounding. Dual technology, 2009, no. 1, pp. 38-41 (in Russian).
3. RD 52.26.817 – 2015. Rukovodstvo po ionosfernym, magnitnym i geliogeofizicheskim nablyudenyam. Chast' 1. Ionosfernye nablyudeniya [Guide to ionospheric, magnetic and heliogeophysical observations. Part I. Ionospheric observations]. Obninsk, Federal state budgetary institution Russian Research Institute of hydrometeorological information - World data center Publ. 2015. 199 p. (in Russian).
4. Perevalova, N. P. Investigation of ionospheric disturbances by the method of trans-atmospheric GPS-sensing: specialty 25.00.29 "Physics of the atmosphere and hydrosphere": dissertation for the degree of Doctor of Physico-Mathematical Sciences/ Perevalova Natalia Petrovna; Institute of Solar-Earth. physics of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences. – Irkutsk, 2014. – 286 p.

УДК 004.056.55

АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩЕГО МЕХАНИЗМА ДИНАМИЧЕСКОЙ АУТЕНТИФИКАЦИИ ЛИЧНОСТИ

РАХАТОВА З. Р.

*Евразийский национальный университет имени Л. Н. Гумилёва
(г. Астана, Казахстан)*

Аннотация. С экономическим развитием глобализации, широким распространением Интернета и непрерывным внедрением национальной информатизации информационная безопасность стала центром внимания системы гарантий национальной безопасности. Аутентификация личности - это первая линия защиты системы сетевой связи и портала сетевой безопасности. Криптография является основным содержанием системы информационной безопасности и широко используется в различных приложениях, таких как сетевая безопасность и защита данных.

Abstract. With the economic development of globalization, the widespread spread of the Internet and the continuous introduction of national informatization, information security has become the focus of the national security guarantee system. Identity authentication is the first line of defense of the network communication system and the network security portal. Cryptography is the main content of an information security system and is widely used in various applications such as network security and data protection.

Введение

Информационная сеть является важной инфраструктурой современного общества и тесно связана с жизнью людей. Развитие сетевых технологий облегчило общение и обмена между людьми и предоставило людям удобные информационные ресурсы. Платформа электронной коммерции, поддерживаемая сетевыми технологиями, предоставляет предприятиям новый тип режима работы. Непрерывный прогресс сетевых технологий привел к развитию ряда новых отраслей промышленности и модернизации традиционных отраслей промышленности и способствовала прогрессу и инновациям в области вычислительной техники и коммуникационных технологий. Технология сетевой безопасности включает в себя множество компонентов. Криптографическая технология является важным инструментом для обеспечения конфиденциальности информации в сети и является основой сетевой безопасности. В практических приложениях люди больше заботятся о подлинности и целостности информации. Чтобы решить эту проблему, люди выдвинули идею цифровой подписи. В настоящее время большинство алгоритмов цифровой подписи основаны на криптографии с открытым ключом, и реализация протоколов сетевой безопасности неотделима от поддержки технологии цифровой подписи. С углублением фундаментальных теоретических исследований постоянно предлагаются новые теоретические инструменты, подходящие для приложений цифровой подписи. Кроме того, непрерывные изменения в среде приложения также требуют от нас постоянного совершенствования существующих алгоритмов подписи. В этой статье мы изучим вышеупомянутые проблемы.

Основная часть

Поскольку алгоритмы асимметричного шифрования требуют, чтобы как ключ шифрования (закрытый ключ), так и ключ дешифрования (открытый ключ) были получены из одного, а другой вычислительно неосуществим, этот тип алгоритма широко используется в области цифровых подписей. Теоретически, раскрытие открытого ключа не будет представлять никакой угрозы для безопасности закрытого ключа, поэтому открытый ключ может быть отправлен нескольким проверяющим по запросу, и безопасность закрытого ключа должна быть гарантирована [1]. В настоящее время цифровые подписи в основном включают цифровые подписи с симметричными системами ключей и цифровые подписи с асимметричными системами ключей. В этой статье схема цифровой подписи, разработанная, использует цифровые подписи с асимметричными системами ключей.

Ключевая проблема использования системы симметричных ключей для цифровой подписи заключается в том, что все доверяют третьей стороне, потому что третья сторона сохраняет все ключи и считывает все подписанные зашифрованные тексты [2]. Но некоторые люди не доверяют третьим лицам. Следовательно, было бы лучше, если бы при подписании документов участвовали только подписывающие стороны, и система асимметричных ключей может соответствовать этому требованию. Следовательно, было бы лучше, если бы при подписании документов участвовали только подписывающие стороны, и асимметричная система ключей могла бы соответствовать это требование.

В этой статье оптимизируется дизайн, основанный на механизме динамического пароля "вызов / ответ", который является асинхронным. Динамический пароль вызова ответа использует алгоритм шифрования или одностороннюю хэш-функцию для создания динамического пароля [3]. При получении запроса пользователя на вход сервер аутентификации генерирует код вызова и отправляет его пользователю. Клиент выполняет операцию хэширования, и входными параметрами операции хэширования являются код вызова и секретный ключ. То операция хэширования генерирует динамический пароль и отправляет его на сервер аутентификации [4]. Таким же образом сервер аутентификации использует ту же одностороннюю хэш-функцию для проверки личности пользователя [5]. Процесс аутентификации включает в себя четыре этапа, а именно:

1. Клиент вводит информацию о пользователе и отправляет запрос на вход на сервер аутентификации.
2. Сервер проверяет информацию пользователя, и если информация пользователя верна, он генерирует код вызова и отправляет его обратно клиенту.
3. Клиент выполняет операцию односторонней хэш-функции с ключом и кодом вызова в качестве входных параметров функции, генерирует случайный код ответа и отправляет его на сервер.
4. Сервер выполняет ту же функцию, что и клиент, генерирует код ответа как показано на рисунке 1. и сравнивает его с кодом ответа, отправленным клиентом, чтобы получить результат проверки и отправить его клиенту [6].

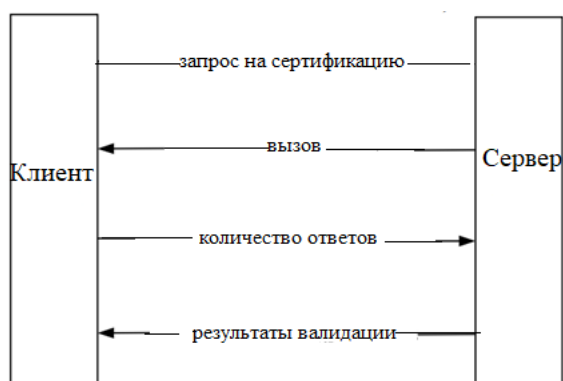


Рис. 1. Механизм динамической аутентификации по паролю

Заключение

В данной статье изучаются различные технологии и методы динамической аутентификации личности, анализируются и сравниваются преимущества и недостатки схем аутентификации, основанных на синхронизации событий, механизмах запроса-ответа и синхронизации времени, а также изучаются технологии шифрования и дешифрования. В нем исследуется существующая технология динамической аутентификации личности, в основном объясняются связанные концепции аутентификации личности, классификация аутентификации личности, идея динамическая аутентификация по паролю, метод генерации и преимущества динамической аутентификации по паролю, а также угрозы, с которыми сталкивается динамическая аутентификация по паролю. Намечены открытые исследовательские проблемы по регистрации пользователя, аутентификации при входе в систему, подробным техническим усовершенствованиям схемы и по применению схемы динамической аутентификации личности на облачной платформе.

Список использованных источников

1. Wang, Y. (2007) Research on Digital Signature Technology and Its Application in Electronic Government Affairs. Chengdu: Southwest Jiaotong University.
2. Xu, C. S., Guo, F. Y. (2020) Research and Design of Dynamic Identity Authentication Mechanism Based on Digital Signature. Computer Knowledge and Technology, 16(11):22-23.
3. Cao, Y. (2018) Key agreement scheme for dynamic identity authentication in multi-server environment. Computer Technology and Development, 28(05):131-134.
4. Zhang, S. T., Xie, Y., Wu, L., et al. (2017) Design of Security Protection Architecture of Electric Power Communication Network Based on SDN. Electronic Design Engineering, 25(19):136- 140.
5. Shi, L., Chen, N., Zhang, J. (2019) Research on access trust technology of big data platform based on dynamic and continuous authentication of identity. Cyberspace Security, 10(07):66-72.
6. Huang, G. B., Ma, J. B., Jia, R. X., et al. (2019) Identity authentication management service based on SMS dynamic password. Electronic Measurement Technology, 42(02):108-111.

УДК 621.373.4:621.396.67

БЕСПРОВОДНОЙ МОНИТОРИНГ СОСТОЯНИЯ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ RFID И РЕЗОНАНСНЫХ СВОЙСТВ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ПАССИВНЫХ РАДИОЧАСТОТНЫХ ИДЕНТИФИКАТОРОВ УВЧ ДИАПАЗОНА

КИРИЛЬЧУК В. Б., КИЖЛАЙ И. Н., ПОПОВ А. А.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: kirylichuk@bsuir.by, kafirt1@bsuir.by

Аннотация. Рассмотрены конфигурация и алгоритм функционирования сенсорной RFID системы, предназначенной для мониторинга локальных параметров окружающей среды и объектов (ОСиО) с использованием пассивных сенсорных транспондеров (СТ). Приведены расчетные соотношения для определения энергетических характеристик в «прямой» и «обратной» радиолиниях связи между считывающим устройством и пассивными СТ. Определены требования к частотным свойствам антенны при использовании ее в качестве сенсора параметров ОСиО. Показано, что с помощью разработанного алгоритма, устойчивый контроль параметров ОСиО можно осуществить на расстояниях не менее 5 м.

Abstract. The configuration and algorithm of operation of a sensory RFID system designed for monitoring local parameters of the environment and objects (LPoEaO) using passive sensor transponders (PST) are considered. The calculated ratios for determining the energy characteristics in the "forward" and "reverse" radio links between the reader and PST are given. The requirements for the frequency properties of the antenna when using it as a sensor of the LPoEaO are determined. It is shown that with the help of the developed algorithm, stable control of the LPoEaO can be carried out at distances of at least 5 m.

Ключевые слова: радиочастотная идентификация, сенсорные RFID системы, пассивные RFID метки, беспроводные сенсорные идентификационные платформы (WISP), кольцевой разомкнутый резонатор (SSR).

Введение

Технология радиочастотной идентификации (RFID-Radio Frequency Identification) УВЧ диапазона (860 - 960 МГц), изначально разработанная для широкомасштабного отслеживания ресурсов, в настоящее время рассматривается как основа построения быстро развертываемых, дешевых, беспроводных сенсорных сетей (БСС) для мониторинга состояния окружающей среды и объектов (ОСиО) [1]. Сфера использования БСС на основе УВЧ RFID обширна и включает такие приложения как экология, промышленность, сельское хозяйство, здравоохранение, медицина, интеллектуальный дом и офис и др. [2].

Для снижения затрат на развертывание крупномасштабных БСС необходимо использовать малогабаритные недорогие сенсорные узлы (СУ) со сверхмалым энергопотреблением, которые в рамках аппаратных ограничений и компромисса между эффективностью антенны и потребляемой мощностью могут быть реализованы на основе пассивных или полупассивных RFID сенсорных транспондеров (СТ) УВЧ диапазона. Каждый СУ позволяет измерять один или несколько параметров ОСиО (температура, влажность, давление, динамические пространственные параметры объектов и др.) и передавать их на одну или большее количество базовых станций (БС) или считывателей в соответствии с протоколом EPC global Class (1-3) Gen-2 (ISO/IEC 18000-63 тип C). В настоящее время для СТ УВЧ диапазона, разработаны и серийно выпускаются такие микроэлектронные продукты (чипы), как EM4325 (EM Microelectronic), SL900A (AMS), ROCKY100 (Farsens), WM72016-6 (Cypress Semiconductor), WM72016 (Ramtron), Magnus-S3 (Axxon), Monza X-2K/X-8K (Impinj), основные характеристики которых приведены в таблице 1. Для связи с встроенными или дополнительно подключаемыми датчиками они оснащены цифровым интерфейсом, что предполагает использование в составе СТ микроконтроллера (МК). Необходимость использования МК значительно удорожает СУ и приводит к увеличению общей потребляемой мощности СТ, ухудшает его пороговую чувствительность ($P_{ПЧСТ} \geq -13$ дБм) и, следовательно, уменьшает дальность связи с БС, особенно при функционировании в пассивном режиме работы (режим в котором питание аналоговой и

цифровой частей СТ осуществляется от энергии радиочастотного поля БС). Поэтому использование таких СТ, как правило, оправдано при построении БСС с небольшим числом СУ, требующих высокой точности измерения контролируемых параметров ОСиО.

Одним из возможных путей снижения стоимости и потребляемой мощности пассивных СТ заключается в использовании относительно дешевых коммерческих УВЧ RFID чипов обладающих высокой пороговой чувствительностью (типовое значение современных чипов, например, NXP UCODE 8 составляет -23 дБм) интегрированных в структуру антенны, которая одновременно с основным назначением (приемом и передачей энергии ЭМП) выполняет функции сенсора (так называемые антенно-сенсорные транспондеры (АСТ) [3]. Сенсорные свойства антенны зависят от параметров ОСиО и поэтому проявляются в изменении ее электродинамических характеристик (входной импеданс, поле рассеяния, поляризационные свойства и т.п.). Так как большинство природных материалов не обладают магнитными свойствами ($\mu \approx 1$) и в основном характеризуются диэлектрической проницаемостью (ε), контроль параметров ОСиО целесообразно производить, основываясь на диэлькометрическом методе. Например, основываясь на измерении резонансной частоты $f_0(\varepsilon)$ мощности рассеяния антенны $P_R(f_0)$ в зависимости от значения ε . В этом случае для повышения разрешающей способности метода ($P_R(\Delta f_0)/\Delta \varepsilon$) в качестве антенн необходимо использовать открытые резонансные структуры с высокой нагруженной добротностью ($Q_H = f_0(\varepsilon)/\Delta f \gg 1$), в которых потери мощности, в основном, связаны с мощностью потерь на излучение.

Наименование чипа	Протокол Связи	Цифровой интерфейс	Пороговая чувствительность, дБм	Тип встроенного датчика
EM4325	UHF/EPC Class-3 Gen2	SPI	-8.3	температура
SL900A	UHF/EPC Class-3	SPI	-7	температура
ROCKY100	UHF/EPC Class-1 Gen2	SPI	-13	Внешний датчик
WM72016-6	UHF/EPC Class-1 Gen2	DSPI	-6	Внешний датчик
Magnus-S3	UHF/EPC Class-1 Gen2	SPI	-16	Температура, влажность
Monza X-2K/X-8K	UHF/EPC Class-1 Gen2	I2C	-17	Внешний датчик

Конфигурация системы и основные теоретические предпосылки ее реализации

В простейшей (моностатической) конфигурации пассивная УВЧ RFID БСС (рис.1) состоит из БС или считывателя и N беспроводных СТ. При использовании в БСС стационарных СТ они размещаются в заданном объеме пространства (сенсорном поле) с привязкой к конкретной координатной сетке, например декартовой (x_N, y_N, z_N) с помощью уникального идентификационного кода (EPC). Передатчик считывателя (Tx) генерирует колебание несущей частоты (КНЧ), которое через дуплексер (D) (предназначен для развязки трактов приема-передачи) излучается антенной считывателя в направлении СТ. Антенна считывающего устройства формирует зону считывания (ЗС), которая в случае слабонаправленных антенн СТ, определяется диаграммой направленности считывающего устройства (ДНСчУ) и пороговой чувствительностью СТ ($P_{ПСТ}$). Если СТ находится в пределах ЗС (в пределах которой мощность КНЧ принятая СТ $P_{СТ} \geq P_{ПСТ}$), происходит активация СТ, и они способны отвечать на команды считывателя, формируемые в микропроцессоре (MP) считывателя. По запросу считывателя СТ передает в приемник (Rx) электронный идентификационный код (EPC). Управление работой УВЧ RFID БСС, осуществляется при помощи персонального компьютера (PC), оснащенного специализированным программным обеспечением (ПО).

Двухсторонний канал связи между считывателем и СТ является асимметричным, так как его параметры зависят от направления устанавливаемой связи с СТ. В «прямом канале», от считывателя к СТ (после его активации энергией ЭМП считывателя), осуществляется передача, предварительно кодированных команд управления и данных посредством амплитудной манипуляции КНЧ. В «обратном

канале», от СТ к считывателю, по командам управления считывателя осуществляется передача предварительно кодированных данных, хранящихся в банках электронной памяти СТ, посредством модуляции обратного рассеяния (МОР). МОР СТ может рассматриваться как комбинированная амплитудно-фазовая модуляция, с неизвестной начальной фазой и амплитудой сигнала. Поэтому в приемном тракте считывателя (Rx) для оптимального выделения информации осуществляется векторный анализ рассеянного СТ сигнала.

В приемниках RFID считывателей векторный анализ обычно производится с помощью квадратурной обработки принятого сигнала, и технически реализуется с использованием квадратурных гомодинных демодуляторов (выходы I и Q). Синфазная (I) и квадратурная (Q) составляющие содержат постоянную (DC) и переменную (AC) компоненты:

$$I = I_{DC} + I_{AC}; \quad Q = Q_{DC} + Q_{AC} \quad (1)$$

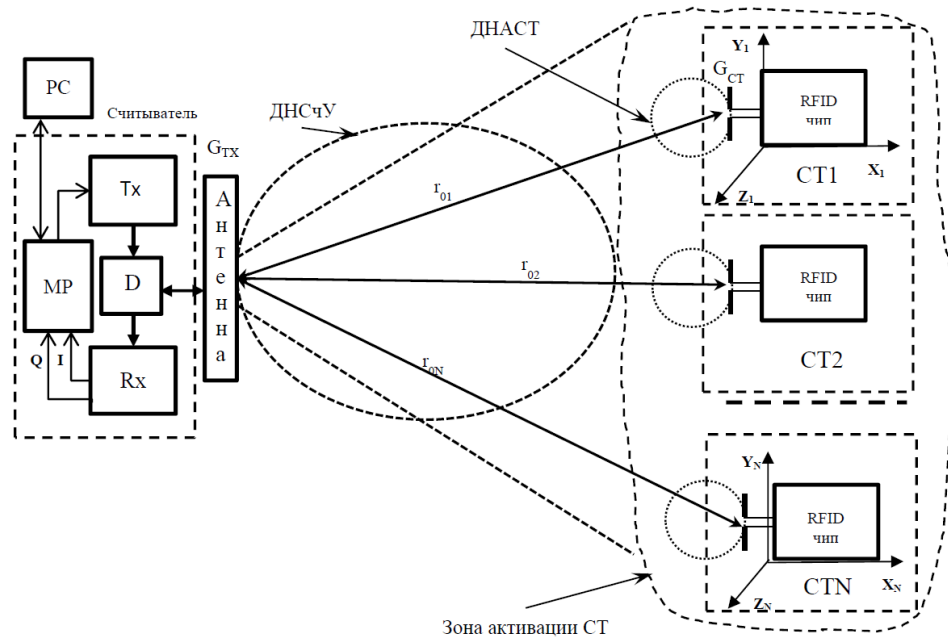


Рис. 1. Упрощенная конфигурация БСС на основе технологии УВЧ RFID

Составляющие постоянного тока возникают из-за просачивания мощности передатчика в тракт приемника, из-за конечной развязки дуплексера, импедансного рассогласования в антенно-фидерном тракте считывателя, а также различных статических отражений, возникающих от окружающих антенну местных предметов, включая статическое отражение от антенны СТ. Составляющие переменного тока связаны исключительно с МОР. Постоянная составляющая фильтруется и в дальнейшей обработке используется только AC компоненты. Тогда мощность и фазу отклика для СТ с порядковым номером N можно определить как:

$$P_{RXN} = (I_{ACN}^2 + Q_{ACN}^2) / Z_0; \quad \phi_{RXN} = \arctg(Q_{ACN} / I_{ACN}), \quad (2)$$

где $Z_0 = 50 \text{ Ом}$ — входное сопротивление приемника.

В случае связи в свободном пространстве мощность принятую антенной СТ с порядковым номером N (рис.1) можно определить как:

$$P_{rCTN} = p_N(\xi) \frac{P_{TX} G_{TX}}{4\pi r_{0N}^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{CTN}(\xi), \quad (3)$$

где $G_{CTN}(\xi)$ и $p_N(\xi)$ - коэффициент усиления антенны СТ с порядковым номером N и коэффициент поляризационного рассогласования в зависимости от контролируемого параметра среды (ξ) соответственно; G_{TX} - коэффициенты усиления антенн считывателя; r_{0N} - расстояние между антеннами считывателя и СТ с порядковым номером N; p - коэффициент поляризационных потерь; λ - длина рабочей волны считывателя.

Мощность переданную в чип N-го СТ с учетом контролируемого параметра среды (ξ) можно найти через коэффициент передачи мощности $T_{ACTN}(\xi)$ из антенны СТ в чип СТ:

$$P_{rCTN} = P_{rCTN} T_{ACTN}(\xi), \quad (4)$$

$$\text{где } T_{ACTN}(\xi) = 1 - |\Gamma_{mN}(\xi)|^2 = \frac{4R_{ACTN}(\xi)R_{CTN}}{|\dot{Z}_{ACTN}(\xi) + \dot{Z}_{CTN}|^2};$$

$$|\dot{\Gamma}_{mN}(\xi)| = \frac{\dot{Z}_{CTN} - \dot{Z}_{ACTN}(\xi)}{\dot{Z}_{CTN} + \dot{Z}_{ACTN}(\xi)} - \text{коэффициент отражения от СТ, который зависит от}$$

рассогласования импедансов чипа $\dot{Z}_{CTN} = R_{CTN} + jX_{CTN}$ и антенны $\dot{Z}_{ACTN}(\xi) = R_{ACTN}(\xi) + jX_{ACTN}(\xi)$ N-го СТ.

С учетом (3) и (4) мощность переданная в чип N-го СТ составит:

$$P_{rCTN} = p_N(\xi) \frac{P_{TX} G_{TX}}{4\pi r_{0N}^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{CTN}(\xi) T_{ACTN}(\xi), \quad (5)$$

Рассеянную в направлении считывателя N-м СТ мощность несложно определить через P_{rCTN} и коэффициент отражения его антенны:

$$P_{OPCTN} = P_{rCTN} G_{CTN}(\xi) |\dot{\Gamma}_{mN}(\xi)|^2 \quad (6)$$

Мощность отклика N-го СТ на входе приемника считывателя с учетом (6) и (2) можно определить по формуле (7):

$${}^{1,0}P_{RXN} = \left({}^{1,0}I_{ACN}^2 + {}^{1,0}Q_{ACN}^2 \right) / Z_0 = \frac{1}{4\pi r_{0N}^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{TX} {}^{1,0}P_{OPCTN} = p_N^2(\xi) \frac{P_{TX} G_{TX}^2}{256\pi^4} \frac{\lambda^4}{r_{0N}^4} G_{CTN}^2 \left| {}^{1,0}\dot{\Gamma}_{mN}(\xi) \right|^2,$$

где ${}^{1,0}\dot{\Gamma}_{mN}(\xi)$ - комплексный коэффициент отражения поля антенной СТ в режиме передачи бинарных данных, который зависит от статических значений коэффициентов отражения и импеданса антенны СТ с учетом влияния параметра ξ :

$${}^1\dot{\Gamma}_{mN}(\xi) = \frac{{}^1\dot{Z}_{CTN} - \dot{Z}_{ACTN}(\xi)}{{}^1\dot{Z}_{CTN} + \dot{Z}_{ACTN}(\xi)} = \frac{1 - \dot{Z}_{ACTN}(\xi)/{}^1\dot{Z}_{CTN}}{1 + \dot{Z}_{ACTN}(\xi)/{}^1\dot{Z}_{CTN}} - \text{режим передачи соответствующего «1»};$$

$${}^0\dot{\Gamma}_{mN}(\xi) = \frac{{}^0\dot{Z}_{CTN} - \dot{Z}_{ACTN}(\xi)}{{}^0\dot{Z}_{CTN} + \dot{Z}_{ACTN}(\xi)} = \frac{1 - \dot{Z}_{ACTN}(\xi)/{}^0\dot{Z}_{CTN}}{1 + \dot{Z}_{ACTN}(\xi)/{}^0\dot{Z}_{CTN}} - \text{режим передачи соответствующего «0»};$$

${}^{1,0}\dot{Z}_{CTN} = \dot{Z}_{CTN} = {}^{1,0}R_{CTN} + j{}^{1,0}X_{CTN}$ - значениями входного импеданса чипа СТ в режиме модуляции цифровым потоком данных.

Тогда изменение мощности на входе приемника считывателя в режиме МОР СТ, составит:

$$\Delta P_{RXN} = {}^1P_{RXN} - {}^0P_{RXN} = p_N^2(\xi) \frac{P_{TX} G_{TX}^2}{256\pi^4} \frac{\lambda^4}{r_{0N}^4} G_{CTN}^2 \left[\left| {}^1\dot{\Gamma}_{mN}(\xi) \right|^2 - \left| {}^0\dot{\Gamma}_{mN}(\xi) \right|^2 \right]. \quad (8)$$

Принимая во внимание, что эффективная площадь рассеяния (ЭПР) СТ режиме передачи бинарных данных определяется как:

$${}^{1,0}\sigma_{ЭПРСТN} = p_N^2(\xi) \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{CTN}^2 \left| {}^{1,0}\dot{\Gamma}_{mN}(\xi) \right|^2, \quad (9)$$

уравнение (8) можно представить в виде:

$$\Delta P_{RXN} = \frac{P_{TX} G_{TX}^2}{64\pi^3} \frac{\lambda^2}{r_{0N}^4} \Delta \sigma_{ЭПРСТN}, \quad (10)$$

где $\Delta \sigma_{ЭПРСТN} = p_N^2(\xi) \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{CTN}^2 \left[\left| {}^1\dot{\Gamma}_{mN}(\xi) \right|^2 - \left| {}^0\dot{\Gamma}_{mN}(\xi) \right|^2 \right]$ - дифференциальная ЭПР СТ.

Для выделения информации передаваемой СТ (например, RN16 или EPC код) посредством МОР с заданной вероятностью ошибки изменение мощности принятого сигнала в режиме приема

бинарных данных должно быть не меньше чувствительности приемника считывателя $\Delta P_{RXN} \geq P_{RX \min}$ и полностью определяется дифференциальной ЭПР СТ ($\Delta \sigma_{ЭПРСТN}$) при фиксированных значениях эффективной изотропно излучаемой мощности передатчика считывателя ($P_{ЭИИМТХ} = P_{ТХ} G_{ТХ}$) и волнового расстояния (r_{0N}/λ). С другой стороны отклик, определяемый (7) или (8), будет наблюдаться только при некоторой минимальной мощности передатчика считывателя $P_{ТХN \min}$, которая связана с пороговой чувствительностью СТ $P_{ПСТN}$ и чувствительностью чипа $P_{ЧСТN}$ соотношением:

$$P_{ЧСТN} = P_{ПСТN} / G_{СТN}(\xi) T_{АЧСТN}(\xi) \leq p_N(\xi) \frac{P_{ТХN \min} G_{ТХ}}{4\pi r_{0N}^2} \frac{\lambda^2}{4\pi}, \quad (11)$$

из которого несложно получить выражение для минимальной эффективной изотропно излучаемой мощности считывателя (МЭИИМС) при которой происходит активация СТ:

$$P_{ЭИИМN \min}(\xi) = P_{ТХN \min}(\xi) G_{ТХ} \geq P_{ПЧСТN} \left(\frac{4\pi r_{0N}}{\lambda} \right)^2 \geq \frac{P_{ПСТN}}{G_{СТN}(\xi) T_{АЧСТN}(\xi) p_N(\xi)} \left(\frac{4\pi r_{0N}}{\lambda} \right)^2 \quad (12)$$

Так как $G_{СТN}(\xi)$, $T_{АЧСТN}(\xi)$ и $p_N(\xi)$ в общем случае являются частотно зависимыми, то при фиксированных значениях $P_{ПЧСТN}$ и волнового расстояния r_{0N}/λ информацию о параметрах ОСиО можно извлечь из анализа частотных зависимостей $P_{ЭИИМN \min}(\xi)$. С целью миниатюризации конструкции СТ его волновые размеры обычно не превышают рабочей длины волны. Поэтому параметры $G_{СТN}(\xi)$, $p_N(\xi)$ при фиксированной поляризации поля считывателя в первом приближении можно считать частотно-независимыми величинами. Коэффициент передачи мощности $T_{АЧСТN}(\xi)$, наоборот, сильно зависит от частоты поля особенно для узкополосных антенн, характеризующихся высокой добротностью $Q = f_0/\Delta f$ (f_0 - Резонансная частота, Δf - полоса пропускания используемой антенны). Минимальная полоса частот определяется максимальной скоростью передачи данных из СТ с учетом кодирующей последовательности и не должна быть менее $\Delta f \geq 2f_{BLF}$ (f_{BLF} - Backscattering Link Frequency). Так как максимальное значение f_{BLF} в стандарте EPC Global Gen2 принято равной 640 КГц максимальная добротность антенны СТ должна быть $Q \leq 670$.

Полагая, что в рабочем диапазоне частот (860...960 МГц) $P_{ПЧСТN} = const$ из (12) следует, что максимальная пороговая чувствительность СТ (минимальное значение $P_{ЭИИМN \min}(\xi)$) соответствует максимальному значению $T_{АЧСТN}(\xi)$ и соответствует комплексно сопряженному согласованию импедансов антенны и чипа СТ с порядковым номером N, т.е. $\dot{Z}_{АСТN} = \dot{Z}_{ЧСТN}^*$. Это условие обеспечивается на резонансной частоте f_0 и требует для активации СТ МЭИИМС ($P_{ЭИИМN \min}(\xi)$). Таким образом, при использовании антенн СТ в качестве датчиков параметра (ξ) мониторинг ОСиО можно осуществить на основе анализа частотной зависимости $P_{ЭИИМN \min}(f)$.

В [4] показано, отклик метки, описываемый (7) наблюдается, когда мощность $P_{ЭИИМN \min}(f)$ всего на 0,1 дБ превышает $P_{ПСТN}(f)$. Это величина определяет минимальное изменения мощности зондирующего сигнала передатчика считывателя при определении пороговой чувствительности $P_{ПСТN}(f)$.

Расчеты, выполненные по формулам (7) и (12) показывают, что при чувствительности современных приемников считывателей $P_{RX \min} \leq -86 \text{ дБм}$, пороговой чувствительности чипов $P_{ПЧСТ} \leq -20 \text{ дБм}$ и $P_{ЭИИМТХ} = P_{ТХ} G_{ТХ} = 3,28 \text{ Вт}$ устойчивый дистанционный беспроводной

контроль параметров ОСиО, основанный на методе анализа частотной зависимости $P_{ПСТН}(f)$, может быть осуществлен на расстоянии между СТ и считывателем не менее 5 метров.

Алгоритм определения резонансной частоты сенсорного транспондера

Определение резонансной частоты отклика СТ основано на методе измерения его пороговой чувствительности. Упрощенный алгоритм измерения пороговой чувствительности СТ представлен на рис.2.

Процесс измерения начинается с установки начальной частоты зондирования f_{min} в синтезаторе частоты и минимального значения мощности зондирующего сигнала в усилителе мощности передатчика считывателя. Далее считыватель посылает команду опроса (*Query*) в зону активации СТ, постепенно увеличивая мощность передатчика до тех пор пока в I и/или Q каналах приемника считывателя не появится устойчивый отклик транспондера в виде 16 битного случайного числа (RN16), сформированного в цифровом блоке чипа. Для увеличения скорости тестирования без снижения точности измерений, увеличение мощности сначала выполняется с большим шагом (порядка 1 дБ), а затем последний шаг повторяется с меньшим шагом (порядка 0,1 дБ). Затем значение уровня мощности передатчика при которой СТ был активирован сохраняется в памяти МР считывателя и синтезатор частоты перестраивается на следующую рабочую частоту с заданным шагом Δf , от которого зависит точность определения резонансной частоты отклика СТ. Этот процесс повторяется до тех пор, пока не будет установлен верхний предел частотного диапазона f_{max} . После сканирования в заданном частотном диапазоне ($\Delta F = f_{max} - f_{min}$) производится поиск максимума пороговой чувствительности (минимального значения $P_{ПСТН}(f)$), которая соответствует резонансной частоте f_0 отклика СТ.

Описанный алгоритм пригоден только для одиночного СТ, поскольку не использует электронный идентификатор, т.е. EPC. Для устранения этого недостатка анализ пороговой чувствительности необходимо производить по отклику метки на этапе передачи EPC кода. Для этого описанный выше алгоритм должен быть дополнен еще одним циклом, состоящим из отправки считывателем команды запроса EPC. Эта операция в протоколе EPCglobal Class-1 Gen-2 реализуется посредством отправки в зону активации СТ принятого на первом этапе RN16, который связан с порядковым номером СТ.

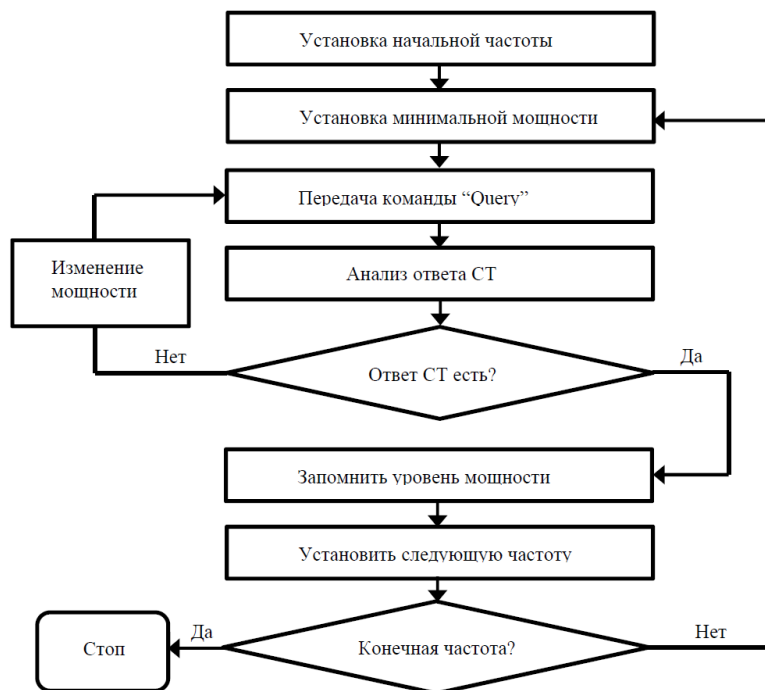


Рис. 2. Алгоритм определения пороговой чувствительности сенсорного УВЧ RFID транспондера

Структура сенсорного транспондера на основе кольцевого разомкнутого резонатора

В качестве возможного варианта АСТ, обладающего ярко выраженными резонансными свойствами, может служить структура, которая состоит из кольцевого разомкнутого резонатора (КРР) (англ. Split-Ring Resonator (SRR)) и УВЧ RFID метки ближнего поля (МБП) (рис.3). При возбуждении резонатора внешним переменным магнитным полем в кольце возникает электрический ток, который, в зависимости от резонансных свойств КРР, создает собственное магнитное поле, усиливающее или ослабляющее внешнее поле. Наличие зазора в кольце позволяет понизить резонансную частоту КРР для длин волн, превышающих диаметр кольца. Таким образом, можно конструировать резонансные структуры меньше, чем длина волны, что критически важно при разработке малогабаритных СТ.

Так как размер КРР меньше, чем резонансная длина волны в свободном пространстве, его электромагнитное поведение можно считать квазистатическим и описать с помощью элементов с сосредоточенными параметрами в виде параллельного колебательного контура с эквивалентной индуктивностью $L_{КР}$ и емкостью $C_{КР}$, резонансная частота которого $f_0 = 1/2\pi\sqrt{L_{КР}C_{КР}}$.

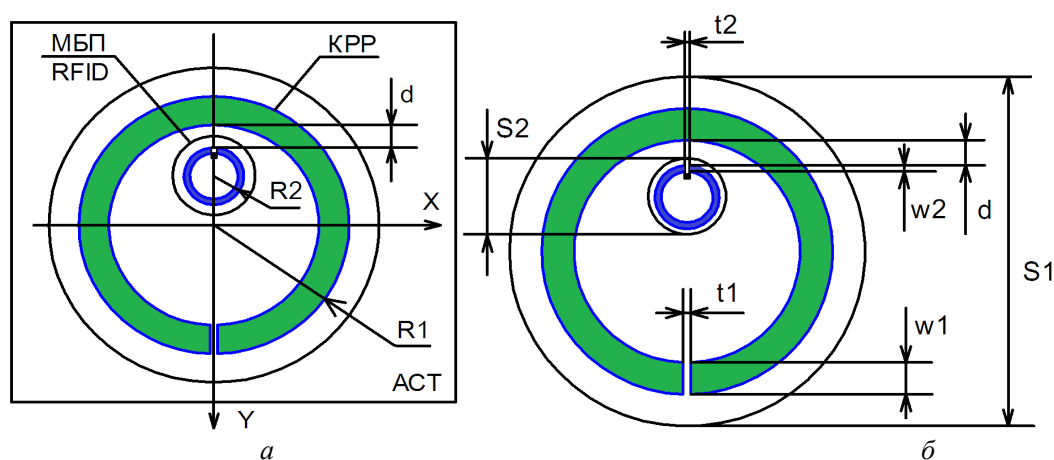


Рис. 3. Структура и основные топологические параметры сенсорного транспондера

Эквивалентная индуктивность $L_{КР}$ зависит от периметра кольца, ширины и толщины полоскового проводника из которого изготовлен КРР. Эквивалентная емкость $C_{КР}$, в основном, определяется геометрическими характеристиками зазора $S(x, y, z)$ и эффективной диэлектрической проницаемостью ($\epsilon_{эф}$) материала в зазоре КРР. Поэтому изменение геометрии зазора $S(x, y, z)$ или $\epsilon_{эф}(x, y, z)$ приводит к изменению резонансной частоты КРР:

$$f_0 [S(x, y, z), \epsilon_{эф}(x, y, z)] = 1/2\pi\sqrt{L_{КР}C_{КР} [S(x, y, z), \epsilon_{эф}(x, y, z)]} \quad (13)$$

Это свойство КРР используется для сенсорных приложений.

С антенной точки зрения, КРР можно рассматривать как свернутый в кольцо полуволновой укороченный симметричный вибратор или как рамочную антенну, резонирующую на частоте первого антирезонанса, возбуждаемую устройством электромагнитной связи (петли) УВЧ RFID МБП. На рисунке 4 представлены результаты электромагнитного моделирования распределения электрического и магнитного поля в окрестности структуры, образованной КРР и УВЧ МБП RFID на резонансной частоте $f_0 = 867$ МГц. В качестве модели УВЧ RFID МБП использовались параметры, соответствующие коммерческой метке типа QF7 (кнопка) с диаметром петли связи 8 мм и установленного в ней чипа Monza 4D. Из представленных результатов видно четкое разделение зон пространственной локализации электрического и магнитного полей, что позволяет использовать это свойство КРР для сенсорных и антенных приложений одновременно. Область локализации электрического поля использовать для контроля диэлектрической проницаемости (емкостной датчик), а область локализации

магнитного поля (индуктивно связанные резонансные цепи) для приема и передачи электромагнитной энергии в окружающее пространство. Оптимальная передачи энергии ЭМП в цепь чипа МБП RFID обеспечивается при условии комплексно сопряженного согласования импеданса чипа метки и входного импеданса резонансной структуры (КРР), трансформированного на входные порты чипа метки через петлю связи. Так как магнитное поле внутри КРР неоднородно с максимальным значением в области диаметрально противоположной зазору КРР (рис. 4 б), то согласование может быть обеспечено за счет приближения или удаления МБП RFID от внутренней кромки КРР, например, изменяя расстояние d (рис.3б). Результаты численного моделирования частотных зависимостей модуля коэффициента отражения на портах устройства связи МБП в зависимости от расстояния d (мм) представлены на рисунке 5. Из приведенных на рис.5 графиков видно, что при удалении внешнего контура устройства связи МБП от внутренней кромки КРР на расстояние $d = 1$ мм достигается хорошее согласование в достаточно узкой полосе частот $\Delta f = 1,5$ МГц.

Заключение

В работе представлены основные расчетные соотношения для определения энергетических характеристик в «прямой» и «обратной» радиолиниях связи между считывающим устройством и пассивными сенсорными транспондерами, позволяющими осуществить мониторинг локальных параметров окружающей среды и объектов (ОСиО). Выполненные расчеты показали, что при чувствительности современных приемников считывателей $P_{RX\ min} \leq -86\text{дБм}$, пороговой чувствительности чипов $P_{ПЧСТ} \leq -20\text{дБм}$ и $P_{ЭИИМТХ} = P_{TX} G_{TX} = 3,28\text{Вт}$ устойчивый дистанционный беспроводной контроль параметров ОСиО, основанный на предложенном методе анализа частотной зависимости $P_{ПЧСТ}(f)$, может быть осуществлен на расстоянии между СТ и считывателем не менее 5 метров. Рассмотрен вариант конструкции СТ с использованием серийно выпускаемой метки ближнего поля и КРР. Численное моделирование такой конструкции показало, что оптимального согласования чипа метки с предложенной резонансной структурой можно достичь без использования дополнительных цепей согласования за счет корректного выбора места установки МБП в КРР.

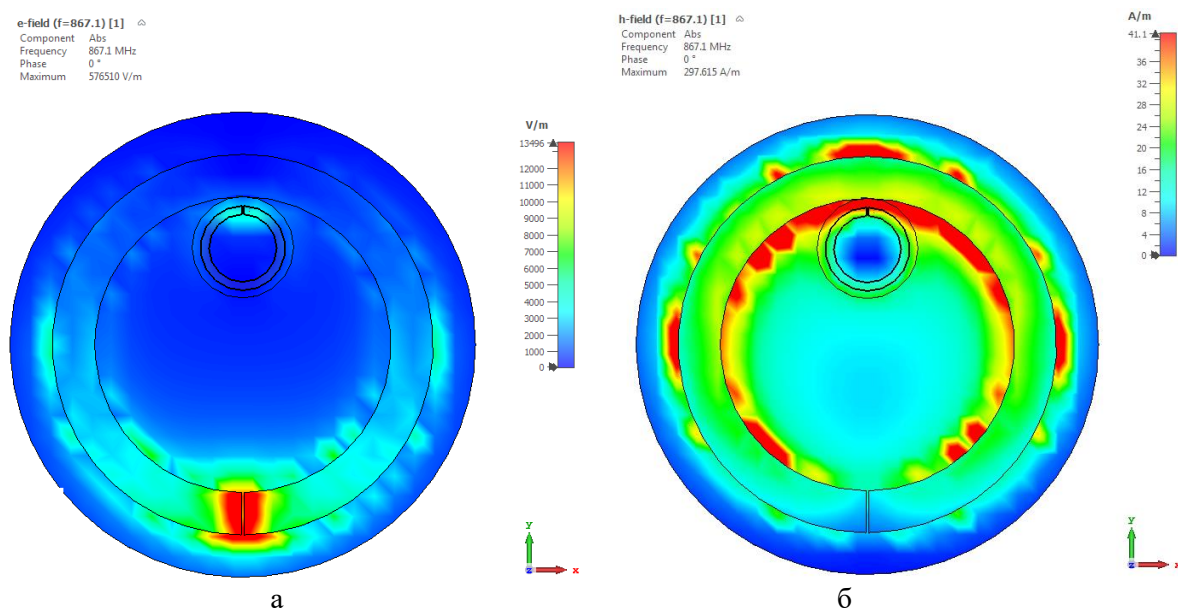


Рис. 4. Распределение напряженностей электрического (а) и магнитного (б) полей в окрестности

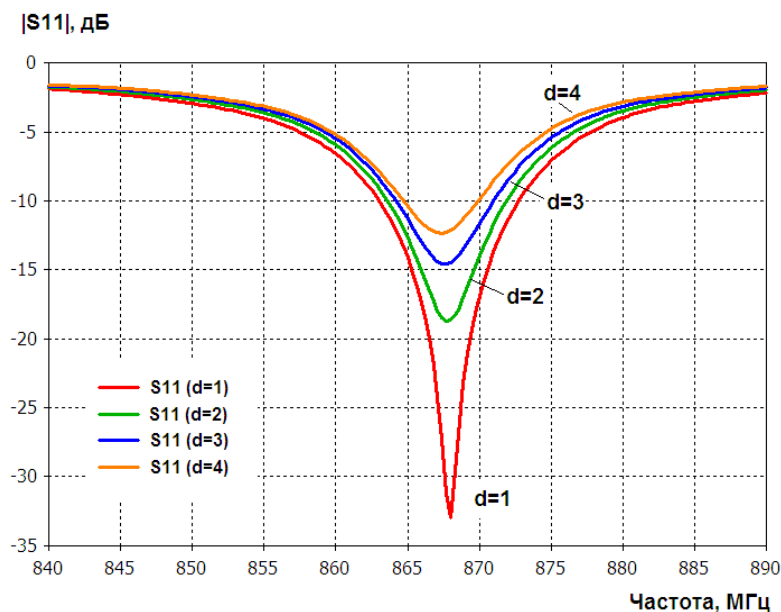


Рис. 5. Частотные зависимости модуля коэффициента отражения на портах устройства связи МБП в зависимости от расстояния d (мм)

Список использованных источников

1. K. Sohraby, D. Minoli, T. Znati «Wireless Sensor Networks: Technology, Protocols, and Applications», Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey , 2007, 328 p.
2. A. Sample and J.R. Smith. The wireless identification and sensing platform. In J.R. Smith, editor, Wirelessly powered sensor networks and computational RFID), NewYork, 2013. Springer SBM
3. Abubakar Sharif, Jun Ouyang, Kamran Arshad, Muhammad Ali Imran, and Qammer H. Abbasi. Passive UHF RFID Tag Antennas-Based Sensing for Internet of Things Paradigm Backscattering and RF Sensing for Future Wireless Communication, First Edition. Edited by Qammer H. Abbasi, Hasan T. Abbas, Akram Alomainy, and Muhammad Ali Imran. 2021 John Wiley & Sons Ltd. Published 2021 by John Wiley & Sons Ltd. pp.133-155
4. Pavel V. Nikitin, K. V. Seshagiri Rao. LabVIEW-Based UHF RFID Tag Test and Measurement System IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 56, NO. 7, 2009, pp. 2374-2380

УДК 004.93'1

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ЛИЧНОСТИ ЧЕЛОВЕКА ПО УШНОЙ РАКОВИНЕ

ЕРНАР Н.

*Евразийский национальный университет имени Л. Н. Гумилёва
(г. Астана, Казахстан)*

Аннотация. Системы распознавания человека, основанные на биометрии, пользуются большим спросом в связи с растущими заботами о безопасности и конфиденциальности. Человеческое ухо уникально и полезно для распознавания. Оно обладает многочисленными преимуществами по сравнению с популярными биометрическими характеристиками лица, радужной оболочки глаза и отпечатков пальцев.

Abstract. Facial recognition concepts based on biometrics are in great demand in the interconnection along with increasing concerns about security and privacy. Human ears are unique and also appropriate for the purpose of definition. It has multiple advantages according to comparison along with popular biometric data of personality, iris and fingerprints.

Введение

За последнее десятилетие было много свидетельств прогресса в области признания прав человека в области пограничной безопасности, наблюдения, контроля доступа, банковского дела и т.д. Люди распознаются на основе знаний (то, что они знают) и биометрии (то, чем является человек). Методы, основанные на владении и знаниях, в реальных сценариях в значительной степени терпят неудачу, поскольку существует вероятность кражи предмета, находящегося во владении, и можно забыть PIN-код, пароль. Из-за этого существует уязвимость к нарушению чьей-либо личности.

В 1890 году французский криминалист [1] впервые определил уникальность структуры уха и предложил использовать его в качестве биометрического. Позднее в 1989 г [2] практически исследовал аспект, собрав 10 000 изображений ушей и определил, что они уникальны. Он также предположил, что уши у близнецов также уникальны. Это исследование подтверждает доказательства уникальной формы человеческого уха. Полиция использовала узоры ушей в качестве доказательства [3] за признание. Кроме того, он использовался в качестве научного доказательства польскими судами [4]. В отличие от изменения лица с возрастом, форма уха остается неизменной в возрасте старше 70 лет [5]. Более того, на изображение в ушах не влияют макияж и выражение лица, в то время как на изображение лица это влияет [6].

Методы распознавания, основанные на биометрии, лучше, чем методы, основанные на владении или знаниях, поскольку они обеспечивают большую безопасность. Таким образом, распознавание людей с помощью биометрических данных является широко распространенным методом. Исследователи сообщили о системах биометрии, использующих физиологические признаки, такие как лицо, отпечаток пальца, радужная оболочка, отпечаток ладони, отпечаток сустава уха. Каждая биометрическая черта имеет свои преимущества и недостатки, и считается, что не существует такой биометрической черты, которая действовала бы как универсальная.

Основная часть

Структура человеческого уха изображена на рисунке 1, показаны 11 основных анатомических компонентов уха. Внешняя часть уха представляет собой спираль, а нижняя часть уха – это мочка, которая окружает ухо. Антиспираль проходит параллельно внешней спирали. Область между внутренней спиралью и нижней ветвью антиспирали образует раковину, которая имеет форму раковины. Нижняя часть раковины переходит в острую межтрагическую выемку. Крест спирали - это область пересечения между спиралью и антиспиралью. Небольшой бугорок на правой стороне межтрагической выемки - это антитрагус. Козелок скрывает ушное отверстие или канал. Треугольная ямка - это небольшое отверстие между спиралью и антиспиралью.



Рис. 1. Структура человеческого уха

Отпечаток пальца и радужная оболочка глаза ненавязчивы и требуют активного участия пользователя при их приобретении. Однако изображения ушей получаются тайно, без согласия цели. Поэтому они полезны при наблюдении и судебном расследовании. Специальный датчик также требуется для захвата данных отпечатков пальцев и радужной оболочки, тогда как изображения уха получаются с помощью существующих камер на мобильном телефоне. Кроме того, это полезно в сценариях, когда доступна только боковая сторона лица человека. Биометрия просит пользователей предоставить несколько характеристик, которые делают ее надежной для обнаружения живости и защищают от различных атак. Человеческое ухо можно комбинировать с биометрическими данными, такими как лицо, радужная оболочка и боковая сторона лица, для повышения безопасности и производительности. Данные для лица и уха могут быть получены одновременно, что приводит к построению мультимодального распознавания.

Производительность биометрической системы уха обычно ухудшается из-за наличия окклюзии волос и освещения. Альтернативой этому является использование инфракрасных изображений, поскольку они генерируются на основе тепловых характеристик тела и не зависят от условий видимого освещения. Недавние исследования по распознаванию человека показали использование инфракрасных изображений и слияние как визуальных, так и инфракрасных изображений. Кроме того, инфракрасные изображения также полезны для обнаружения атаки. В связи с растущим беспокойством по поводу COVID-19 болезни, сенсорные биометрические данные, такие как отпечатки пальцев, радужной оболочки глаза, отпечатки ладоней, можно избежать в целях общественной безопасности. Поэтому существует огромный спрос на бесконтактные биометрические системы для распознавания человека в реальных приложениях, таких как учет посещаемости в офисах, контроль доступа, банковское дело и наблюдение. Лицо также является ненавязчивым биометрическим, но оно сталкивается с проблемой, поскольку лица начинают скрываться под масками. Ухо является полезным биометрическим параметром в этой ситуации из-за его ненавязчивого характера, и его также можно получить, даже когда лицо закрыто маской, поскольку область уха остается открытой.

Заключение

В этой статье мы представили всесторонний обзор существующей работы в области биометрии уха. Он содержит изображения и является сложной задачей для существующих технологий. Результаты показывают, что еще есть возможности для создания новых моделей для неограниченного распознавания уха для повышения производительности. Намечены открытые исследовательские проблемы, которые необходимо решить в ближайшее время.

Список использованных источников

1. Alsaadi I. Physiological biometric authentication systems, advantages, disadvantages and future development: A review. *Int. J. Sci. Technol. Res.* 4, 285–289 (2015)
2. Bertillon A. *La photographie judiciaire: avec un appendice sur la classification et l'identification anthropométriques.* Gauthier Villars, Paris (1890)
3. Iannarell A. *Ear identification.* Paramount Publishing Company, Forensic Identification Series (1989)
4. Kasprzak J. *Forensic otoscopy-new method of human identification* (2015)
5. Ibrahim M.I.S., Nixon M.S., Mahmoodi S. The effect of time on ear biometrics. In: 2011 International Joint Conference on Biometrics (IJCB), 1–6 (2011)
6. Bowyer K.W., Sarkar S., Victor B. Comparison and combination of ear and face images in appearance-based biometrics. *IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell.* 25(9), 1160–1165 (2003)

УДК 004.89:629.375

ИССЛЕДОВАНИЕ СТАТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОЙ ОТРАЖАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ БЛА DJI PHANTOM 3 PRO

ХРАМЕНКОВ А. С., ЧИГРЯЙ В. Г., ЕГОРОВ Ю. Н.

*Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Аннотация. В докладе представлены результаты исследования статической эффективной отражающей поверхности (ЭОП) малоразмерного беспилотного летательного аппарата DJI Phantom 3 PRO для частот 9,3 и 12 ГГц на линейной горизонтальной и вертикальной поляризациях. Исследование ЭОП проводилось методом электродинамического моделирования с использованием специализированного пакета программ CST STUDIO SUITE 2019, а также экспериментальным путем в безэховой камере и с помощью сверхширокополосного автоматизированного измерительно-вычислительного комплекса. В результате анализа отражающих свойств беспилотного летательного аппарата DJI Phantom 3 PRO получены диаграммы обратного вторичного излучения, вычислено среднее значение ЭОП, по критерию согласия Колмогорова-Смирнова оценен вид закон распределения ЭОП.

Abstract. The article presents the results of a study of the static Radar Cross Section (RCS) of the small-sized unmanned aerial vehicle DJI Phantom 3 PRO for frequencies 9,3 and 12 GHz in linear horizontal and vertical polarizations. The study of RCS was carried out by the method of electrodynamic modeling using a specialized software package CST STUDIO SUITE 2019, as well as experimentally in an anechoic chamber and with the help of an ultra-wideband automated measuring and computing complex. As a result of the analysis of the reflective properties of the unmanned aerial vehicle DJI Phantom 3 PRO, diagrams of the back-to-back radiation were obtained, the average value of the RCS was calculated, according to the criterion of agreement Kolmogorova-Smirnova estimate kind of RCS distribution law.

Введение

В настоящее время наблюдается тенденция повышения популярности и широкого применения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов (БЛА) в гражданской сфере. Многие из них приобретаются в любительских целях, другие используются в коммерческих целях, таких как аэрофотосъемка и геодезия. Следует отметить, что в зонах боевых действий коммерчески доступные БЛА могут использоваться в военных интересах. Так малоразмерный БЛА, оснащенный видеокамерой, может применяться сухопутными войсками и использоваться для ведения разведки на тактическом уровне [1]. Имеющиеся в продаже беспилотные летательные аппараты могут быть адаптированы к перевозке небольших, но потенциально смертоносных взрывчатых веществ (например, ручной гранаты). В ходе проведения боевых действий могут быть задействованы БЛА различных типов. Их применение затрудняет скрытное развертывание и изменение позиции вражеских войск и транспортных средств.

В связи с этим актуальной практической и научной задачей является исследование и анализ отражающих способностей малоразмерных БЛА в различном диапазоне частот для различного вида поляризации. Отражающая способность цели характеризуется ее эффективной отражающей поверхностью (ЭОП) [2]. Зависимость ЭОП цели от угла ориентации относительно радиолокатора на цель представляет собой диаграмму обратного вторичного излучения (ДОВИ). Практическая значимость исследования ДОВИ цели заключается в возможности использования результатов при оценивании потенциальной дальности обнаружения малоразмерных БЛА существующими и перспективными радиолокаторами. Научная значимость исследования ДОВИ цели заключается в возможности использования результатов при формировании математической модели радиолокационной цели типа малоразмерный БЛА, а также при выделении отличительных признаков малоразмерных БЛА с целью их селекции на фоне других воздушных объектов и помех.

В рамках научных исследований проводился анализ статической эффективной отражающей поверхности малоразмерного БЛА DJI Phantom 3 PRO. Исследования проводились в X диапазоне для частот 9,3 и 12 ГГц на линейной горизонтальной и вертикальной поляризациях относительно строительной оси БЛА.

Основная часть

Диаграмма обратного вторичного излучения анализируемой цели может быть получена путем экспериментального измерения полей рассеяния реальной цели (масштабной модели) или путем электродинамического моделирования. Для проведения исследований ЭОП малоразмерного БЛА DJI Phantom 3 PRO с помощью систем электродинамического моделирования использовался специализированный пакет программ CST STUDIO SUITE 2019 компании CST [3]. Проведение электродинамического моделирования предполагало наличие трехмерной (3D) модели малоразмерного БЛА. Соответствующая модель БЛА DJI Phantom 3 PRO была взята с веб-сайта GrabCAD.com.

Экспериментальное измерение полей рассеяния реальной цели DJI Phantom 3 PRO проводилось в безэховой камере (БК) на базе учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь» и с помощью сверхширокополосного автоматизированного измерительно-вычислительного комплекса (СШП АИВК) компании Geozondas [4], на базе Республиканского научно-производственного унитарного предприятия «Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси» [5].

На рисунке 1, *а* представлена схема размещения измерительной аппаратуры при проведении исследований ЭОП БЛА DJI Phantom 3 PRO (рисунком 1, *б*) в безэховой камере.

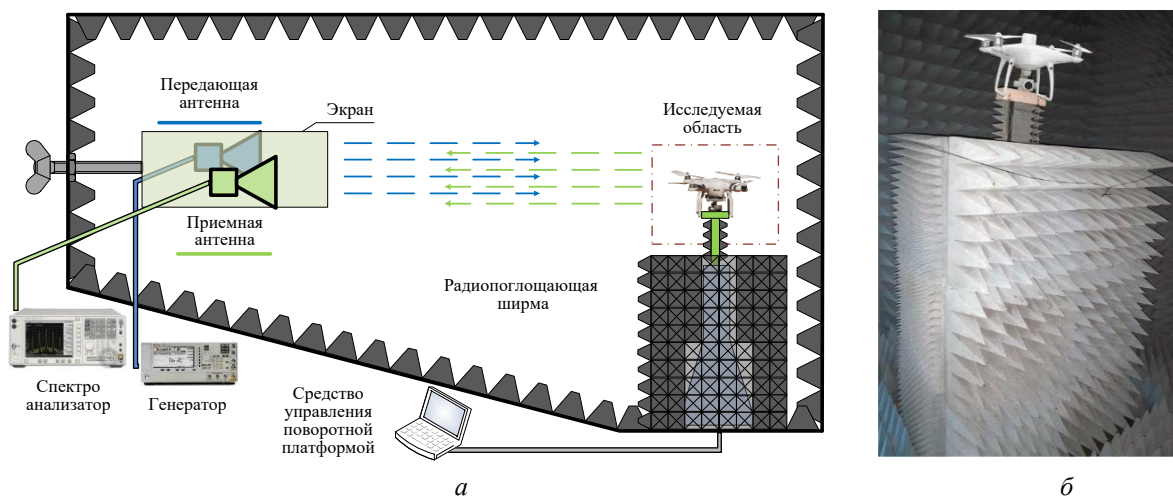


Рис. 1. Схема размещения измерительной аппаратуры при проведении исследований ЭОП в безэховой камере: *а* – внешний вид; *б* – крепление малоразмерного БЛА DJI Phantom 3 PRO

Следует отметить, что в используемой БК не обеспечивается полная компенсация собственных отражений камеры. Таким образом, результаты, полученные в БК, могут использоваться только в качестве грубой оценки среднего ЭОП малоразмерного БЛА и не позволяют судить о форме ДОВИ.

На рисунке 2, *а* представлена схема размещения СШП АИВК компании Geozondas [4] для проведения исследований ЭОП БЛА DJI Phantom 3 PRO (рисунком 2, *б*).

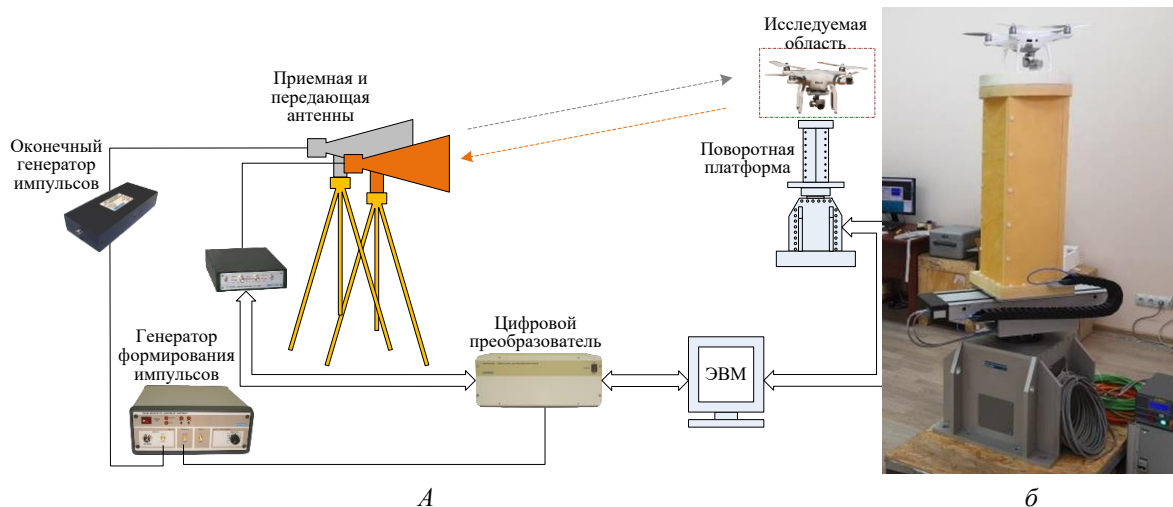


Рис. 2. Схема размещения СШП АИВК компании Geozondas при проведении исследований ЭОП БЛА: *а* – внешний вид; *б* – крепление малоразмерного БЛА DJI Phantom 3 PRO

Применение СШП АИВК позволяет отказаться от использования дорогостоящих безэховых камер и размещать комплекс в обычных помещениях, поскольку при этом обеспечивается возможность временной селекции полезного сигнала и мешающих отражений от стен, пола, потолка. Использование в СШП АИВК сверхкоротких импульсных сигналов, имеющих широкий спектр практически от десятков МГц до десятков ГГц, обеспечивает возможность оперативного проведения исследований. Исследование ЭОП проводится одновременно во всей полосе частот без перестройки передающей и приемной систем.

Оценивание отражательной способности малоразмерного БЛА DJI Phantom 3 PRO проводилось путем электродинамического моделирования и экспериментального измерения (в БК и с помощью СШП АИВК). С этой целью были получены ДОВИ малоразмерного БЛА DJI Phantom 3 PRO применительно

к трем фиксированным значениям углового положения цели в вертикальной плоскости $\Theta = 0^\circ, 10^\circ, 20^\circ$ для частот 9,3 и 12 ГГц на линейной горизонтальной поляризации. На основании измеренных ДОВИ, были получены средние значения ЭОП (σ_{cp}) DJI Phantom 3 PRO. На рисунке 3 представлены средние значения ЭОП DJI Phantom 3 PRO в зависимости от углового положения цели в вертикальной плоскости, полученные различными методами.

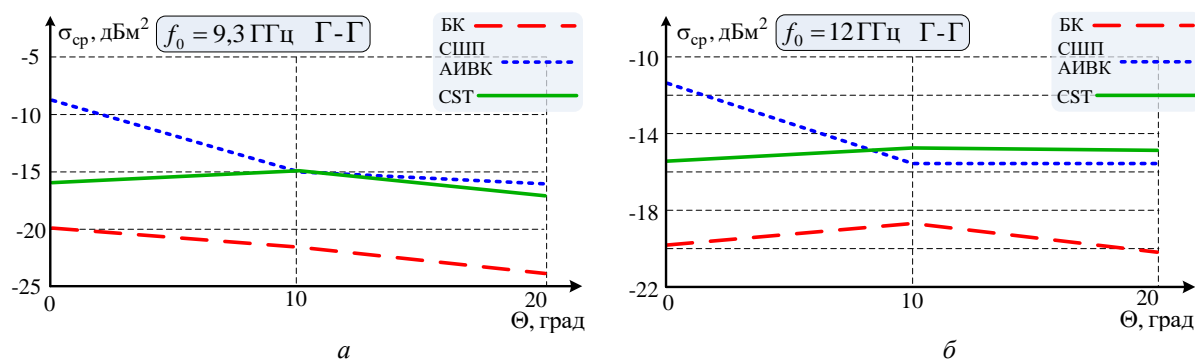


Рис. 3. Зависимости среднего значения ЭОП DJI Phantom 3 PRO в зависимости от углового положения цели в вертикальной плоскости, полученные различными методами для частоты: а – 9,3 ГГц; б – 12 ГГц

Представленные результаты свидетельствуют о том, что средние ЭОП малоразмерного БЛА DJI Phantom 3 PRO, полученные методом электродинамического моделирования в CST STUDIO SUITE 2019 и экспериментального измерения с помощью СШП АИВК, характеризуются схожими значениями $\sigma_{cp} = -7 \dots -16$ дБм². В тоже время эти значения отличны от результатов, полученных в БК, где $\sigma_{cp} = -20 \dots -25$ дБм². Таким образом, дальнейший анализ формы ДОВИ малоразмерного БЛА DJI Phantom 3 PRO проводился по результатам, полученным с помощью электродинамического моделирования в CST STUDIO SUITE 2019 и экспериментального измерения в СШП АИВК.

В качестве примера на рисунке 4 представлены ДОВИ БЛА DJI Phantom 3 PRO, полученные методом электродинамического моделирования в CST STUDIO SUITE 2019 и с помощью СШП АИВК, применительно к значению углового положения цели в вертикальной плоскости $\Theta = 10^\circ$ для частот 9,3 и 12 ГГц на линейной горизонтальной и вертикальной поляризациях.

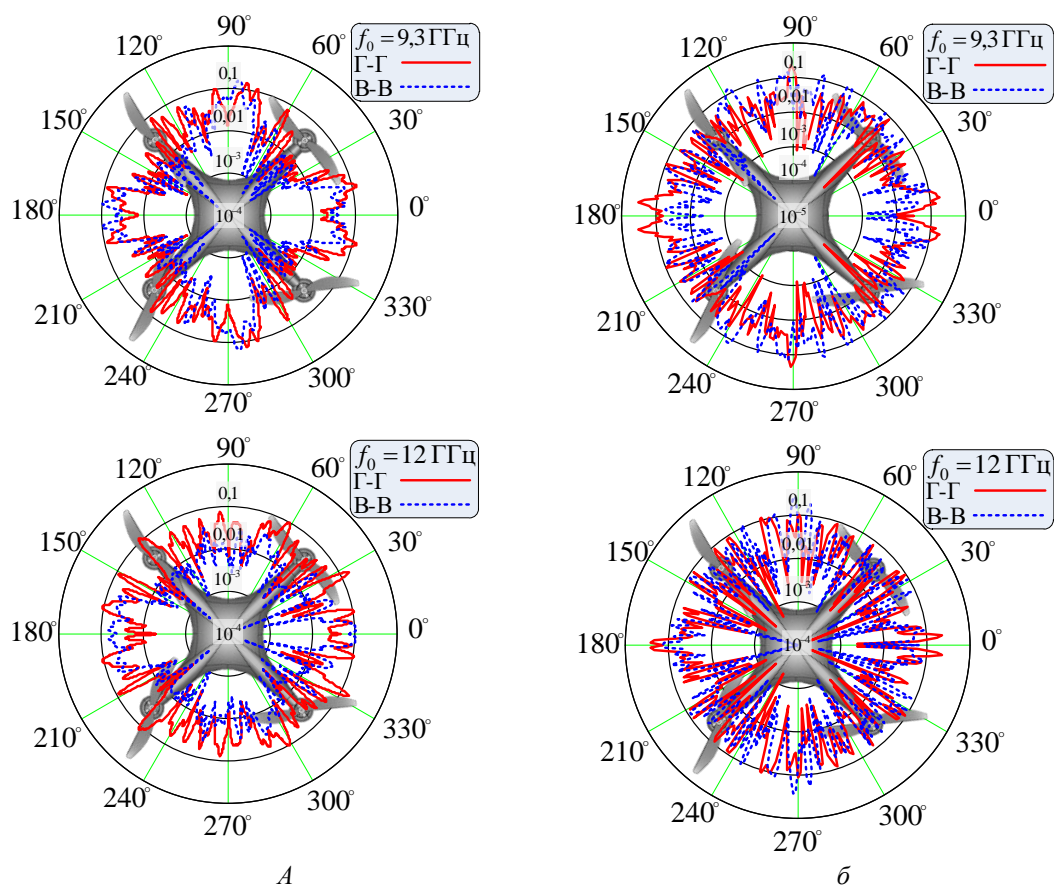


Рис. 4. ДОВИ DJI Phantom 3 PRO, полученные в: а – CST STUDIO SUITE 2019; б – СШП АИВК

Анализ представленных результатов показывает, что форма диаграммы обратного вторичного излучения БЛА имеет изрезанный характер. При этом ширина лепестка ДОВИ с увеличением частоты уменьшается [2]. Отличия в форме ДОВИ, полученной с помощью электродинамического моделирования в CST STUDIO SUITE 2019 (рисунок 4, а) и экспериментального измерения в СШП АИВК (рисунок 4, б), объясняются использованием упрощенной модели БЛА DJI Phantom 3 PRO. При проведении моделирования все детали модели были выполнены из одинакового материала, диэлектрическая и магнитная проницаемость которого определялась параметрами преобладающего материала реального объекта. Среднее значение ЭОП DJI Phantom 3 PRO составило $\sigma_{cp} = 0,025 \text{ м}^2$ при электродинамическом моделировании в CST STUDIO SUITE 2019 и $\sigma_{cp} = 0,036 \text{ м}^2$ при экспериментальном измерении в СШП АИВК.

Поскольку угловое положение радиолокационной цели в пространстве (в вертикальной и горизонтальной плоскостях) можно считать случайным, то и величина ЭОП в каждый отдельный момент времени радиолокационного наблюдения является случайной. Законы распределения этой случайной величины можно определить по рассчитанным (или экспериментально снятым) ДОВИ путем построения соответствующих гистограмм распределения. Гистограмма распределения является наиболее полной характеристикой случайной величины ЭОП [2, 6], с помощью которой можно определить среднее значение, а также квантили заданного порядка p [6].

В интересах анализа закона распределения ЭОП малоразмерного БЛА DJI Phantom 3 PRO, на основании полученных при проведении исследований ДОВИ, были построены гистограммы распределения ЭОП БЛА DJI Phantom 3 PRO. Для оценивания вида плотности вероятности ЭОП малоразмерного БЛА DJI Phantom 3 PRO было выдвинуто гипотезы о виде закона распределения. В качестве гипотетических плотностей распределения выступали: показательное (1), максимального значения (2), лог-нормальное (3), гамма (4), Рэлея (5). На рисунке 5 представлен внешний вид эмпирических гистограмм (получены методом электродинамического моделирования и экспериментального измерения) и гипотетических плотностей распределения [6].

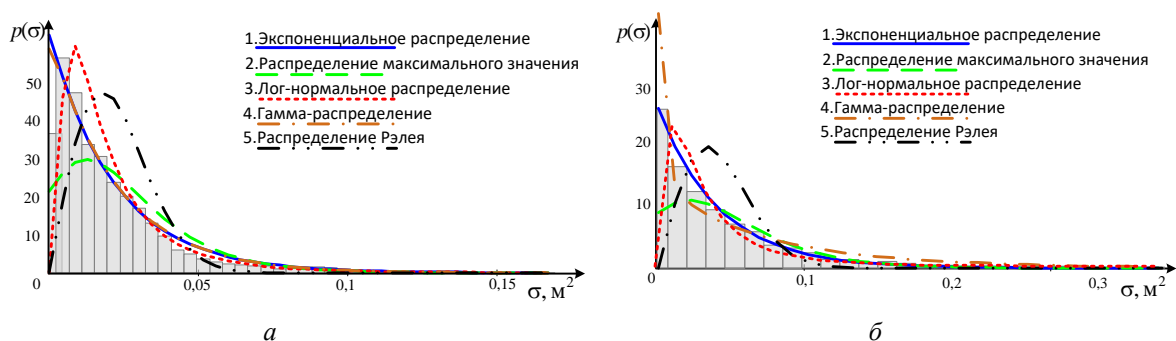


Рис. 5. Эмпирическая гистограмма распределения ЭОП БЛА DJI Phantom 3 PRO, полученная в: *a* – CST STUDIO SUITE 2019; *б* – СШП АИВК

Степень соответствия эмпирической гистограммы и гипотетической плотности распределения оценивалась в соответствии с критерием согласия Колмогорова-Смирнова [7]. Статистика критерия определяется выражением:

$$D_{\sigma} = \max_{\sigma_i} |F_{\sigma}(\sigma_i) - F_{\text{теор}}(\sigma_i, \Theta)|, \quad (1)$$

где $F_{\sigma}(\sigma_i)$ – дискретные отсчеты эмпирической функции распределения ЭОП; $F_{\text{теор}}(\sigma_i, \Theta)$ – дискретные отсчеты теоретической функции распределения ЭОП; Θ – вектор параметров, определяемый в соответствии с теоретической функцией распределения.

Полученная в соответствии с (1) статистика сравнивается с критическим значением $\lambda_{\text{крит}}$:

$$\lambda_{\text{крит}} = \sqrt{\frac{\ln\left(\frac{2}{\alpha}\right)}{2K}}, \quad (2)$$

где α – уровень значимости критерия, K – длина выборки.

В том случае, если полученная статистика D_{σ} (1) меньше критического значения $\lambda_{\text{крит}}$ (2), то выдвинутая гипотеза о виде закона распределения принимается, в противном случае – отвергается.

При оценивании вида закона распределения ЭОП БЛА DJI Phantom 3 PRO, исходя из заданного уровня значимости $\alpha = 0,01$, были рассчитаны критические значения применительно к выборкам, полученным при электродинамическом моделировании в CST STUDIO SUITE 2019 ($\lambda_{\text{крит}} = 0,182$) и при экспериментальном измерении в СШП АИВК ($\lambda_{\text{крит}} = 0,292$). Отличие в критических значениях обусловлено разной длиной выборки, полученной при электродинамическом моделировании и экспериментальном измерении. В таблице 1 приведены результаты оценивания вида закона распределения ЭОП БЛА DJI Phantom 3 PRO по критерию согласия Колмогорова-Смирнова.

Таблица 1. Результаты оценивания вида закона распределения ЭОП БЛА DJI Phantom 3 PRO

Метод исследования	Частота, поляризация	Законы распределения				
		1	2	3	4	5
CST STUDIO SUITE 2019	12 ГГц,	0,059	0,253	0,159	0,061	0,273
СШП АИВК	вертикальная	0,277	0,352	0,309	0,314	0,402

На основании представленных результатов, можно утверждать, что закон распределения ЭОП БЛА DJI Phantom 3 PRO наиболее согласуется с показательным законом распределения.

Заключение

В докладе представлены результаты анализа статической эффективной отражающей поверхности малоразмерного БЛА DJI Phantom 3 PRO. Исследования ЭОП проводились методом электродинамического моделирования и экспериментальным путем применительно для частот 9,3 и 12 ГГц на линейной горизонтальной и вертикальной поляризациях. Электродинамическое моделирование осуществлялось на основе имеющейся 3D модели БЛА DJI Phantom 3 PRO с использованием специализированного пакета программ CST STUDIO SUITE 2019. Экспериментальное исследование ЭОП DJI Phantom 3 PRO проводилось в безэховой камере и с помощью сверхширокополосного автоматизированного измерительно-вычислительного комплекса.

В результате проведенных исследований БЛА DJI Phantom 3 PRO были получены диаграммы обратного вторичного излучения, вычислено среднее значение ЭОП $\sigma_{\text{ср}} = 0,025 - 0,036 \text{ м}^2$, по критерию согласия Колмогорова-Смирнова оценен вид закона распределения ЭОП. Полученная гистограмма распределения ЭОП БЛА DJI Phantom 3 PRO наиболее согласуется с показательным законом распределения. Представленные результаты могут быть использованы в интересах оценивания потенциальной дальности обнаружения малоразмерных БЛА, формирования математической модели радиолокационной цели типа малоразмерный БЛА, а также для анализа отличительных признаков малоразмерных БЛА с целью их селекции на фоне других воздушных объектов и помех.

Список использованных источников

1. Radar Countermeasures for Unmanned Aerial Vehicles / Carmine Clemente, Francesco Fioranelli, Fabiola Colone and Gang Li. – London: SciTech Publishing, 2021. – 394 p.
2. Охрименко, А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч. 1. / А. Е. Охрименко. – М. : Воен. издат., 1983. – 456 с.
3. Курушин, А.А. Проектирование СВЧ устройств в среде CST Microwave Studio / А.А. Курушин, А.Н. Пластиков. – Москва: Издательство МЭИ, 2011. – 155 с.
4. Levitas, V. N. Time Domain Antenna Measurement Systems // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, Sevastopol, Ukraine, 18-22 September 2006 – Sevastopol, 2006. – P. 90 – 95.
5. Интернет-портал Республики Беларусь [Электронный ресурс]. – Режим доступа: Интернет-портал Республики Беларусь [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https:// radiotechnika.by/](https://radiotechnika.by/) – Дата доступа : 14.10.2022.
6. Вадзинский, Р.Н. Справочник по вероятностным распределениям / Р. Н. Вадзинский. – СПб. : Наука, 2001. – 295 с.
7. Лемешко, Б.Ю. Непараметрические критерии согласия / Б.Ю. Лемешко. – Москва: «ИНФРА-М», 2014. – 163 с.

УДК 621.375.4

ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ НА ТРАНЗИСТОРЕ СО СТАТИЧЕСКОЙ ИНДУКЦИЕЙ

ФЕДОСЕЕВ Д. С.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: precisionaudiosystems@gmail.com

Аннотация. В статье рассматриваются результаты исследования транзисторного усилителя мощности звуковой частоты, построенного с использованием отдельных схемотехнических решений, применяемых при проектировании ламповых устройств.

Abstract. The article discusses the results of a study of an audio solid-state power amplifier built using separate circuit solutions used in the design of tube devices.

Введение

В 1960-е годы полупроводниковые приборы (транзисторы) постепенно начали вытеснять электровакуумные приборы (лампы) при построении усилителей звуковой частоты (УЗЧ). Несмотря на определённые преимущества реализованных на транзисторах УЗЧ любители высококачественного звуковоспроизведения стали жаловаться на ненатуральность (неестественность) звука новых устройств и тогда рядом производителей того времени предпринимались попытки придать транзисторным УЗЧ характер звука, который был присущ ламповым.

В 1974 году Дзюньити Нисидзава получил патент специального полевого транзистора с управляющим р-п-переходом, у которого "зависимость тока стока от напряжения на стоке очень точно имитирует зависимость тока анода от напряжения на аноде электровакуумного триода" [1]. На основе данного патента подразделения японских компаний Yamaha и Sony, занимавшиеся производством элементной базы, инициировали выпуск транзисторов 2SK77 и 2SK82 соответственно, которые открыли новую серию полупроводниковых приборов под общим названием VFET (Vertical Field Effect Transistor), получившую в дальнейшем название SIT (Static Induction Transistor) – транзистор со статической индукцией.

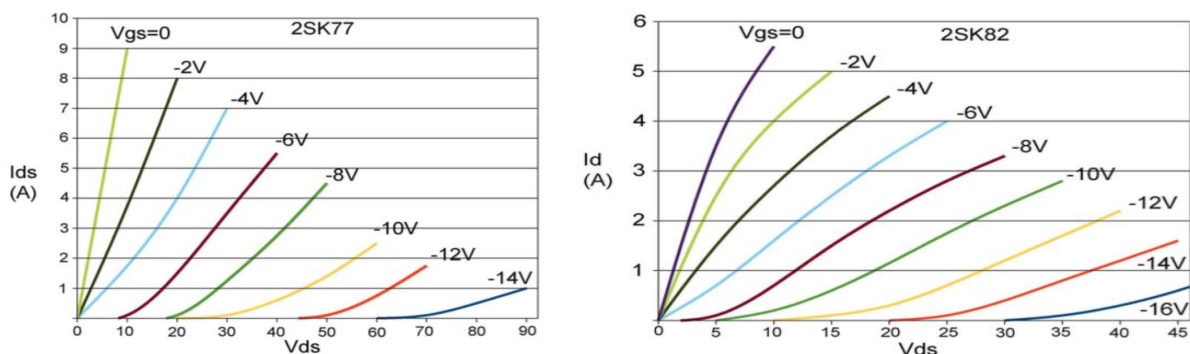


Рис.1. Вольт-амперные характеристики транзисторов 2SK77 и 2SK82.

Как видно из рисунка 1, данные вольт-амперные характеристики схожи с характеристиками триодов, например, триода прямого накала 300B, разработанного американской компанией Western Electric (рисунок 2).

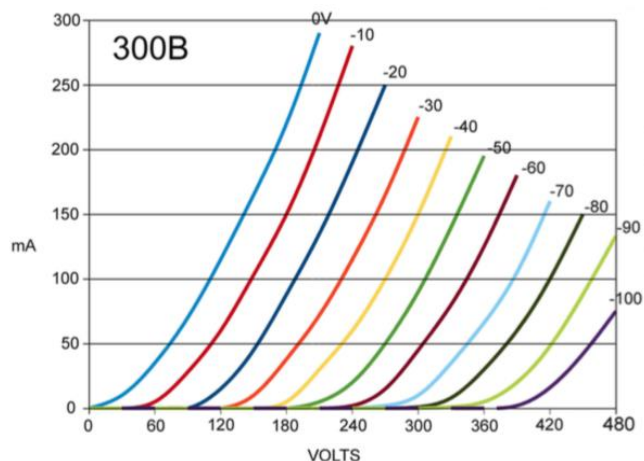


Рис. 2. Вольт-амперная характеристика триода 300В.

В настоящее время японская компания Digital do MaiN и американская Pass Labs возобновили выпуск транзисторов со статической индукцией (2SK77B и SIT-1 соответственно) для производства собственных усилителей мощности звуковой частоты (УМЗЧ).

Результаты исследования

С помощью программно-аппаратного комплекса Audio Precision SYS2722 был исследован однотактный УМЗЧ, работающий в классе А без цепи отрицательной обратной связи, построенный по схеме Нэльсона Пасса [2]. В качестве выходных транзисторов данного УМЗЧ используются транзисторы со статической индукцией SIT-1, произведённые компанией SemiSouth Laboratories, Inc., вольт-амперная характеристика которых представлена на рисунке 3.

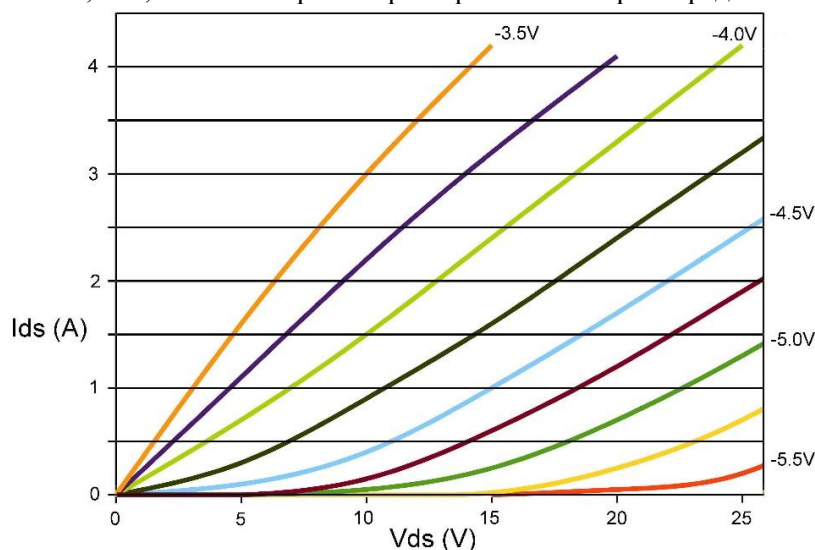


Рис. 3. Вольт-амперная характеристика транзистора SIT-1.

- 1) Коэффициент усиления по напряжению на эквиваленте нагрузки 8 Ом составил 11,3 дБ.
- 2) Значение входного импеданса в области НЧ и СЧ составило 200 кОм, а начиная с частоты 20 кГц, упало до 151 кОм.
- 3) Значение выходного импеданса составило 0,25 Ом на частотах 20 Гц и 1 кГц, и 0,265 Ом на частоте 20 кГц.
- 4) Амплитудно-частотная характеристика (рисунок 4) плоская до 10 кГц, со спадом -0,8 дБ на 20 кГц. Синим и красным цветом показаны соответствующие значения для левого и правого каналов на эквивалент нагрузки 8 Ом, голубым и пурпурным – соответствующие значения на эквивалент нагрузки 4 Ома, зелёным – на эквивалент нагрузки 2 Ома.

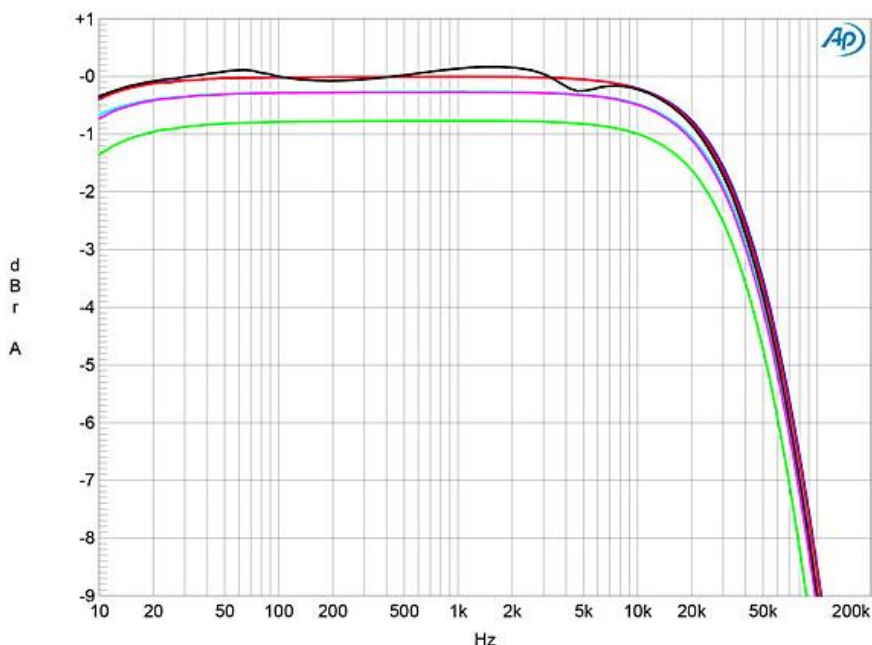


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика.

5) Сигнал на выходе исследуемого УМЗЧ на эквиваленте нагрузки 8 Ом при подаче на вход сигнала прямоугольной формы с частотой 10 кГц (рисунок 5) имеет короткое время нарастания и лишён выбросов.

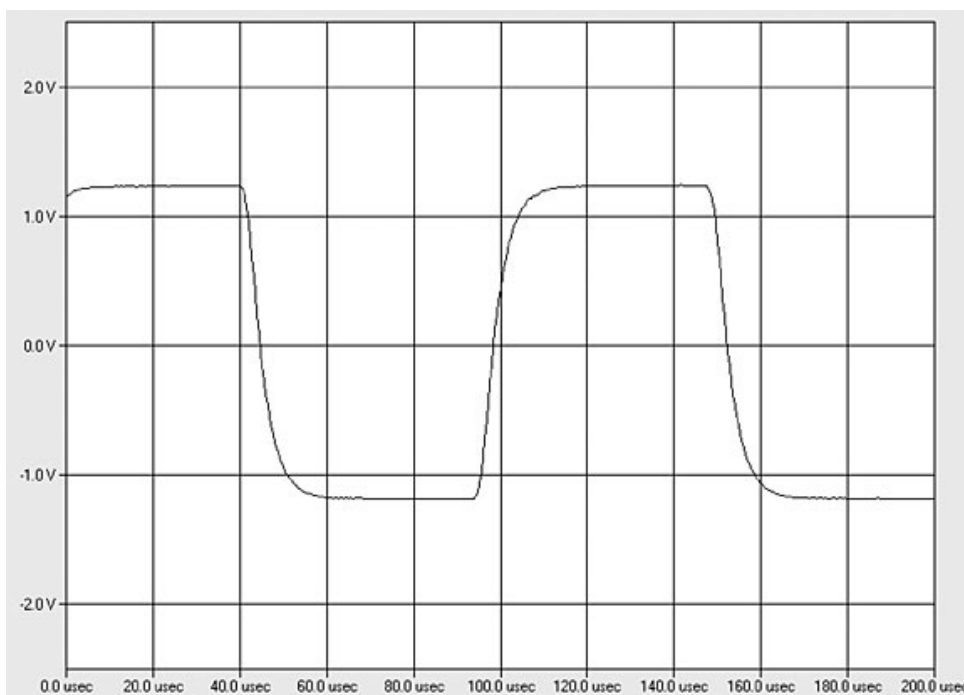


Рис.5. Реакция УМЗЧ на сигнал прямоугольной формы.

6) Разделение каналов составило ~ 100 дБ на частотах ниже 1 кГц и ~74 дБ на частоте 20 кГц.

7) Широкополосное невзвешенное отношение сигнал/шум (при закороченном входе) составило 87,3 дБ и 95,4 дБ для левого и правого каналов соответственно. При ограничении полосы частот диапазоном 20 Гц – 20 кГц отношение сигнал/шум возросло до значений 94,5 дБ и 98,1 дБ для соответствующих каналов. А-взвешенное значение составило 107 дБ.

8) Выходная мощность УМЗЧ составляет 18 Вт на канал при нагрузке 8 Ом (12,55 дБ*Вт). При пороге, когда коэффициент гармонических искажений + шум (THD+N) достигает 1% (рисунок 6. а), выходная мощность ограничивается значением 8,4 Вт (9,24 дБ*Вт), а при пороге 3% - 18 Вт. При сопротивлении нагрузки 4 Ом исследуемый усилитель имеет выходную мощность 16,8 Вт (9,24 дБ*Вт) при значении THD+N равном 1% (рисунок 6. б), при 3% - 36 Вт.

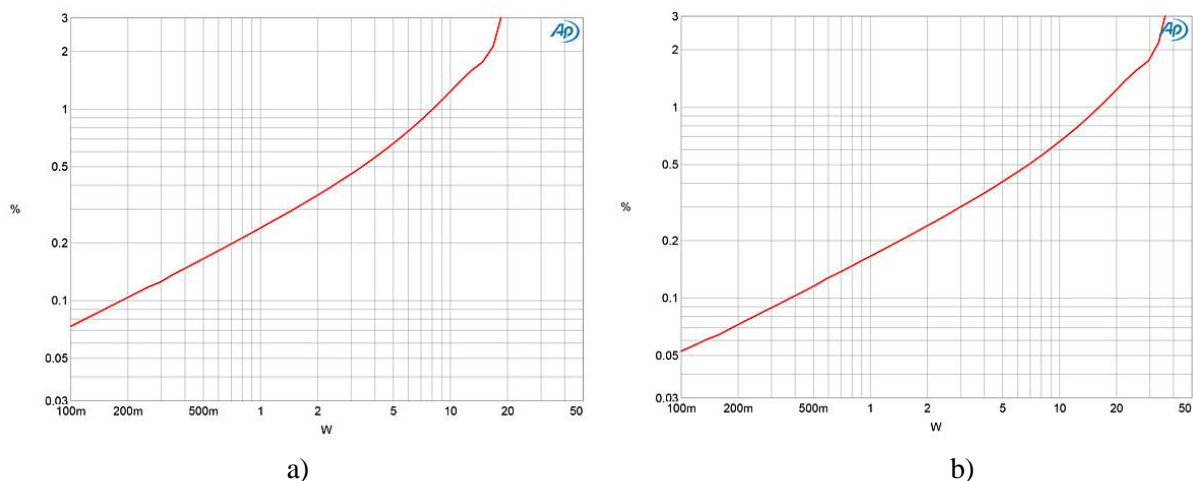


Рис. 6. Коэффициент гармонических искажений, а – на нагрузке 8 Ом, б – на нагрузке 4 Ом.

На основании графиков, представленных на рис. 6. а и рис. 6. б можно сделать вывод, что значения THD+N возрастают линейно по мере увеличения выходной мощности, что является характерным для одноконтурных УНЧ.

9) Уровень THD+N оставался практически неизменным в диапазоне частот 20 Гц – 20 кГц, но увеличивался с понижением импеданса нагрузки (рисунок 7). Синим цветом показано значение для левого канала, красным - для правого при нагрузке 8 Ом, голубым и пурпурным – соответствующие значения при нагрузке 4 Ом, серым – при нагрузке 2 Ома (левый + правый каналы).

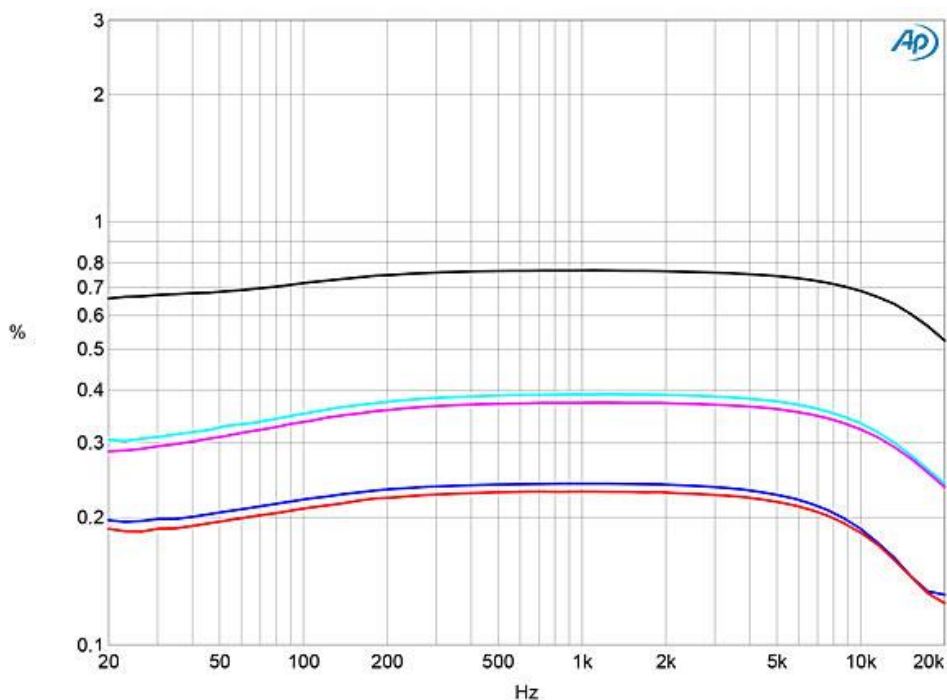


Рис. 7. Уровень THD+N в зависимости от значения импеданса нагрузки.

10) На основании исследования спектра синусоидального сигнала частотой 50 Гц на выходе исследуемого УМЗЧ при выходной мощности 1 Вт (рисунок 8. а) и 5 Вт (рисунок 8. б) на нагрузке 8 Ом можно сделать вывод, что соотношения между уровнями 2-ой и 3-ей гармоник остаются постоянными с увеличением значения выходной мощности.

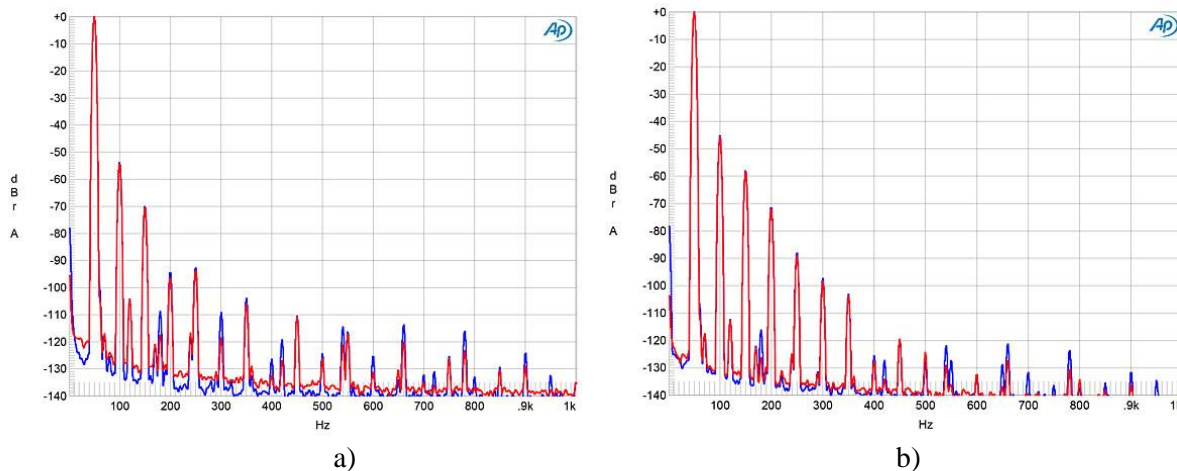


Рис. 8. Спектр синусоидального сигнала частотой 50 Гц, а – при 1 Вт, б – при 5 Вт.

11) При подаче на вход исследуемого УМЗЧ смеси тонов 19 и 20 кГц уровни интермодуляционных продуктов более высокого порядка были относительно низкими (рисунок 9. а), хотя уровень разностного продукта второго порядка составил -54 дБ (0,15 %). При снижении импеданса нагрузки в 2 раза данные уровни сохранились (рисунок 9. б).

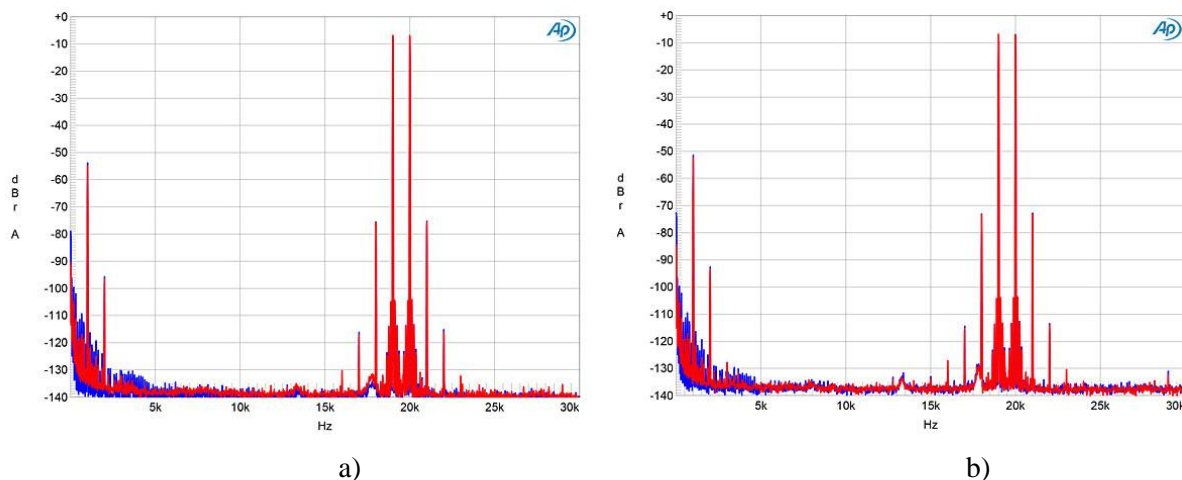


Рис. 9. Интермодуляционный спектр, а – на нагрузке 8 Ом, б – на нагрузке 4 Ом.

Заключение

Исследованный УМЗЧ, построенный на транзисторе со статической индукцией, имеет результаты измерений, свойственные для однотактных ламповых УМЗЧ на триодах, работающих в классе А и не охваченных обратной связью.

Список использованных источников

- 1 Field Effect Semiconductor Device Having An Unsaturated Triode Vacuum Tube Characteristics : пат. США 3,828,230 / Jun-Ichi Nishizawa ; заявл. 28.07.72 ; опубл. 06.08.74 // United States Patent Office.
- 2 Reichert, H. First Watt SIT-3 power amplifier / H. Reichert, J. Atkinson // Stereophile. – 2019. – Vol.42, №2. – P. 120-123.

УДК 004.056.5:004.6

ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ АНАЛИЗ ПО ХРАНЕНИЮ КОНФИДЕНЦИАЛЬНОСТИ И ПУБЛИЧНОМУ АУДИТУ В ОБЛАЧНОМ ХРАНИЛИЩЕ

ЖОЛДЫ Т. М.

*Евразийский национальный университет имени Л.Н.Гумилёва
(г. Астана, Казахстан)*

Аннотация. Технология облачного хранения набирает популярность, поскольку позволяет пользователям выполнять больше работы при экспорте данных в облако. Он должен гарантировать, что только законный клиент или аутентифицированный пользователь может получить доступ к администрированию и никто другой. Одной из проблем является конфиденциальность данных в облачном хранилище и защита от многих проблем, связанных с аутсорсингом облачных данных, по сравнению с облачным аутсорсингом. Шифр находится в облаке. Помимо этого, исследовательская деятельность определяет публичный источник с целью новейшего прямого допуска, что возможно проконтролировать различным источником. Предлагаемая модель отпустит собственную сведения в публичные информации.

Annotation. Cloud storage technology is gaining popularity as it allows users to do a lot of the work of exporting data to the cloud. It must ensure that only a legitimate client or authenticated user can access administration and no one else. One of the concerns is data privacy in cloud storage and protection from many of the problems associated with cloud data outsourcing compared to cloud outsourcing. The cipher is in the cloud. In addition, research activity pursues a public source with the aim of subsequent direct hit. The proposed model releases the new information to the public.

Введение

Облачное хранилище рассматривается точно, как обыкновенный научно-технический прорыв. Облачные вычисления — это самый новый метод осуществить вычисляемые силы вместе с поддержкой удаленных серверов, которые дают средства с целью сохранения, вычислений, а также общего применения дополнений. Способности подобных сервисов становятся актуальными с целью огромного числа информации с применением приборов для сохранения, а также обработки. При случае единичные личности либо компании передают личные сведения подобным ресурсам, они уязвимы для 3 персон, так как сведения могут быть тронуты, а также ошибочно истолкованы. Допустимым решением для предоставления конфиденциальности информации способен быть за кодирование.

Кодирование — есть процедура хранения цифровой информации либо текстового информации в ином представлении, обеспечивающем защиту с разной неразрешенной сведениями. Национальное организация способен применять данную платформу с целью исследования безопасного и еще эффективного метода обмена бумагами, а также информацией в облаке. Процедура извлечения в главном потребует весьма кратковременного периода с целью извлечения закодированных информации, поэтому необходимы разнообразные постановления с целью безопасного сохранения информации в полупроводниках для облака. Один из вероятных заключений, способных избежать неразрешенную информативную защищенность хакеров, считается шифрование документов, хранящихся в облаке.

Общеизвестно, что облачное хранилище может стать настоящей находкой для различных предприятий и клиентов. Его будущие приложения охватывают многие аспекты вычислений и, возможно, никогда не будут полностью реализованы. Облачные вычисления позволяют настроить несколько прав в разных местах и не так бюрократичны, как сопоставимые сервисы, обеспечивая высокий уровень безопасности и простой в использовании интерфейс. Ваша личность и личность этих людей должны храниться постоянно, что не допускается при использовании облака. Обмен информацией также важен. Это можно сделать с помощью мобильных устройств, таких как смартфоны и планшеты, а также через Интернет.

Основная часть

Определение способов конфиденциальной передачи данных. Для решения этой проблемы необходимо использовать криптографические механизмы, обеспечивающие надежное шифрование данных. Как известно, существует два типа алгоритмов шифрования — симметричные и асимметричные. Симметричное шифрование дает огромное преимущество с точки зрения скорости шифрования и снижения нагрузки на вычислительные ресурсы, но его надежность уступает асимметричному шифрованию из-за специфики аппаратной реализации некоторых математических преобразований. Конечно, использование смешанного шифрования имеет значительные преимущества. В качестве реализации рассмотрим следующие алгоритмы шифрования AES, RSA:1. Стандарт AES представляет собой алгоритм симметричного блочного шифрования.

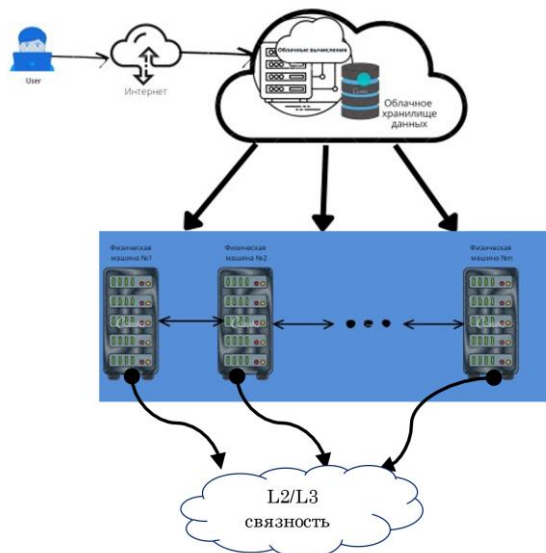


Рис. 1. Функциональная архитектура облачных сред

Алгоритм основан на нескольких заменах, подстановках и линейных преобразованиях, каждое из которых выполняется блоками по 16 байт. Операции повторяются несколько раз, каждая из которых называется «раунд». В каждом раунде вычисляется уникальный ключ раунда, который включается в расчет на основе ключа шифрования. Из-за схожей блочной структуры AES изменение даже одного бита в ключевом или текстовом блоке приводит к полной смене всего шифра, что является явным преимуществом перед традиционными потоковыми шифрами. Благодаря описанным преимуществам шифрование AES является криптографически стойким по результатам исследования Агентства национальной безопасности США.

2.RSA — один из самых успешных алгоритмов асимметричного шифрования на сегодняшний день. В отличие от традиционных систем симметричного шифрования, RSA работает с двумя разными ключами: «открытым» ключом и «закрытым» ключом. Оба работают вместе, и сообщение, зашифрованное одним, может быть расшифровано только другим. Поскольку закрытый ключ нельзя вычислить из открытого ключа, последний можно хранить в открытом доступе. Безопасность RSA основана на математической проблеме целочисленной факторизации. Зашифрованное сообщение обрабатывается как большое число. При шифровании его возводят в степень ключа и делят с остатком на произведение первых двух. Повторив процесс с другим ключом, вы можете получить исходный текст. Самый известный трюк — включить множитель, используемый при делении.

Сегодня невозможно выполнить такую факторизацию для чисел больше 768 бит. Поэтому современные системы шифрования используют минимальную длину ключа 3072 бита. Важно отметить, что для снижения вероятности перехвата передаваемого сообщения в открытом виде шифрование данных должно происходить до того, как информация покинет браузер пользователя (то есть до отправки сообщения на сервер).

Рассмотрим защищенный протокол передачи данных TLS v1.2, в котором реализованы алгоритмы шифрования информации на основе уже рассмотренных алгоритмов AES, RSA, аутентификации пользователя и контроля целостности данных.

Работа протокола TLS начинается с согласования используемой версии протокола, метода шифрования данных между узлами соединения, а также проверки валидности полученных сертификатов, после чего будет установлен криптографически безопасный канал. Отметим, что шифрование с открытым ключом следует использовать только в начальной процедуре настройки соединения, что позволяет определить общий секретный ключ шифрования без предварительного знания узлов соединения. После настройки туннеля необходимо использовать симметричную криптографию, связь в рамках текущей сессии будет шифроваться именно установленными симметричными ключами.

Таким образом, было показано, что использование протокола TLS v1.2 позволяет создать конфиденциальный канал передачи данных. Следует, отметить, что механизмы работы этого протокола не предусматривают контроль времени жизни каждой пользовательской сессии и повторную аутентификацию клиента с целью возобновления сессии в случае разрыва соединения. Также отметим, что протокол TLS v1.2 не позволяет проводить аутентификацию самого пользователя, поэтому мы будем рассматривать механизм аутентификации пользователей по протоколу OAuth2.0.

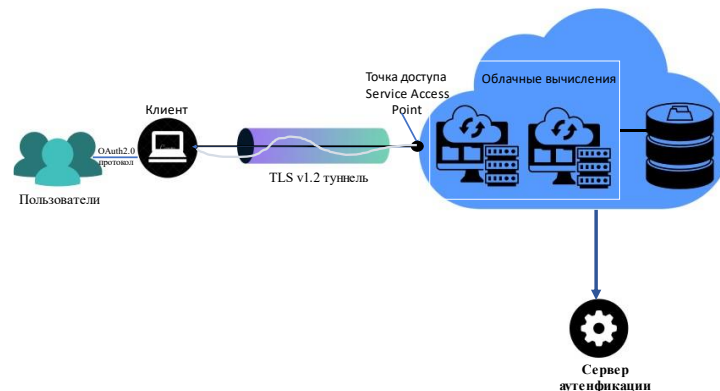


Рис. 2. Концептуальная схема построения защищенной облачной среды

Заключение

В работе рассмотрены алгоритм установления безопасного TLS-соединения на основе обмена открытыми криптографическими ключами, алгоритм обмена сертификатами для проверки валидности узлов, участвующих в обмене конфиденциальными данными, а также алгоритм проверки целостности информации, полученная принимающей стороной хоста (клиентом или сервером), на основе расчета суммы MAC-адресов каждого отправленного сообщения. Оказалось, что для создания надежного TLS-соединения важно иметь возможность аутентифицировать клиентскую часть приложения, а не самого пользователя.

В заключение исследования представлена обобщенная схема организации безопасного доступа к облачной среде, включающая рассмотренные ранее механизмы, гарантирующие целостность, конфиденциальность и доступность.

Следующими этапами исследования можно считать рассмотрение способов хранения конфиденциальной информации в зашифрованном виде, а также методов ее обработки и поиска в облачных хранилищах.

Список использованных источников

1. NIST SP 800-144 Guidelines on Security and Privacy in Public Cloud Computing. December 09, 2011. 80 p. URL: http://www.nist.gov/customef/get_pdfem?pub_id=909494
2. Side root Qing, Takamatsu, Shao Bilin. For cloud storage distributed storage security architecture [J]. Journal of Xi'an Jiao Tong University. 2011 (04).
3. Feng Dengguo, Aman Chang, Zhang Yan, Xu Zhen. Research on the security of cloud computing [J]. software journal. 2011 (01).
4. "Security Architecture of Cloud Computing", V.KRISHNA REDDY 1, Dr. L.S.S.REDDY, International Journal of Engineering Science and Technology (!JEST), Vol. 3 No. 9 September 2011.
5. Chopde, International Journal of Computer Applications (0975 - 8887) Volume 34- No.9, November 2011
6. A.O. Al-Badrani, M.Y. Saif, Review of security challenge facing a cloud-based organization, Int. I. 7 (2018).
7. Z.A. Musaylim, N. Jhanjhi, Comprehensive review: protecting user privacy in mobile cloud computing services, Wirel. Perscom. 111 (2020) 541-564

УДК 621.396.677.51

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ВХОДНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ ДЛЯ КОРРЕЛЯЦИОННО-ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОГО ПЕЛЕНГАТОРА С ОРТОГОНАЛЬНО ПОЛЯРИЗОВАННЫМИ ПРИЕМНЫМИ КАНАЛАМИ, РАЗМЕЩЕННЫМИ НА КРИВОЛИНЕЙНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

БАШКОВА М. А., КОЗЛОВ С. В.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

Аннотация. Рассмотрен вариант геометрии корреляционно-интерферометрического пеленгатора с антенной системой в виде набора ортогонально ориентированных пар диполей, размещенных по криволинейной поверхности в виде половины эллипсоида. Разработана геометрия антенной системы, а также приведены основные соотношения математической модели для аналитической записи сигналов на выходах приемных каналов и их последующего воспроизведения при имитационном моделировании. Разработанная модель представляет собой составную часть модели корреляционно-интерферометрического пеленгатора сигналов с произвольной поляризацией в азимутальной и угломестной плоскостях и может быть использована для исследования точностных характеристик совместного оценивания угловых координат и поляризационных параметров источников радиоизлучения.

Abstract. A variant of the geometry of a correlation-interferometric direction finder with an antenna system in the form of a set of orthogonally oriented pairs of dipoles placed along a curved surface in the form of a half ellipsoid is considered. The geometry of the antenna system has been developed, as well as the main relationships of the mathematical model for the analytical recording of signals at the outputs of the receiving channels and their subsequent reproduction in simulation modeling. The developed model is an integral part of the model of the correlation-interferometric direction finder of signals with arbitrary polarization in the azimuthal and elevation planes and can be used to study the accuracy characteristics of the joint estimation of the angular coordinates and polarization parameters of radio emission sources.

Постановка задачи

В практике радиомониторинга [1,2] может иметь случай размещения приемных элементов (ПЭ) пеленгаторной антенной решетки корреляционно-интерферометрического пеленгатора на поверхности с произвольной кривизной (сфера, эллипсоид, оживало, конус и т.д.). При этом из-за конструктивных ограничений выполнить требования по одинаковой поляризации ПЭ невозможно, и векторные диаграммы направленности всех ПЭ будут различны [3-6]. Поэтому алгоритмы обработки сигналов для такого пеленгатора должны быть развиты для сигналов с произвольной, отличной от линейной, поляризацией [3], для которой имеет место ненулевой сдвиг фаз ортогонально поляризованных компонентов электромагнитной волны.

Геометрия рассматриваемой антенной системы приведена на рисунке 1. Ортогональные по поляризации приемные элементы (диполи, двухпортовые микрополосковые антенны и т.д.) размещены по касательной к поверхности с произвольной кривизной вкруговую по азимуту и в несколько ярусов, причем ярусы могут быть смещены друг от друга на некоторый угол по азимуту. Заданы исходные данные в виде радиуса эллипсоида, на котором размещены ПЭ в виде перпендикулярно расположенных пар диполей с общим числом $N_{\Sigma} = N_1 N_2$, где N_1 – число рядов ПЭ по азимуту; N_2 – число ярусов ПЭ по углу места. Длина плеча (половина общей длины) всех диполей одинакова и составляет L_d . Пространство, ограниченной поверхностью, является непрозрачным для электромагнитных волн, но сама поверхность не является отражающей.

Источник полезного сигнала имеет произвольную поляризацию и расположен под углами α_c и β_c (азимут, угол места). Вертикальной (основной) считается поляризация в плоскости падения, проведенной через нормаль $\mathbf{n} = (0, 0, 1)^T$ и направление на источник. Горизонтальная поляризация перпендикулярна вертикальной.

Назначение разрабатываемой математической модели – получение аналитической записи сигналов на выходах приемных каналов для сигнала с произвольной поляризацией для множества ортогональных по поляризации приемных элементов, расположенных на поверхности с произвольной кривизной для отработки способов и алгоритмов совместного измерения угловых

координат и поляризационных параметров источника излучения.

Для такой антенной системы амплитуды и фазы принимаемых каждым приемным элементом сигналов зависят от большого числа параметров, таких как поляризационные параметры полезного сигнала – угол наклона γ_c плоскости поляризации сигнала и сдвиг фаз φ_c ортогонально поляризованных компонентов электромагнитной поля [5,6], и от направления прихода сигнала в азимутальной α и угломестной β плоскостях.

Это требует разработки и верификации математической модели входной реализации с ее последующим использованием как составной части модели корреляционно-интерферометрического пеленгатора для сигналов с произвольной поляризацией и определения потенциальных характеристик точности совместного определения угловых координат и поляризационных параметров сигнала.

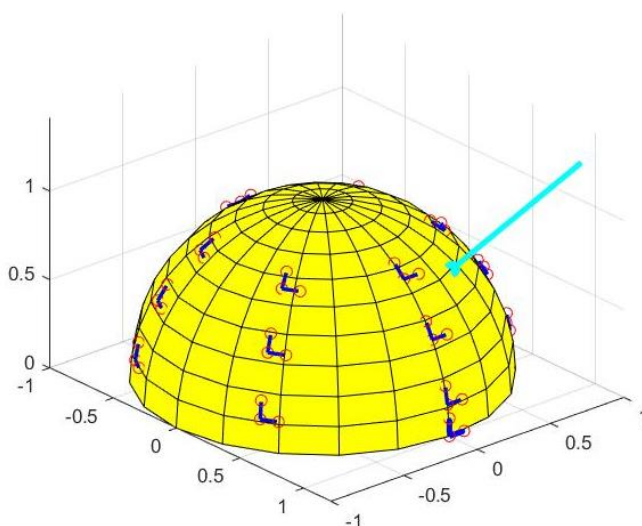


Рис. 1. Геометрия антенной системы

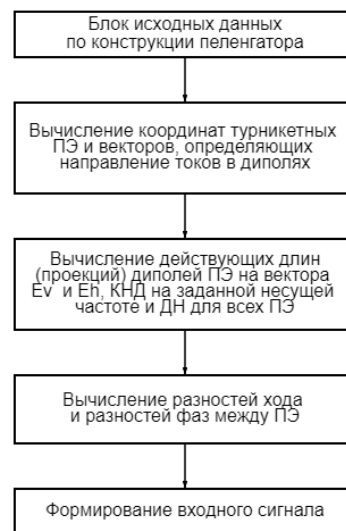


Рис. 2. Структурная схема компьютерной модели

Основные расчетные соотношения

Структурная схема компьютерной модели представлена на рисунке 2. Алгоритм для формирования входного сигнала включает следующие этапы:

- 1) задание исходных данных по геометрии антенной системы;
- 2) вычисление координат фазовых центров ПЭ и векторов \mathbf{v}, \mathbf{h} , определяющих направление тока в вертикально и горизонтально ориентированных диполях;
- 3) вычисление действующих длин диполей ПЭ как проекций на векторы \mathbf{n}_v и \mathbf{n}_h , определяющие вертикально и горизонтально ориентированные поляризационные компоненты вектора напряженности электромагнитной волны с произвольной поляризацией γ_c, φ_c ;
- 4) вычисление геометрических разностей хода и разностей фаз между ПЭ и условным фазовым центром антенной системы;
- 5) вычисление углов и определение признаков видимости для всех ПЭ;
- 6) вычисление коэффициента направленного действия (КНД) диполей на заданной несущей частоте и векторных диаграмм направленности (ДН) для всех ПЭ;
- 7) формирование вектор-столбца, составленного из значений ДН приемных элементов, и векторного входного сигнала.

Рассмотрим алгоритм более подробно.

1. В антенной системе имеется $N_2 = N_1 N_2$ пар приемных элементов. Координаты фазового центра каждого ПЭ получим поворотом начальной точки отсчета с координатой $\mathbf{e} = (R, 0, 0)^T$, где R – радиус сферической поверхности, на которой размещены ПЭ, на заданные углы $\alpha(n_1), \beta(n_2)$ по азимуту и углу места, где $n_1 = 1..N_1, n_2 = 1..N_2$ – индексы номера пары ПЭ по азимуту и углу места. Необходимо вычислить координаты $(x, y, z)_{n_1, n_2}^T$, фазовых центров пары ПЭ - вертикально и горизонтально ориентированных диполей.

2. С помощью перемножения матриц поворота $\mathbf{M}_z(\alpha)$ и $\mathbf{M}_y(\beta)$, определяющих поворот точки на угол α относительно оси Oz и на угол β относительно оси Oy , и вектора-столбца \mathbf{e} , описывающего начальную точку, получим координаты фазового центра ПЭ:

$$(x, y, z)_{n_1, n_2}^T = \mathbf{M}(\alpha(n_1), \beta(n_2))\mathbf{e}, \quad (1)$$

Где

$$\mathbf{M}(\alpha(n_1), \beta(n_2)) = \mathbf{M}_z(\alpha)\mathbf{M}_y(\beta) \quad (2)$$

- матрица преобразования координат при последовательных поворотах точки на угол β относительно оси Oy и на угол α относительно оси Oz с матрицами поворота вида:

$$\mathbf{M}_y(\beta) = \begin{pmatrix} \cos\beta & 0 & -\sin\beta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\beta & 0 & \cos\beta \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{M}_z(\alpha) = \begin{pmatrix} \cos\alpha & -\sin\alpha & 0 \\ \sin\alpha & \cos\alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4)$$

Тогда координаты векторов, определяющих положительные направления токов для вертикально и горизонтально ориентированного диполя, длина которых равна длине плеча диполя, можно представить как:

$$\mathbf{v}_{n_1, n_2} = \mathbf{M}(\alpha(n_1), \beta(n_2))\mathbf{e}_v, \quad (5)$$

$$\mathbf{h}_{n_1, n_2} = \mathbf{M}(\alpha(n_1), \beta(n_2))\mathbf{e}_h, \quad (6)$$

где $\mathbf{e}_v = (0, 0, L_d)^T$, $\mathbf{e}_h = (0, L_d, 0)^T$ – координаты исходных (до поворота) векторов, определяющих направления токов в вертикально и горизонтально ориентированных диполях.

3. Для вычисления действующих длин диполей приемных элементов вычисляем проекцию вектора на вектора, определяющий вертикальную и горизонтальную поляризации.

Для этого задаем единичные векторы $\mathbf{e}_{v_p} = (0, 0, 1)^T$ и $\mathbf{e}_{h_p} = (0, 1, 0)^T$ – вертикальной и горизонтальной поляризации при наблюдении с направления $\alpha=0$, $\beta=0$. Направления указанных векторов совпадают с положительным направлением вектора напряженности электрического поля при наблюдении с углового направления $(0; 0)$. Тогда направляющий вектор вертикальной поляризации \mathbf{n}_v для заданного направления наблюдения (α_c, β_c) находится через перемножения матриц-поворота $\mathbf{M}_z(\alpha_c)$ и $\mathbf{M}_y(\beta_c)$ и вектора-столбца \mathbf{e}_{v_p} . Вектор горизонтальной поляризации \mathbf{n}_h – через матрице $\mathbf{M}_z(\alpha_c)$ и $\mathbf{M}_y(\beta_c)$ и \mathbf{e}_{h_p} :

$$\mathbf{n}_v = \mathbf{M}_z(\alpha_c)\mathbf{M}_y(\beta_c)\mathbf{e}_{v_p}; \quad (7)$$

$$\mathbf{n}_h = \mathbf{M}_z(\alpha_c)\mathbf{M}_y(\beta_c)\mathbf{e}_{h_p}. \quad (8)$$

4. Разность фаз β_{n_1, n_2} сигналов ПЭ, обусловленную смещением ПЭ относительно фазового центра приемной системы, вычисляем как следующим образом:

$$\beta_{n_1, n_2} = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R_{n_1, n_2}, \quad (9)$$

где $\Delta R_{n_1, n_2}$ – разность хода волны до начала координат и фазового центра ПЭ.

Разность хода представляет собой проекцию вектора $\mathbf{a} = (x_{n_1, n_2}, y_{n_1, n_2}, z_{n_1, n_2})^T$ на направление единичного вектора $\mathbf{b} = (\cos\alpha_c \cos\beta_c, \sin\alpha_c \cos\beta_c, \sin\beta_c)^T$, откуда

$$\Delta R_{n_1, n_2} = x_{n_1, n_2} \cos \alpha_c \cos \beta_c + y_{n_1, n_2} \sin \alpha_c \cos \beta_c + z_{n_1, n_2} \sin \beta_c \quad (10)$$

5. Так как поверхность, на которой размещены ПЭ не является отражающей, нужно учесть угол видимости источника излучения для ПЭ, то есть угол между направлением на центр полусферы и направлением на источник электромагнитной волны при наблюдении с фазового центра ПЭ. Угол видимости для всех ПЭ можно рассчитать по следующей формуле:

$$\varepsilon_{n_1, n_2} = \arccos \left(\frac{-\mathbf{ab}}{|\mathbf{a}|} \right) = \arccos \left(\frac{-\Delta R_{n_1, n_2}}{|\mathbf{a}|} \right) \quad (11)$$

Если угол $\varepsilon_{n_1, n_2} > 90^\circ$, источник полезного сигнала попадает в область видимости для данного ПЭ, иначе данный ПЭ не принимает сигнал.

6. Нормированная диаграмма направленности каждого диполя будет зависеть от длины волны λ и угла между направлением тока в диполе и приходом ЭМВ. В общем случае нормированная ДН диполя в заданном направлении, при $\frac{L_d}{\lambda} < 0,64$ будет вычисляться по следующей формуле [3]:

$$f_n(\lambda, L, \theta) = \frac{\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} L_d \cdot \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} L_d\right)}{\sin\theta \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} L_d\right)\right)} \quad (12)$$

Углы между направлением тока в диполе и направлением на источник ЭМВ для всех ПЭ для вертикально и горизонтально ориентированных диполей можно рассчитать по следующей формуле:

$$\theta_{n_1, n_2}^v = \arccos \left(\frac{\mathbf{v}_{n_1, n_2} \cdot \mathbf{b}}{L_d} \right); \quad \theta_{n_1, n_2}^h = \arccos \left(\frac{\mathbf{h}_{n_1, n_2} \cdot \mathbf{b}}{L_d} \right) \quad (13)$$

где $\mathbf{b} = (\cos \alpha_c \cos \beta_c, \sin \alpha_c \cos \beta_c, \sin \beta_c)^T$ - вектор направления на источник ЭМВ.

При угле θ^v и θ^h нормированная ДН в заданном направлении вычисляется как:

$$f_{n_1, n_2}^v(\lambda, L) = \frac{\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} L_d \cdot \cos\theta_{n_1, n_2}^v\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} L_d\right)}{\sin\theta_{n_1, n_2}^v \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} L_d\right)\right)}; \quad (14)$$

$$f_{n_1, n_2}^h(\lambda, L, \theta) = \frac{\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} L_d \cdot \cos\theta_{n_1, n_2}^h\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} L_d\right)}{\sin\theta_{n_1, n_2}^h \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} L_d\right)\right)}. \quad (15)$$

Коэффициент направленного действия (КНД) диполя на заданной длине волны [3]

$$D(\lambda, L) = \frac{4\pi}{2\pi \cdot \int_0^\pi f_n(\lambda, L_d, \theta)^2 \cdot \sin\theta \, d\theta}. \quad (16)$$

Коэффициент усиления диполя в направлении прихода ЭМВ на согласованной поляризации (вектор напряженности ЭМВ лежит в плоскости, образованной диполем и направлением распространения ЭМВ) находится как:

$$K_{n_1, n_2}^{v(h)} = \sqrt{D(\lambda, L)} \cdot f_{n_1, n_2}^{v(h)}(\lambda, L) \quad (17)$$

Найдем углы между плоскостью собственной поляризации диполя и плоскостями вертикальной и горизонтальной поляризации. Для этого найдем проекции начала и конца плеча соответствующих диполей на картинную плоскость. Проекция точки $(x, y, z)_{n_1, n_2}^T$, начала или конца, вертикально и горизонтально направленного диполя на картинную плоскость, с

единичным направляющим вектором $n_{ЭМВ} = (n_x, n_y, n_z)^T$, в общем виде вычисляется как (для сокращения записи индексы номера ПЭ опущены):

$$\begin{aligned} x_{pr} &= x \cdot (1 - n_x^2) - y \cdot n_x \cdot n_y - z \cdot n_x \cdot n_z; \\ y_{pr} &= y \cdot (1 - n_y^2) - x \cdot n_x \cdot n_y - z \cdot n_y \cdot n_z; \\ z_{pr} &= z \cdot (1 - n_z^2) - x \cdot n_x \cdot n_z - y \cdot n_y \cdot n_z \end{aligned}$$

где $n_x = \cos(\alpha_c) \cdot \cos(\beta_c)$; $n_y = \sin(\alpha_c) \cdot \cos(\beta_c)$; $n_z = \sin(\beta_c)$ – координаты направляющего вектора на источник излучения.

Указанные проекции диполей вычисляются как:

$$L_{n1,n2}^v = (x_{Vend} - x_{Vst}; y_{Vend} - y_{Vst}; z_{Vend} - z_{Vst})^T; \quad (18)$$

$$L_{n1,n2}^h = (x_{Hend} - x_{Hst}; y_{Hend} - y_{Hst}; z_{Hend} - z_{Hst})^T, \quad (19)$$

где $L_{n1,n2}^{v,h}$ – проекция вертикально и горизонтально ориентированного диполя ПЭ с индексами $n1, n2$; $(x_{Vst}, y_{Vst}, z_{Vst}) = (x_{Hst}, y_{Hst}, z_{Hst})$ – координаты центра вертикально и горизонтально ориентированного диполя; $(x_{Vend}, y_{Vend}, z_{Vend}), (x_{Hend}, y_{Hend}, z_{Hend})$ – координаты конца плеча вертикально и горизонтально ориентированного диполя.

Далее вычислим угол в картинной плоскости между проекцией вертикального (горизонтального) диполя и вектором вертикальной (горизонтальной) поляризации:

$$\varphi_{n1,n2}^{vv} = \arccos\left(\frac{\mathbf{n}_v L_{n1,n2}^v}{|L_{n1,n2}^v|}\right); \varphi_{n1,n2}^{vh} = \arccos\left(\frac{\mathbf{n}_h L_{n1,n2}^v}{|L_{n1,n2}^v|}\right); \quad (20)$$

$$\varphi_{n1,n2}^{hv} = \arccos\left(\frac{\mathbf{n}_v L_{n1,n2}^h}{|L_{n1,n2}^h|}\right); \varphi_{n1,n2}^{hh} = \arccos\left(\frac{\mathbf{n}_h L_{n1,n2}^h}{|L_{n1,n2}^h|}\right). \quad (21)$$

Тогда общая формула для значения ДН диполя в в заданном направлении и на заданной поляризации находится как:

$$F(\lambda, L, \theta, \varphi) = K(\theta) \cdot \cos(\varphi) \quad (22)$$

Подставив соответствующие проекции, получим значения диаграмм направленности каждого диполя на вертикальной и горизонтальной поляризациях:

$$F_{n1,n2}^{vv} = K_{n1,n2}^v \cdot \cos(\varphi_{n1,n2}^{vv}); F_{n1,n2}^{vh} = K_{n1,n2}^v \cdot \cos(\varphi_{n1,n2}^{vh}); \quad (23)$$

$$F_{n1,n2}^{hv} = K_{n1,n2}^h \cdot \cos(\varphi_{n1,n2}^{hv}); F_{n1,n2}^{hh} = K_{n1,n2}^h \cdot \cos(\varphi_{n1,n2}^{hh}). \quad (24)$$

7. Поляризационные параметры полезного сигнала полностью определяются фазором:

8.

$$\mathbf{p}_c = \begin{pmatrix} \cos \gamma_c \\ \sin \gamma_c e^{j\varphi_c} \end{pmatrix}, \quad (25)$$

где γ_c – угол наклона плоскости поляризации; φ_c – сдвиг фаз ортогонально поляризованных компонентов. При $\varphi_c=0$ имеем линейную поляризацию с углом наклона относительно плоскости падения γ_c , при $\varphi_c = \pi/2$ – круговую, для произвольных значений – эллиптическую.

При приеме полезного сигнала с заданной поляризацией γ_c, φ_c векторная (выходы двух диполей) ДН приемного элемента может быть записана в виде:

$$\mathbf{g}_{n1,n2} = \begin{pmatrix} F_{n1,n2}^{vv} \cos \gamma_c + F_{n1,n2}^{vh} \sin \gamma_c e^{j\varphi_c} \\ F_{n1,n2}^{hv} \cos \gamma_c + F_{n1,n2}^{hh} \sin \gamma_c e^{j\varphi_c} \end{pmatrix} e^{j\beta_{n1,n2}}. \quad (26)$$

Тогда для N_{Σ} приемных каналов вектор-столбец размером $2N_{\Sigma}$, составленный из ДН ортогонально ориентированных диполей ПЭ, можно получить развертыванием векторных ДН всех приемных элементов столбец:

$$\mathbf{f}(\alpha_c, \beta_c, \gamma_c, \varphi_c, \lambda) = (\mathbf{g}_{1,1}, \dots, \mathbf{g}_{1,N_2}, \dots, \mathbf{g}_{N_1,1}, \dots, \mathbf{g}_{N_1,N_2})^T. \quad (27)$$

Тогда векторный принимаемый сигнал $\mathbf{s}(t)$ при наличии единственного источника излучения можно представить в виде:

$$\mathbf{s}(\alpha_c, \beta_c, \gamma_c, \varphi_c, \lambda) = A e^{j\varphi_0} \dot{U}_0(t) \mathbf{f}(\alpha_c, \beta_c, \gamma_c, \varphi_c, \lambda) + \mathbf{n}_{2N_{\Sigma}}(t), \quad (28)$$

где A – амплитуда полезного сигнала на выходе изотропного приемного элемента при согласованной поляризации; φ_0 – начальная фаза полезного сигнала; $\dot{U}_0(t)$ – закон модуляции; $\mathbf{n}_{2N_{\Sigma}}(t)$ – вектор независимых внутренних шумов приемных каналов соответствующей размерности.

Реализация и верификация модели

Модель реализована в системе *Matlab* в виде набора программных скриптов, позволяющих задавать геометрию антенной системы и параметры источников излучения, рассчитывать векторы-столбцы $\mathbf{f}(\alpha_c, \beta_c, \gamma_c, \varphi_c, \lambda)$ для каждого источника излучения и формировать входную реализацию, а также проводить визуализацию геометрии и полученной реализации для контроля процесса моделирования.

Визуализация геометрии АС для случая наличия $N_{\Sigma} = N_1 N_2 = 6 \cdot 3 = 18$ пар приемных элементов при $L_d = 0,4$ м приведена на рисунке 1.

Рассмотрим пример расчета выходных сигналов при $\alpha_c=35^\circ$; $\beta_c=45^\circ$, $\gamma_c=45^\circ$, $\varphi_c = 90^\circ$, $\lambda = 1,0$ м. Для этого случая получены следующие значения разности фаз $\beta_{n1,n2}$ сигналов ПЭ

$$\beta_{n1,n2} = \begin{pmatrix} 249.55^\circ & 307.86^\circ & 329.03^\circ \\ 271.40^\circ & 327.07^\circ & 343.29^\circ \\ 66.05^\circ & 146.49^\circ & 209.26^\circ \\ -161.15^\circ & -53.30^\circ & 60.96^\circ \\ -182.99^\circ & -72.52^\circ & 46.70^\circ \\ 22.35^\circ & 108.06^\circ & 180.74^\circ \end{pmatrix}$$

и значения ДН:

$$F_{n1,n2}^{vv} = \begin{pmatrix} 0.9537 & 1.1191 & 1.1311 \\ 0.9683 & 1.1605 & 1.1904 \\ 0.8322 & 0.7716 & 0.6170 \\ 0 & 0 & 0.0121 \\ 0 & 0 & -0.040 \\ 0.8035 & 0.6901 & 0.4948 \end{pmatrix}; F_{n1,n2}^{vh} = \begin{pmatrix} 0.1192 & 0.3558 & 0.5533 \\ -0.088 & -0.262 & -0.407 \\ -0.203 & -0.597 & -0.938 \\ 0 & 0 & -0.492 \\ 0 & 0 & 0.3581 \\ 0.2027 & 0.5910 & 0.9270 \end{pmatrix};$$

$$F_{n1,n2}^{hv} = \begin{pmatrix} -0.498 & -0.498 & -0.498 \\ 0.3716 & 0.3716 & 0.3716 \\ 0.8259 & 0.8259 & 0.8259 \\ 0 & 0 & 0.4989 \\ 0 & 0 & -0.371 \\ -0.8259 & -0.825 & -0.825 \end{pmatrix}; F_{n1,n2}^{hh} = \begin{pmatrix} 1.007 & 1.007 & 1.007 \\ 1.1268 & 1.1268 & 1.1268 \\ 0.1022 & 0.1022 & 0.1022 \\ 0 & 0 & -1.007 \\ 0 & 0 & -1.126 \\ -0.102 & -0.102 & -0.102 \end{pmatrix}.$$

Сигналы для первых четырех ПЭ (две пары диполей в первом ряду) показаны на рисунке 2 (сплошные линии – вертикально ориентированные диполи, пунктирные – горизонтально).

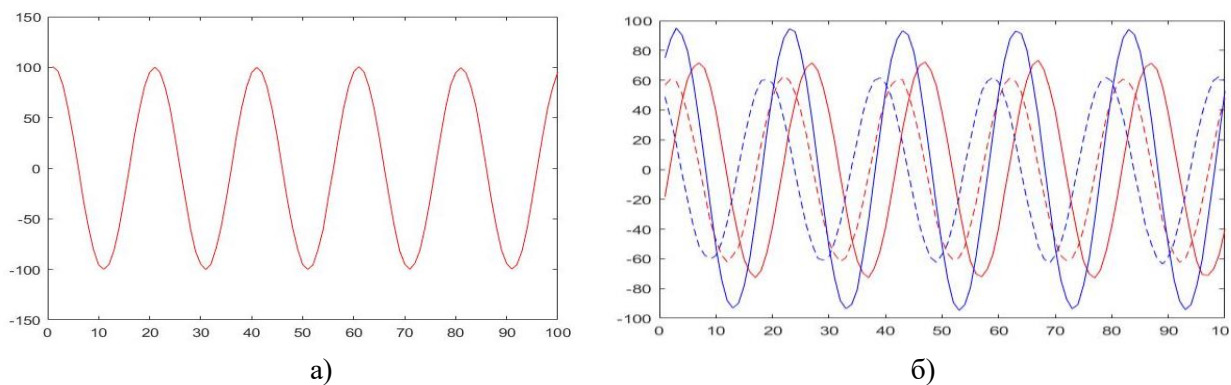


Рис. 3. Полезный сигнал на выходе изотропного ПЭ (а) и на выходе первых четырех ПЭ (б)

При тестировании компьютерной модели чувствительность амплитуд и фаз выходных сигналов ПЭ к изменению всех значимых параметров источника ЭМВ и геометрии антенной системы, что определяет возможность использования разработанной модели для обоснования алгоритмов совместного измерения угловых координат и поляризационных параметров источников излучения.

Литература

1. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства. Под редакцией А.М. Рембовского. – М.: ГОРЯЧАЯ ЛИНИЯ - ТЕЛЕКОМ, 2010. – 624 с.
2. Гулько В. Л., Мещеряков А. А. Поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга и угла крена подвижного объекта с использованием радиомаяка // Доклады ТУСУР. 2016. Т. 19, № 1. С. 5-8.
3. Павлов В. С., Турнецкая Е. Л. Потенциальная точность пеленгации на основе кольцевой антенной решетки из линейно поляризованных элементов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2012. № 4. С. 86–90.
4. Павлов В. С. Синтез пространственно-кольцевого пеленгатора источника поляризационного излучения / В. С. Павлов, Е. Л. Турнецкая // Информационно-управляющие системы, № 6, 2014. – С. 6-12.
5. Поздняк С. И., Мелитицкий В. А. Введение в статистическую теорию поляризации радиоволн. — М.: Сов. радио, 1974. — 480 с
6. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. – Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. М., 1975 – 528 с

УДК 621.396.663

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ТОЧНОСТИ КОРРЕЛЯЦИОННО-ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОГО ПЕЛЕНГАТОРА С ОРТОГОНАЛЬНО ПОЛЯРИЗОВАННЫМИ ПРИЕМНЫМИ КАНАЛАМИ

БАШКОВА М. А., КОЗЛОВ С. В.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

Аннотация. Изложены основные положения методики для построения информационной матрицы Фишера при совместной оценке комплексной амплитуды, угловых координат и поляризационных параметров источника излучения для пеленгатора с ортогонально поляризованными приемными каналами, размещенными на криволинейной поверхности. Приведены результаты, иллюстрирующие работоспособность методики.

Abstract. The main provisions of the methodology for constructing the Fisher information matrix in the joint estimation of the complex amplitude, angular coordinates and polarization parameters of a radiation source for a direction finder with orthogonally polarized receiving channels located on a curved surface are outlined. The results illustrating the performance of the technique are given.

Постановка задачи

В [1] приведен вариант геометрии антенной системы (АС) в виде множества ортогональных пар диполей или других антенных элементов с приближенно ортогональными поляризациями, размещенных на криволинейной поверхности. По выходным сигналам такой АС потенциально возможно определить вектор $\boldsymbol{\eta} = (A, \varphi, \alpha, \beta, \gamma, \chi)^T$, включающий шесть параметров источника излучения: амплитуду A источника на выходе изотропной приемной антенны при согласованной поляризации, начальную фазу φ , азимут и угол места α, β и поляризационные параметры источника излучения – угол поворота плоскости поляризации γ и сдвиг фаз χ ортогонально поляризованных компонентов электромагнитной волны. Получение оценки $\hat{\boldsymbol{\eta}}$ вектора информационных параметров представляет собой сложную задачу ввиду необходимости перебора по шести параметрам. Представляет интерес оценка потенциальной точности такого пеленгатора [2,3] и анализ статистической взаимосвязи оценок измерения параметров, имея ввиду, что реально используемые алгоритмы оценивания могут лишь приближаться к потенциальной точности.

Основные расчетные соотношения

Вся доступная информация о статистических характеристиках оценок параметров полезного сигнала $\mathbf{y} = (\hat{Y}_1, \hat{Y}_1, \dots, \hat{Y}_N)^T$, где \hat{Y}_n - сигнал на выходе n -го приемного канала АС содержится в функции правдоподобия, которая для данного случая будет иметь вид

$$\ell(\mathbf{y}/\boldsymbol{\eta}) = C|\Phi|^{-1} \exp(-(\mathbf{y} - A e^{j\varphi} \mathbf{f}(\alpha, \beta, \gamma, \chi))^+ \Phi^{-1} (\mathbf{y} - A e^{j\varphi} \mathbf{f}(\alpha, \beta, \gamma, \chi))), \quad (1)$$

где $\mathbf{f}(\alpha, \beta, \gamma, \chi)$ - вектор диаграмм направленности приемных элементов; Φ - диагональная корреляционная матрица собственных шумов приемных каналов с элементами на главной диагонали σ_{ii}^2 ; C – несущественная нормировочная константа.

Неизвестными являются все компоненты вектора $\boldsymbol{\eta}$, то есть имеет место случай совместной оценки нескольких параметров. Комплексная амплитуда $\hat{A} = A e^{j\varphi}$ не представляет непосредственного интереса при оценке и является мешающим параметром. В дальнейшем полагаем для удобства $\sigma_{ii}=1$, что приводит к единичной корреляционной матрице шумов $\Phi = \mathbf{E}$, $|\Phi|=1$ и использования в (1) и последующих выражениях нормированной к среднеквадратическому значению шума амплитуды полезного сигнала.

Корреляционная матрица ошибок совместного оценивания параметров сигналов [2, 3]

$$\mathbf{R} = -\mathbf{I}_\Phi^{-1}, \quad (2)$$

где \mathbf{I}_Φ – матрица Фишера, вычисляемая в точке $\boldsymbol{\eta}_c = (A_c, \varphi_c, \alpha_c, \beta_c, \gamma_c, \chi_c)^T$ истинных параметров сигнала. Нижняя граница для дисперсии оценки параметров полезного сигнала (неравенство Рао-Крамера при совместной оценке параметров сигнала) определяется диагональными элементами матрицы \mathbf{R} .

$$D_i \geq \mathbf{R}_{i,i}. \quad (3)$$

Для рассматриваемого случая матрица Фишера запишется в виде:

$$\mathbf{I}_\Phi = \begin{pmatrix} \overline{\frac{\partial^2 \ln \ell(\boldsymbol{\eta})}{\partial \eta_1^2}} & \overline{\frac{\partial^2 \ln \ell(\boldsymbol{\eta})}{\partial \eta_1 \partial \eta_2}} & \dots & \overline{\frac{\partial^2 \ln \ell(\boldsymbol{\eta})}{\partial \eta_1 \partial \eta_6}} \\ \overline{\frac{\partial^2 \ln \ell(\boldsymbol{\eta})}{\partial \eta_1 \partial \eta_2}} & \overline{\frac{\partial^2 \ln \ell(\boldsymbol{\eta})}{\partial \eta_2^2}} & \dots & \overline{\frac{\partial^2 \ln \ell(\boldsymbol{\eta})}{\partial \eta_2 \partial \eta_6}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \overline{\frac{\partial^2 \ln \ell(\boldsymbol{\eta})}{\partial \eta_1 \partial \eta_6}} & \overline{\frac{\partial^2 \ln \ell(\boldsymbol{\eta})}{\partial \eta_2 \partial \eta_6}} & \dots & \overline{\frac{\partial^2 \ln \ell(\boldsymbol{\eta})}{\partial \eta_6^2}} \end{pmatrix}, \quad (4)$$

где $\ln \ell(\boldsymbol{\eta})$ - логарифм функции правдоподобия (1), а верхняя черта означает операцию вычисления математического ожидания по ансамблю реализаций вектора \mathbf{y} .

Операции вычисления математического ожидания и дифференцирования в (4) являются линейными, следовательно, их можно поменять местами. Для среднего значения логарифма функции правдоподобия с учетом отбрасывания независимых от $\boldsymbol{\eta}$ слагаемых запишем:

$$\begin{aligned} \overline{\ln \ell(A, \varphi, \boldsymbol{\eta}_a)} &= -\overline{\mathbf{y}^+ \mathbf{y}} + \overline{A e^{j\varphi} \mathbf{y}^+ \mathbf{f}(\boldsymbol{\eta}_a)} + \overline{A e^{-j\varphi} \mathbf{f}^+(\alpha, \beta, \gamma, \chi) \mathbf{y}} - A^2 \mathbf{f}^+(\boldsymbol{\eta}_a) \mathbf{f}(\boldsymbol{\eta}_a) \sim \\ &\sim 2A \operatorname{Re}(e^{j\varphi} \mathbf{y}^+ \mathbf{f}(\boldsymbol{\eta}_a)) - A^2 \mathbf{f}^+(\boldsymbol{\eta}_a) \mathbf{f}(\boldsymbol{\eta}_a). \end{aligned}$$

где $\boldsymbol{\eta}_a = (\alpha, \beta, \gamma, \chi)^T$ - «антенная» составляющая вектора оцениваемых параметров.

Так как $\mathbf{y} = \mathbf{y}_{\text{ш}} + A_c e^{j\varphi_c} \mathbf{f}(\boldsymbol{\eta}_{ac})$, $\boldsymbol{\eta}_{ac} = (\alpha_c, \beta_c, \gamma_c, \chi_c)^T$, где $\mathbf{y}_{\text{ш}}$ - вектор независимых отсчетов шумов приемных каналов, а для шума $\overline{\mathbf{y}_{\text{ш}}} = 0$, то,

$$\overline{\ln \ell(\boldsymbol{\eta})} \sim 2A_c A \operatorname{Re}\{e^{j(\varphi - \varphi_c)} \mathbf{f}^+(\boldsymbol{\eta}_{ac}) \mathbf{f}(\boldsymbol{\eta}_a)\} - A^2 \mathbf{f}^+(\boldsymbol{\eta}_a) \mathbf{f}(\boldsymbol{\eta}_a). \quad (5)$$

Задавая истинные параметры полезного сигнала $\boldsymbol{\eta}_c = (A_c, \varphi_c, \boldsymbol{\eta}_{ac})^T$, причем ввиду инвариантности обработки относительно начальной фазы можно принять $\varphi_c = 0$, и вычисляя вектор $\mathbf{f}(\boldsymbol{\eta}_{ac})$ с использованием (5), (4) и (2) находим корреляционную матрицу ошибок оценивания параметров сигнала. Отметим, что дифференцирование по A, φ в (4) может быть выполнено аналитически. Аналитическое дифференцирование по «антенным» параметрам для рассматриваемой геометрии антенной системы существенно затруднено и должно выполняться численными методами.

Результаты апробации методики

Апробация методики проводилась с использованием математической модели выходных сигналов корреляционно-интерферометрического пеленгатора, приведенной в [1]. При вычислении матрицы Фишера использовались рассчитываемые в модели векторы $\mathbf{f}(\boldsymbol{\eta}_a)$ значений диаграмм направленности приемных элементов при заданных параметрах сигнала $\boldsymbol{\eta}_a$. Вторые производные в (4) вычислялись согласно [4] при шаге по амплитуде $h_A = 0,1A_c$, а для всех остальных параметров, имеющих смысл углов, $h_\varphi = 1^\circ$.

Принимались следующие исходные данные: ортогональные пары вибраторов с длиной плеча 0,2 м были размещены в 6 рядов по азимуту (с равным шагом) и 3 ряда по углу места по

касательной к поверхности полусферы радиусом 1 м; первый ярус приемных элементов размещался под углом места 10° , последующие – с шагом 20° ; длина волны источника излучения составляла 1 м; нормированная амплитуда полезного сигнала изменялась в пределах $A/\sigma_{ш}=3\dots 100$, что соответствует отношению сигнал/шум на выходе изотропной приемной антенны при согласованной поляризации $9,5\dots 40$ дБ.

На рисунках 1,2 приведен вид логарифма функции правдоподобия, полученный при $A/\sigma_{ш}=100$ (сильный сигнал) при изменении каждого их четырех «антенных» параметров при истинных значениях остальных параметров. Рисунок 1 соответствует линейной наклонной поляризации ($\gamma_c = \pi/4, \chi_c = 0$), рисунок 2 – эллиптической поляризации ($\gamma_c = \pi/4, \chi_c = \pi/3$).

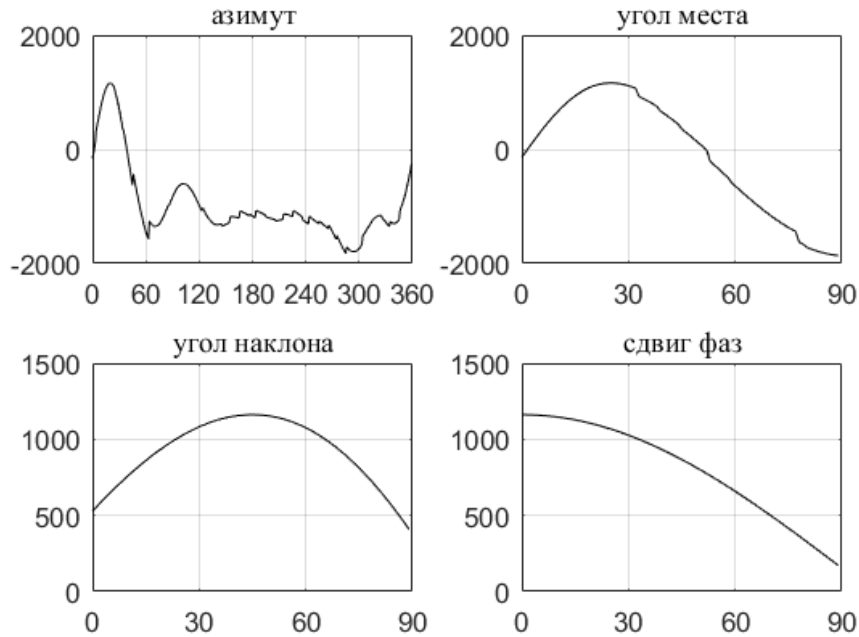


Рис. 1. Вид логарифма функции правдоподобия при линейной наклонной поляризации полезного сигнала

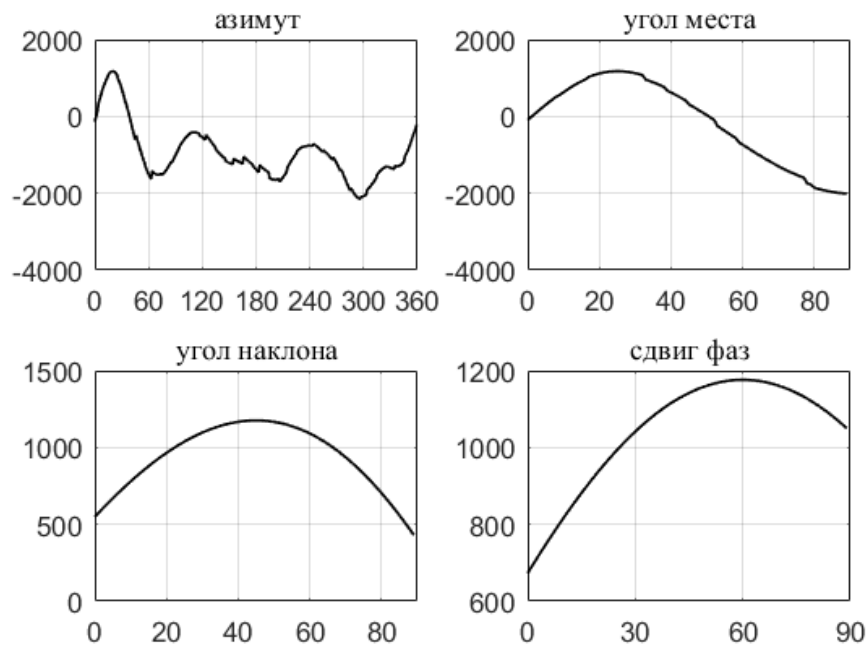


Рис. 2. Вид логарифма функции правдоподобия при эллиптической поляризации принимаемого сигнала

Максимумы решающей статистики соответствуют истинным значениям параметров, угловые координаты и поляризационные параметры определяются верно. Характерным является наличие мелких «зазубрин» на зависимостях решающей статистики от азимута и угла места, что определяется изменением числа и состава видимых приемных элементов при изменении угловых координат. Зависимость решающей статистики от азимута многоэкстремальная, но с четко выраженным глобальным максимумом. Эти обстоятельства усложняют построение алгоритма оценивания информационных параметров, например, градиентным методом. В то же время зависимости решающей статистики от поляризационных параметров имеют один экстремум, что позволяет использовать условную оптимизацию: градиентным методом по поляризационным параметрам и методом перебора по угловым координатам.

На рисунке 3 приведены зависимости среднеквадратических ошибок измерения информационных параметров полезного сигнала от отношения сигнал/шум на выходе изотропного приемного элемента на согласованной поляризации.

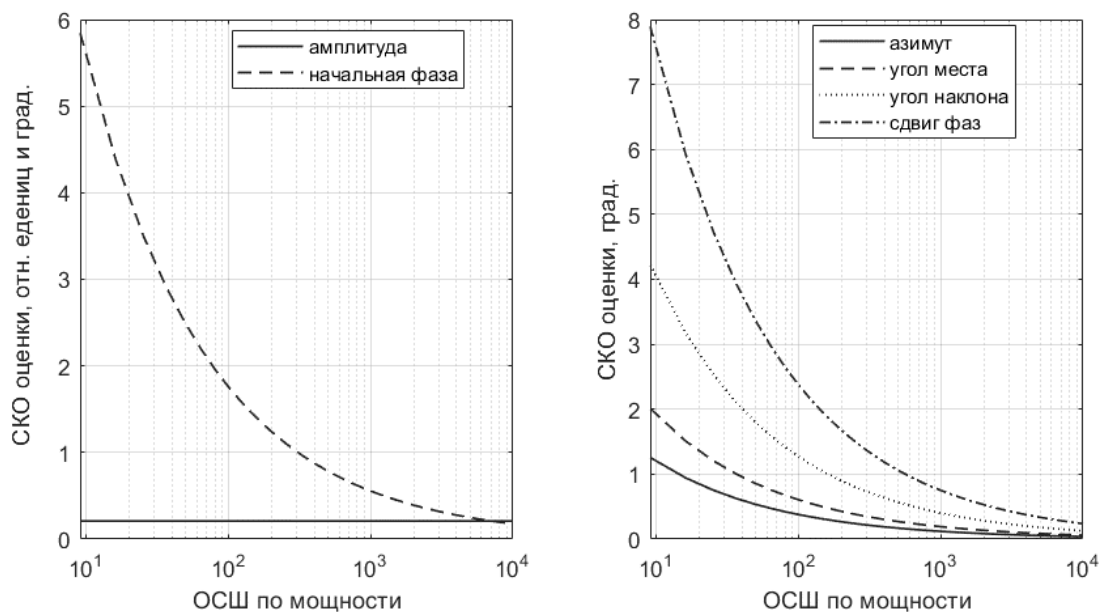


Рис. 3. Зависимости среднеквадратических ошибок оценки параметров полезного сигнала от отношения сигнал/шум по мощности

Отметим, что точность измерения «антенных» параметров полезного сигнала (направления прихода и поляризационных параметров) различна и зависит от отношения сигнал/шум. По графикам можно отметить, что среднеквадратическая ошибка (СКО) измерения угловых координат (азимута и угла места) существенно (в 2-3 раза) меньше, чем СКО измерения поляризационных параметров – угла наклона плоскости поляризации и сдвига фаз ортогонально поляризованных компонент. Отметим, что точность измерения азимута источника полезного сигнала выше, чем угла места, что определяется большими размерами «апертуры» антенной системы в азимутальной плоскости. Самая большая СКО наблюдается при измерении сдвига фаз поляризационных компонент, причем она превышает СКО оценивания угла наклона плоскости поляризации. Указанные закономерности объясняются тем, что одинаковые угловые изменения азимута и угла места вызывают большее изменение фаз и (частично) амплитуд сигналов на выходах приемных элементов, чем аналогичные изменения угла наклона плоскости поляризации и изменение сдвига фаз ортогонально поляризованных компонент электромагнитной волны.

Изменение амплитуды полезного сигнала приведет к соответствующим обратно пропорциональным изменениям СКО оценивания угловых координат и поляризационных параметров. Так, например, при увеличении амплитуды в 10 раз, ошибка оценивания всех «антенных» параметров уменьшится также в 10 раз, что полностью соответствует закономерностям для потенциальной точности измерений [2]. При ОСШ 40 дБ точность измерения начальной фазы сигнала оказывается примерно такой же, как точность измерения «антенных» параметров.

Абсолютная среднеквадратическая ошибка оценивания амплитуды (горизонтальная линия на рисунке 3а) практически не зависит от отношения сигнал/шум (в отличие от относительной ошибки, которая изменяется обратно пропорционально отношению сигнал/шум). Величина абсолютной ошибки при $\sigma_{\text{ш}}^2=1$ определяется весовым усреднением шумов «видимых» для заданного направления наблюдения приемных каналов. Действительно, в данном случае видимыми являются 11 ПЭ по два диполя в каждом, что обуславливает величину средней квадратической ошибки порядка $1/\sqrt{22} \approx 0,22$, что и наблюдается по результатам расчетов.

Коэффициенты корреляции ошибок измерения всех информационных параметров оказываются близкими к нулю. Высокая точность измерения достигается при относительно малых, порядка 10 дБ и менее, отношениях сигнал/шум на выходе изотропного приемного элемента. Такой результат обусловлен тем, что при вычислении решающей статистики происходит фокусировка приемной антенной решетки в направлении на полезный сигнал с соответствующим увеличением энергии полезного сигнала.

Заключение

Разработанная методика совместно с моделью принимаемого сигнала [1] может быть использована при оптимизации технических решений по построению поляризационно-чувствительных пеленгаторов и исследованию их эффективности. Представляет интерес модификация методики для варианта широкополосной приемной системы с учетом качества согласования приемных элементов и входного тракта системы обработки и для варианта обработки, предусматривающего измерениям только фаз сигналов на выходах приемных элементов.

Литература

1. Башкова М.А. Математическая модель входной реализации для корреляционно-интерферометрического пеленгатора с ортогонально поляризованными приемными каналами, размещенными на криволинейной поверхности / М.А. Башкова, С.В. Козлов // в наст. сборнике.
2. Тихонов, В.И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. – М.: Сов. радио, 1966. – 678 с.
3. Репин, В. Г. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем / В. Г. Репин, Г. П. Тартаковский. – М.: Советское радио, 1977. – 432 с.
4. Хэмминг Р.В. Численные методы для научных работников и инженеров. – М.: Сов. радио, 1972. – 399 с.

УДК 537.875.22-047.58

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИНГУЛЯРНЫХ УЗКИХ ПУЧКОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН, РАСПРОСТРАНЯЮЩИХСЯ В ПРОСТРАНСТВЕ

ЕРОФЕЕНКО В. Т., КОЗЛОВСКАЯ И. С.

Белорусский государственный университет
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail:bsu_erofeenko@tut.by

Аннотация. Разработана математическая модель узких пучков электромагнитных волн, распространяющихся в вакууме. Построены сингулярные пучки электромагнитных волн с порядком осевой симметрии $m=1$, характеризующиеся радиусом локализации пучка $R_{\text{пуч}}$, параметром узости пучка n ($n \geq 2$) и коэффициентом ослабления пучка N ($N \geq 2$).

Abstract. A mathematical model of narrow *beams* of electromagnetic waves propagating in vacuum is developed. Singular *beams* of electromagnetic waves are constructed with the order of axial symmetry $m=1$ characterized by the *beam* localization radius $R_{\text{пуч}}$, the *beam* narrowness parameter n ($n \geq 2$), and the *beam* weakening coefficient N ($N \geq 2$).

Пучки электромагнитных волн используются для передачи информации и для воздействия на электронное оборудование технических устройств. Значительное внимание уделяется моделированию пучков с различной геометрической структурой в различных материальных средах: гауссовы [1], оптические [1, 2], сингулярные [2], пучки в специальных средах [1, 3] и другие. Значительное внимание уделяется разработке методов решения задач экранирования полей пучков экранами из различных материалов [4, 5]. В предлагаемой работе исследуется класс сингулярных узких пучков электромагнитных волн, обобщающих гауссовы пучки. Электромагнитное поле пучков представлено в интегральном виде через монохроматические базисные цилиндрические электромагнитные поля [6]. Численно исследована структура поля сингулярного пучка в области локализации пучка в зависимости от параметра узости пучка.

Аналитическое представление узких пучков электромагнитных волн, распространяющихся в вакууме.

Узкий пучок электромагнитных волн, распространяющийся вдоль оси Oz , представим в интегральном виде через базисные цилиндрические поля [6, с.131].

$$\vec{E}_{\text{пуч}}^{(m)}(\vec{\rho}) = \int_0^{\infty} a_{\text{пуч}}^{(m)}(\lambda) \vec{M}_m^{(-1)}(\vec{\rho}; \lambda, k_0) d\lambda, \quad \vec{H}_{\text{пуч}}^{(m)}(\vec{\rho}) = h_0 \int_0^{\infty} a_{\text{пуч}}^{(m)}(\lambda) \vec{M}_m^{(-2)}(\vec{\rho}; \lambda, k_0) d\lambda, \quad z \geq 0, \quad (1)$$

где $a_{\text{пуч}}^{(m)}(\lambda)$ – плотность пучка, $h_0 = \frac{1}{iZ_0}$, $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$,

$$\begin{aligned} \vec{M}_m^{(\mp 1)}(\vec{\rho}; \lambda, k_0) &= \vec{V}_m^{(1)}(\lambda \rho) e^{\mp v_0(\lambda)z} \Phi_m, \quad \Phi_m = \exp(im\varphi), \\ \vec{M}_m^{(\mp 2)}(\vec{\rho}; \lambda, k_0) &= \frac{1}{k_0} \left(\mp v_0(\lambda) \vec{V}_m^{(2)}(\lambda \rho) + \lambda J_m(\lambda \rho) \vec{e}_z \right) e^{\mp v_0(\lambda)z} \Phi_m, \\ \vec{V}_m^{(1)}(\lambda \rho) &= \frac{im}{\lambda \rho} J_m(\lambda \rho) \vec{e}_\rho - J'_m(\lambda \rho) \vec{e}_\varphi, \quad \vec{V}_m^{(2)}(\lambda \rho) = J'_m(\lambda \rho) \vec{e}_\rho + \frac{im}{\lambda \rho} J_m(\lambda \rho) \vec{e}_\varphi, \end{aligned}$$

$v_0(\lambda) = \sqrt{\lambda^2 - k_0^2}$ при $k_0 \leq \lambda < \infty$, $v_0(\lambda) = -i\sqrt{k_0^2 - \lambda^2}$ при $0 \leq \lambda \leq k_0$, $0 \leq \lambda < \infty$, $\vec{\rho} = (\rho, \varphi, z)$ – цилиндрическая система координат, $J_m(\cdot)$ – функции Бесселя, $k_0 = \frac{\omega}{c}$, ω – круговая частота поля, c – скорость света, ε_0, μ_0 – диэлектрическая и магнитная постоянные.

Для TE –поляризованного пучка (TE –пучка) электрическое поле $\vec{E}_{\text{пуч}}^{(m)}$ (1) параллельно плоскости Oxy , $z = z_0$ – плоскость сечения пучка.

Электромагнитное поле (1) удовлетворяет уравнениям Максвелла

$$\text{rot } \vec{E}_{\text{пуч}}^{(m)} = i\omega\mu_0 \vec{H}_{\text{пуч}}^{(m)}, \text{ rot } \vec{H}_{\text{пуч}}^{(m)} = -i\omega\varepsilon_0 \vec{E}_{\text{пуч}}^{(m)}.$$

При $m=1$ имеем сингулярный пучок, для которого $a_{\text{пуч}}^{(1)}(\lambda) = iE_0 R_{\text{пуч}} G_n^{(1)}(\lambda)$, где

$$G_n^{(1)}(\lambda) = \frac{8}{n} (\beta_n)^3 (R_{\text{пуч}} \lambda)^2 \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^{k+1} (\beta_n R_{\text{пуч}} \lambda)^{2k}}{k!(k+1)!} \Gamma\left(\frac{2k+4}{n}\right), \beta_n = \frac{1}{2\sqrt{\ln(N)}}.$$

Структура сингулярных узких пучков электромагнитных волн в сечении $z=0$ в области локализации.

Электрическое поле сингулярного пучка на плоскости $z=0$ сконцентрировано возле начала координат ($x=0, y=0$) и экспоненциально затухает при $\rho \rightarrow \infty$.

$$\vec{E}_{\text{пуч}}^{(1)} \Big|_{z=0} = \int_0^{\infty} a_{\text{пуч}}^{(1)}(\lambda) \vec{M}_1^{(-1)}(\vec{\rho}; \lambda, k_0) d\lambda = (f_1(\rho) \vec{e}_\rho + f_2(\rho) \vec{e}_\varphi) \Phi_1 \quad (2)$$

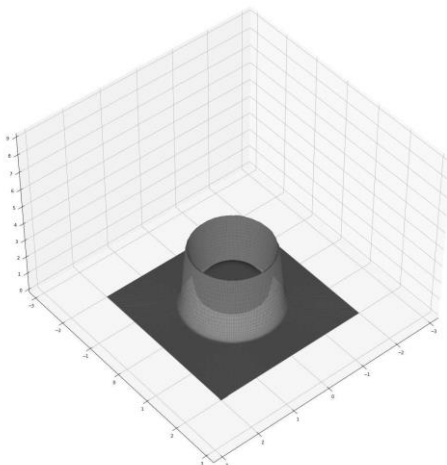
где

$$f_1(\rho) = E_0 \exp(-\ln(N) \bar{\rho}^n), \quad f_2(\rho) = iE_0 (1 - n \ln(N) \bar{\rho}^n) \exp(-\ln(N) \bar{\rho}^n), \quad [E_0] = \frac{B}{M}, \quad \bar{\rho} = \frac{\rho}{R_{\text{пуч}}}, \quad 0 \leq \bar{\rho} < \infty,$$

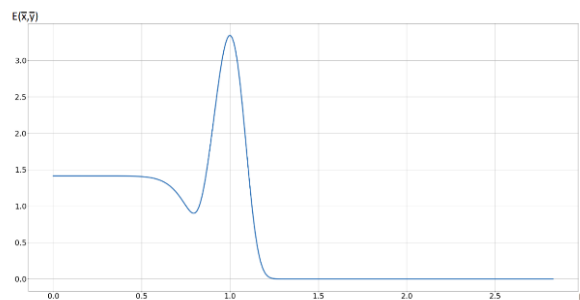
Вычислим модуль $E(\bar{x}, \bar{y})$ электрического поля (2) сингулярного пучка в сечении $z=0$, получим

$$E_1(\bar{x}, \bar{y}) = \left| \vec{E}_{\text{пуч}}^{(1)} \Big|_{z=0} \right| = |E_0| \sqrt{1 + f^2(\bar{\rho})} \exp(-\ln(N) \bar{\rho}^n), \quad (3)$$

$$f(\bar{\rho}) = (1 - n \ln(N) \bar{\rho}^n), \quad \bar{\rho} = \sqrt{\bar{x}^2 + \bar{y}^2}, \quad \bar{x}, \bar{y} \text{ – безразмерные декартовы координаты, } -2 \leq \bar{x} \leq 2, -2 \leq \bar{y} \leq 2.$$



а)



б)

Рис. 1. Распределение модуля $E_1(\bar{x}, \bar{y})$ (3) напряжённости электрического поля сингулярного пучка в сечении $z=0$ области $-2 \leq \bar{x} \leq 2, -2 \leq \bar{y} \leq 2$ для параметров пучка $n=10, N=3$.

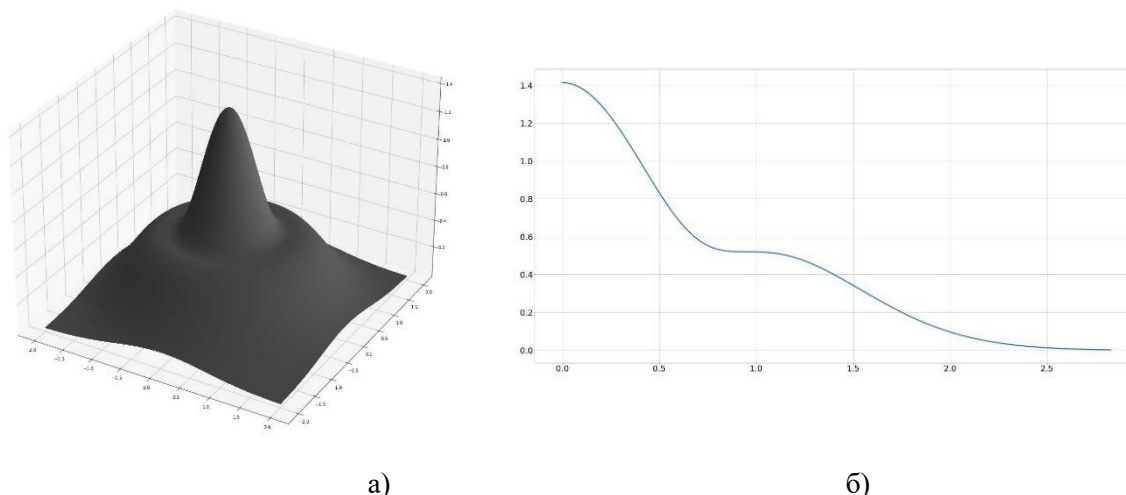


Рис. 2. Распределение модуля $E_1(\bar{x}, \bar{y})$ (3) напряжённости электрического поля гауссова сингулярного пучка в сечении $z=0$ области $-2 \leq \bar{x} \leq 2$, $-2 \leq \bar{y} \leq 2$. для параметров пучка $n = 2$, $N=3$.

На рисунках рис.1а) и рис.2а) изображены области локализации электрического поля в зависимости от параметра узости пучка n ($n=2, n=10$). Для гауссова пучка ($n=2$) поле локализуется в центре пучка. При увеличении параметра n ($n=10$) поле локализуется на поверхности пучка с радиусом $R_{\text{пуч}}$. На рисунках рис.1б) и рис.2б) показано распределение локализации пучка в зависимости от радиальной координаты ρ . В результате математического моделирования показано, что в центре пучка вдоль оси Oz , электрическое поле TE -поляризованного узкого пучка с порядком осевой симметрии $m=0, m=2,3,\dots$ равно нулю. Для сингулярного узкого пучка ($m=1$) электрическое поле на оси Oz не равно нулю и имеет специфическую особенность.

Список использованных источников

1. Гончаренко, А.М. Оптические гауссовы пучки и солитоны / А.М. Гончаренко. - Минск: Беларуская навука, 2011. – 126 с.
2. Кухарчик, П.Д. Полное внутреннее отражение гауссова светового пучка / П.Д. Кухарчик, В.М. Сердюк, И.А.Титовицкий // Журнал технической физики. – 1999. – Т.69, № 4. – С. 74-79.
3. Панов, В.П. О распространении волновых пучков в средах с изотропной комплексной диэлектрической проницаемостью/ В.П. Панов, В.В. Приходько // Радиотехника и электроника. – 2007. – Т. 52. – № 6. – С. 662-670.
4. Ерофеенко, В.Т. Преобразование пучков электромагнитных волн при прохождении через экран из кирального метаматериала/ В.Т. Ерофеенко, В.Ф. Бондаренко // Информатика. – 2013. – № 1. – С. 5-17.
5. Ерофеенко, В.Т. Краевая задача дифракции пучков электромагнитных волн на плоском экране из биизотропных материалов/ В.Т. Ерофеенко// Известия НАН Беларуси. Сер. физ.-мат. наук. – 2012. – № 4. – С. 72-79.
6. Ерофеенко, В. Т. Аналитическое моделирование в электродинамике / В. Т. Ерофеенко, И. С. Козловская. – Минск: БГУ, 2010. – 303.

УДК 623.451.054.93

МОДЕЛЬ РАЗЛЕТА ГОТОВЫХ ПОРАЖАЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ СНАРЯДА С ДИСТАНЦИОННЫМ ПОДРЫВОМ

КУРЕЙЧИК А. Е., СОЛОНАР А. С., ЧИГИРЬ И. В.

*Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Аннотация. В докладе представлена возможность применения снарядов с дистанционным подрывом при использовании различных метаемых сборок.

Abstract. The article presents the possibility of using projectiles with remote detonation when using various projectile assemblies.

Введение

Одним из основных способов повышения эффективности стрельбы зенитным артиллерийским (крупнокалиберным стрелковым) вооружением по малогабаритным целям является применение снарядов с дистанционным подрывом [1]. Применение данных снарядов обеспечивает увеличение радиуса эффективного действия его боевой части. Снаряды с дистанционным подрывом и метаемой сборкой являются отдельным классом боеприпасов осколочного действия. Осколочные боеприпасы наносят повреждение главным образом высокоскоростным потоком поражающих элементов (ПЭ), метаемых взрывом заряда метательного взрывчатого вещества. ПЭ представляют собой осколки естественного или заданного дробления, либо являются готовыми поражающими элементами (ГПЭ) [2-6].

Исходя из сказанного, целями настоящего доклада является разработка системы борьбы с малогабаритными целями, которая требует предложений и проверки эффективности адекватной математической модели по борьбе с данными целями. Основным элементом данной модели является разработка адекватной модели разлета готовых поражающих элементов снаряда с дистанционным подрывом. Этому и будет посвящен доклад.

Основная часть

Анализируемая модель разлета готовых поражающих элементов промоделирована в программном пакете MATLAB.

МОДЕЛЬ РАЗЛЕТА ГОТОВЫХ ПОРАЖАЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ ПРЕДСТАВЛЕНА НА РИСУНКЕ 1 И ВКЛЮЧАЕТ В СЕБЯ:

модель траектории полета программируемого снаряда, которая включает в себя уравнения внешней баллистики с учетом аэродинамических характеристик снаряда, прецессии, нутации и т.д.;

модель внутренней баллистики метаемой сборки, которая включает в себя уравнения внутренней баллистики в пределах стакана снаряда с учетом ориентации и частоты вращения снаряда и скорости ГПЭ внутри);

модель метаемой сборки, которая включает в себя определение числа ГПЭ и их расположение внутри метаемой сборки, форму и размеры метаемой сборки, а также параметры ГПЭ;

модель внешней баллистики ГПЭ, которая включает в себя модель движения ГПЭ внутри метаемой сборки, показывающая движение ГПЭ вплоть до их отделения, а также кинематическое уравнение полета ГПЭ в воздушном пространстве, которое показывает движение по уравнениям Жуковского с учетом аэродинамических характеристик ГПЭ.

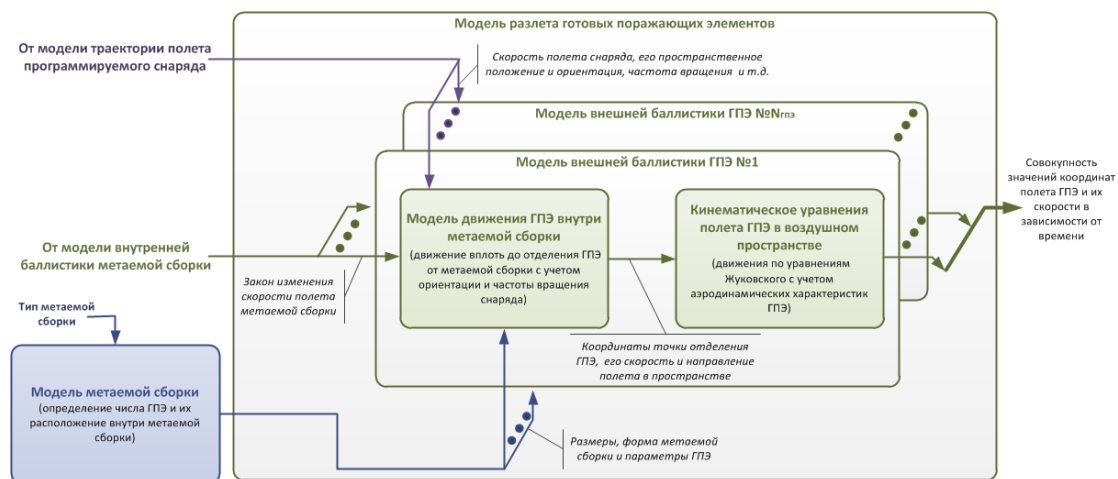
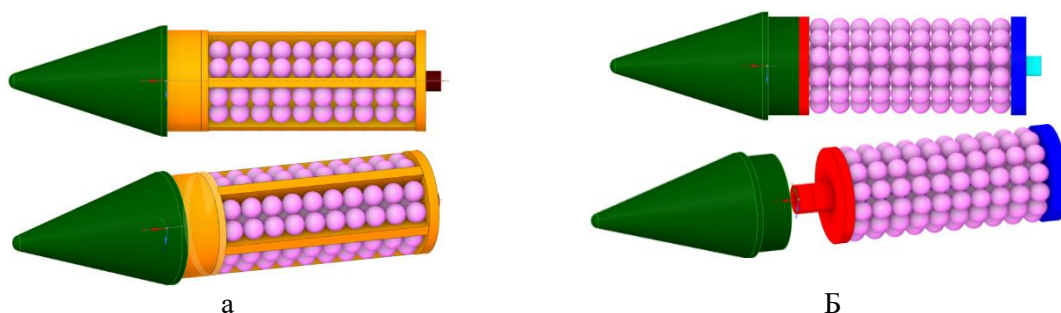


Рис. 1. Модель разлета готовых поражающих элементов

Модель метаемой сборки

Модель метаемой сборки, используемая в конструкции снаряда, проектировалась в приложении Workbench Mechanical из состава программного комплекса ANSYS и в программном комплексе LS-DYNA. Конструктивная схема снаряда определяется главным образом способом выброса ПЭ из корпуса [3, 5-7]. Одним из основных способов выброса ПЭ является применение в качестве выбрасываемого элемента вышибного заряда. Крепление ПЭ в единый блок осуществляется заливкой скрепляющим составом.

Метаемая сборка имеет следующий вид: кассетная метаемая сборка рисунок 2а; шрапнельная метаемая сборка рисунок 2б.



а – кассетная метаемая сборка;
 б – шрапнельная метаемая сборка

Рис. 2. Виды метаемой сборки

Исходя из требований, которые предъявляются к унитарным выстрелам патронного заряжения необходимо использовать для выброса вышибной заряд с заливкой ПЭ в единый блок скрепляющим составом. В качестве скрепляющего состава необходимо использовать буроугольный воск, компаунд силиконовый, эпоксидный, полиуретановый, который обеспечивает сохранение формы единого блока в служебном обращении и исключает деформацию ГПЭ при выстреле и срабатывании вышибного заряда [3, 5, 7, 9].

Модель внутренней баллистики метаемой сборки

Для обеспечения плотного потока ГПЭ требуется разработать и предложить модель внутренней баллистики метаемой сборки. Она определяет порядок расположения и способ выбрасывания ГПЭ из снаряда.

Главной задачей вышибного заряда в снаряде будет создание необходимого давления его пороховых газов, достаточного для выброса ПЭ и срезание резьбы обтекателя. Важной практической задачей является оценивание порохового вышибного заряда метаемой сборки, который сообщает ей необходимую энергию, которая влияет на скорость и дальность полета потока ПЭ в осколочном поле. Для анализа порохового вышибного заряда выбрали следующие сорта порохов: дымный ДРП-2; пироксилиновый 4/1, П-45, ВТ; нитроглицериновый холодный НБПЛ42-20 [7-10].

В модели внутренней баллистики метаемой сборки применено решение основного уравнения внутренней баллистики (формула 1), которое учитывает горение пороха, образование пороховых газов, расширение пороховых газов, поступательное движения снаряда.

$$P = \frac{f\psi\omega - \left(\frac{k-1}{2}\right)\rho m V^2}{S(l_{\psi} + l)} \quad (1)$$

где P – давление пороховых газов; f – сила пороха; k – коэффициент адиабатического (после сгорания пороха) расширения порохового газа; m – масса снаряда (метаемой сборки); ρ – коэффициент учета второстепенных работ, на которые затрачивается энергия газа; ψ – доля сгоревшего пороха; ω – масса пороха; V – скорость движения снаряда (метаемой сборки) внутри ствола; S – площадь сечения ствола; l – путь пройденный снарядом (метаемой сборкой) внутри ствола; l_{ψ} – приведенная длина свободного объема камеры.

В результате моделирования, учитывая (1) были получены следующие зависимости давления пороховых газов (рисунок 3а), скорости полета метаемой сборки (рисунок 3б), пройденного расстояния метаемой сборки (рисунок 3в) от времени.

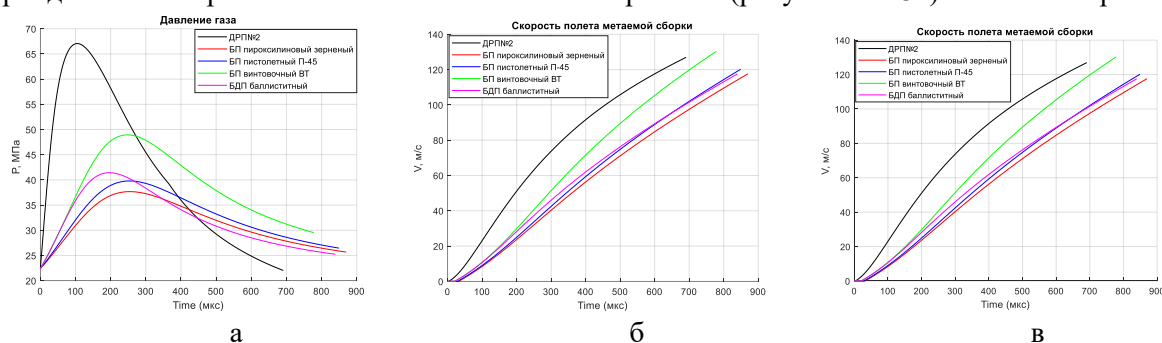


Рис. 3. Зависимость давления пороховых газов, скорости полета метаемой сборки, пройденного расстояния метаемой сборки от времени

Полученные зависимости свидетельствуют о том, что правильный выбор сорта пороха улучшит баллистические и тактические характеристики метаемых сборок снарядов с дистанционным подрывом.

Оценка эффективности действия снаряда с дистанционным подрывом

При расчетах эффективности действия исходными данными являются [1, 4-5, 8-9]:

- количество ПЭ в снаряде;
- скорость выброса ПЭ из снаряда;
- угол разлета и распределение в нем ПЭ;
- условия в момент срабатывания снаряда;
- уязвимые характеристики и расположение целей на площади поражения.

При моделировании области разлета ГПЭ была применена модель внешней баллистики ГПЭ. Модель внешней баллистики ГПЭ основана на решении основной задачи внешней баллистики и представляет собой полную систему уравнений движения, учитывающей вращение и колебания относительно центра масс, с использованием аэродинамических сил и моментов. В рамках внешней баллистики пространственное перемещение ГПЭ принято рассматривать с использованием стартовой и траекторной систем координат [5, 8].

В общем случае пространственное перемещение ГПЭ представляется комбинацией поступательного движения центра масс и сопутствующего вращательного движения его продольной оси [8]. Динамику пространственного полета ГПЭ определяет система векторных дифференциальных уравнений [8]

$$m \frac{d\mathbf{V}}{dt} = \sum \mathbf{F} + m\mathbf{g} + m\mathbf{\Lambda}, \quad (2)$$

$$\frac{d\mathbf{H}}{dt} = \sum \mathbf{M}, \quad (3)$$

где m – масса снаряда; $\mathbf{V} = \sqrt{V_x^2 + V_y^2 + V_z^2}$ – вектор земной скорости центра масс ГПЭ; V_x, V_y, V_z – проекции вектора скорости наблюдаемого ГПЭ на оси стартовой системы координат; \mathbf{F} – главный вектор всех внешних сил, действующих на ГПЭ; \mathbf{g} – вектор ускорения свободного падения; $\mathbf{\Lambda}$ – вектор ускорения Кориолиса; \mathbf{H} – вектор угловой скорости вращения ГПЭ; \mathbf{M} – вектор момента внешних сил.

Упрощенная математическая модель траектории пространственного перемещения ГПЭ имеет вид

$$\frac{d\mathbf{V}}{dt} = -\frac{\rho S C_D}{2m} V \mathbf{V} + \frac{\rho S C_{L_x}}{2m} V^2 \mathbf{a}_R + \frac{\rho S C_{N_{R_x}}}{2m} p (\mathbf{V} \times \mathbf{a}_R) + \mathbf{g} + \mathbf{\Lambda}, \quad (4)$$

$$\frac{dp}{dt} = \frac{\rho S d^2 V}{2I_x} p C_{l_r}. \quad (5)$$

Исходные значения компонентов вектора скорости имеют вид

$$\begin{aligned} V_{x_0} &= V_0 \cos \varphi_{e_0} \cos \theta_{e_0}, \\ V_{y_0} &= V_0 \sin \theta_{e_0}, \\ V_{z_0} &= V_0 \sin \varphi_{e_0} \cos \theta_{e_0}, \end{aligned} \quad (6)$$

Начальное значение скорости вращения определяется выражением

$$p_0 = \frac{V_0}{Nd} \quad (7)$$

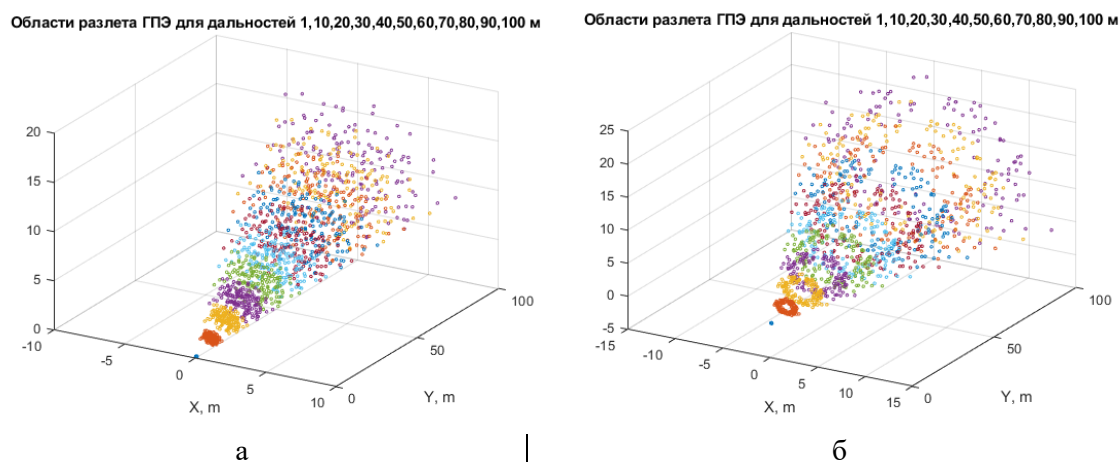
где N – количество нарезов в стволе; d – калибр снаряда.

Искомые координаты центра масс моделируемого ГПЭ в пространстве являются результатом интегрирования дифференциальных уравнений каждого компонента вектора скорости:

$$\begin{aligned} X(t) &= X_0 + \int_0^t V_x(\tau) d\tau, \\ Y(t) &= Y_0 + \int_0^t V_y(\tau) d\tau, \\ Z(t) &= Z_0 + \int_0^t V_z(\tau) d\tau. \end{aligned} \quad (8)$$

где X – дальность полета ГПЭ; Y – высота полета ГПЭ; Z – боковое отклонение ГПЭ; X_0 – начальное значение дальности полета ГПЭ; Y_0 – начальное значение высоты полета ГПЭ; Z_0 – начальное значение бокового отклонения ГПЭ.

Оценка области разлета ГПЭ для различных дальностей подрыва и изменения скорости полета ГПЭ от расстояния от точки подрыва с использованием модели разлета ГПЭ в программном продукте MATLAB при применении различных метаемоных сборок имеет следующий вид (рисунок 4):



а – шрапнельная метаемая сборка;
б – кассетная метаемая сборка

Рис. 4. Область разлета ГПЭ для различных дистанций подрыва. Вышеуказанные области разлета ГПЭ указывают, что шрапнельная метаемая сборка имеет высокую плотность ГПЭ на единицу объема, но относительно малый угол разлета, а кассетная метаемая сборка имеет относительно большой угол разлета, но имеет тороидальную форму области разлета ГПЭ.

Заключение

Таким образом, представленная модель разлета готовых поражающих элементов снаряда с дистанционным подрывом показывает, что при использовании различных видов метаемой сборки для анализа эффективности действия данных снарядов будет различна. Достоинством данной модели является то, что возможно применять различные формы метаемых сборок и параметры ПЭ и оценивать их эффективность действия по малогабаритным целям.

Список использованных источников

8. Повышение эффективности стрельбы зенитного (стрелкового) вооружения по малогабаритным беспилотным летательным аппаратам за счет применения шрапнельных снарядов / И. В. Чигирь [и др.] // Вестник Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2020. – № 2. – С. 66–77.
9. Желудок, И. С. Проектирование боеприпасов: учеб. пособие / И. С. Желудок. – Минск: ВА РБ, 2014. – 165 с.
10. Желудок, И. С. Устройство и действие снарядов, мин и взрывателей к ним. Учебное пособие / И. С. Желудок. – Минск: ВА РБ, 2014. – 173 с.
11. Носков, Б. И. Малокалиберные выстрелы к автоматическим пушкам: учеб. пособие / Б. И. Носков. – М.: Вооружение. Политика. Конверсия, 1998. – 190 с.
12. Боеприпасы: учебник: в 2 т. / А. В. Бабкин [и др.]; под общ. ред. В. В. Селиванова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2016. – Т. 2.
13. Генкин, Ю. В. Конструкция артиллерийских выстрелов: учеб. пособие / Ю. В. Генкин, Я. О. Павлов, М. А. Преображенская. – СПб.: Балт. гос. техн. ун-т, 2012. – 114 с.
14. Рассоха, С. С. Осколочное действие боеприпасов: учеб. пособие / С.С. Рассоха, В.В. Селиванов; под общ. ред. В.В. Селиванова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2018. – 209 с.
15. Балаганский, И. А. Основы баллистики и аэродинамики: учеб. пособие / И. А. Балаганский. – Новосибирск: Издательство НГТУ, 2017. – 200 с.
16. Знаменский, Е. А. Действие средств поражения и боеприпасов: справочное пособие / Е. А. Знаменский. – СПб.: Балт. гос. техн. ун-т., 2010. – 95 с.
17. Пороха, твердые топлива и взрывчатые вещества: учеб. пособие / В.К. Марьин [и др.]; под общ. ред. В.П. Зеленским. – М.: Воеизд, 1984. – 202 с.

УДК 621.391.7-027.45

ОБЕСПЕЧЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В КАНАЛАХ С КОГНИТИВНОЙ СВЯЗЬЮ

ПАНЬКОВА В. В., САЛОМАТИН С. Б.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. В работе рассмотрена модель передачи информации с когнитивной связью для возможности обеспечения в топологии сети области с надежным каналом передачи данных.

Abstract. The paper considers a model of information transfer with cognitive connection for the possibility of providing an area with a reliable data transmission channel in the network topology.

Введение

Вопрос защиты информации требует комплексного подхода. Обязательным условием является использование наиболее приемлемых методов помехоустойчивого кодирования и криптографии. Не менее важное направление обеспечения безопасности в сетях передачи данных состоит в том, что обмен транзакциями должен выполняться только посредством надежного канала, который гарантирует аутентичность передаваемой информации, доказательства отправления и получения, а также невозможность отказа от самого факта обмена данными.

Марковские каналы с когнитивной связью

Каналы с когнитивной связью используют кодеры, одному из которых заранее известно сообщение другого [1,2]. Используются два независимых сообщения $W_1 \in [1, 2^{nR_1}]$, $W_2 \in [1, 2^{nR_2}]$, которые передаются блоками размером n , со скоростями R_1 и R_2 соответственно. Легитимный приемник принимает сообщение Y^n , а подслушивающий – Z^n .

В режиме когнитивного кодирования один из пользователей формирует код X_1^n , кодируя сообщения W_1 и W_2 с помощью кодера f_1 . Другой пользователь формирует код X_2^n , кодируя сообщения W_2 с помощью кодера f_2 . В кодовых словах $X_1^n = f_1(W_1, W_2, S_1, S_{1,2})$ и $X_2^n = f_2(W_2, S_2, S_{1,2})$ используются независимые случайные переменные с произвольной энтропией S_1 , S_2 и $S_{1,2}$, что делает процесс кодирования стохастическим.

Кодовые слова передаются по дискретному каналу без памяти с вероятностным распределением $p(y, z | x_1, x_2)$.

Декодеры принимают $Y = X_1 + X_2 + N_y$ и $Z = \alpha_1 X_1 + \alpha_2 X_2 + N_z$, где N_y и N_z – гауссовские случайные переменные, α_j – затухание сигнала в канале для несанкционированного узла. В процессе декодирования происходит вычисление оценок сообщений $g_n(Y^n) = (W_1^*, W_2^*)$.

Уровень секретности можно оценить, используя понятие условной энтропии канала подслушивания $H(W_1, W_2 | Z^n)$. При этом считаем, что скорости (R_1, R_2) достижимы с малой вероятностью ошибки $P_e^{(n)} = Pr\{g_n(Y^n) \neq (W_1, W_2)\} \rightarrow 0$ и ограничением на секретность (нормализованная неопределенность) $H(W_1, W_2 | Z^n) | H(W_1, W_2) \rightarrow 1$.

Понятие емкости защищенного канала определим через замкнутое множество всех достижимых скоростей, при этом размеры такой емкости зависят от условных распределений $p(y | x_1, x_2)$ и $p(z | x_1, x_2)$.

Принимается, что каналы авторизованных пользователей менее зашумлены, чем подслушивающий канал, а распределение $p(z | x_1, x_2)$ удовлетворяет условию марковости $p(z | x_1, x_2) = \sum p(y | x_1, x_2) p'(z | y)$ для некоторого условного распределения $p'(z | y)$.

Определим кодовые книги пользователей как V_1 и V_2 . Это означает, что для множества переменных, удовлетворяющих марковской цепи $V - (X_1, X_2) - (Y, Z)$, выполняется неравенство для количества информации $I(V; Y) - (V; Z) \geq 0$.

Скорости передачи, достижимые в защищенной области, удовлетворяют следующим неравенствам:

$$U\{(R_1, R_2) : R_1, R_2 \geq 0; R_1 \leq I(V_1; Y | V_2, Q) - I(V_1; Z | Q); R_2 \geq I(V_2; Y | V_1, Q) - I(V_2; X | Q); R_1 + R_2 \leq I(V_1, V_2 | Q) - I(V_1, V_2; Z | Q)\},$$

где объединение берется по всем совместным распределениям вида

$$p(q) p(x_1, v_1 | q) p(x_2, v_2 | q) p(y, z | x_1, x_2),$$

а переменная Q учитывает режим разделения времени.

Емкость дискретного канала с подслушиванием для возможного множества скоростей удовлетворяет неравенствам

$$R_1 \leq I(X_1; Y | X_2), R_1 + R_2 \leq (I(V_1, V_2; Y | Q) - I(V_1, V_2; Z | Q))$$

для распределений вида

$$p(q) p(v_1, v_2 | q) p(x_1, x_2 | v_1, v_2) p(y, z | x_1, x_2).$$

Заключение

Таким образом, в каналах с когнитивной связью происходит снижение эффективности прослушивания за счет работы подслушивающего узла сети в режиме приема на фоне помехи и, как следствие, обеспечивается возможность создания областей с более высоким уровнем защиты данных.

Список использованных источников

18. Giorgio Taricco A Lower Bound to the Receiver Operating Characteristic of a Cognitive Radio Network. arXiv: 1007.5408v1 [cs.IT] 30 Jul 2010.
19. C.R. Stevenson, G. Chouinard, Z. Lei, W. Hu, S.J. Shellhammer, and W. Caldwell, «IEEE 802.22: The first cognitive radio wireless regional area network standard», IEEE Communications Magazine, vol. 47, no.1, pp. 130-138, Jan. 2009.

УДК 629.05:621.396.94

ОБОСНОВАНИЕ ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ РЕТРАНСЛЯЦИИ НАНОСПУТНИКА ПРИ ОЦЕНИВАНИИ ПОЛНОГО ЭЛЕКТРОННОГО СОДЕРЖАНИЯ В ИОНОСФЕРЕ НА ОСНОВЕ ПЕРЕКРЕСТНОЙ РЕТРАНСЛЯЦИИ СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ GPS

КАПЛЯРЧУК Е. А., КОЗЛОВ С. В.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

Аннотация. Приведено обоснование технических решений по построению аппаратуры ретрансляции навигационных сигналов GPS с наноспутника на выделенные для геофизических исследований частоты 150/400 МГц в интересах оценивания полного электронного содержания (ПЭС) на трассах «навигационный спутник-наноспутник» и «наноспутник-наземный приемный пункт». Приведены зависимости среднеквадратической ошибки оценивания ПЭС от параметров ретранслятора.

Abstract. The substantiation of technical solutions for the construction of equipment for relaying GPS navigation signals from a nanosatellite to the frequencies of 150/400 MHz allocated for geophysical research in the interests of estimating the total electron content (TEC) on the routes "navigation satellite-nanosatellite" and "nanosatellite-ground receiving point" is given. The dependences of the mean square error of TEC estimation on the repeater parameters are given.

Постановка задачи

В [1] предложен способ оценки полного электронного содержания (ПЭС) в ионосфере на трассах «навигационный спутник GPS – наноспутник-ретранслятор» и «наноспутник-ретранслятор» на основе перекрестной ретрансляции навигационных сигналов. Реализация бортовой аппаратуры ретрансляции для наноспутника представляет сложную задачу. Это обусловлено жесткими ограничениями на выходную мощность ретранслятора и его энергопотребление.

Цель статьи – обоснование технических решений по построению ретранслятора навигационных сигналов и определение взаимосвязи между параметрами ретранслятора и точностью оценивания полного электронного содержания в ионосфере.

Структура аппаратуры ретрансляции

Предлагаемая функциональная схема бортовой аппаратуры ретрансляции наноспутника приведена на рисунке 1.

С выхода микрополосковой навигационной приемной антенны A_{in} на частотный диапазон 1,2...1,6 ГГц принятые навигационные сигналы поступают на малошумящий усилитель (МШУ) и далее разветвляются на два полосно-пропускающих фильтра (ППФ) с центральными частотами 1575,42 МГц и 1227,6 МГц и полосами пропускания около 2 МГц. В качестве указанных фильтров могут быть использованы, например, фильтры на поверхностно-акустических волнах FP-1575B2 (на частоту 1575,42 МГц с полосой 2 МГц), FP-1227B2-2 на частоту 1575,42 МГц с полосой 2,4 МГц [2].

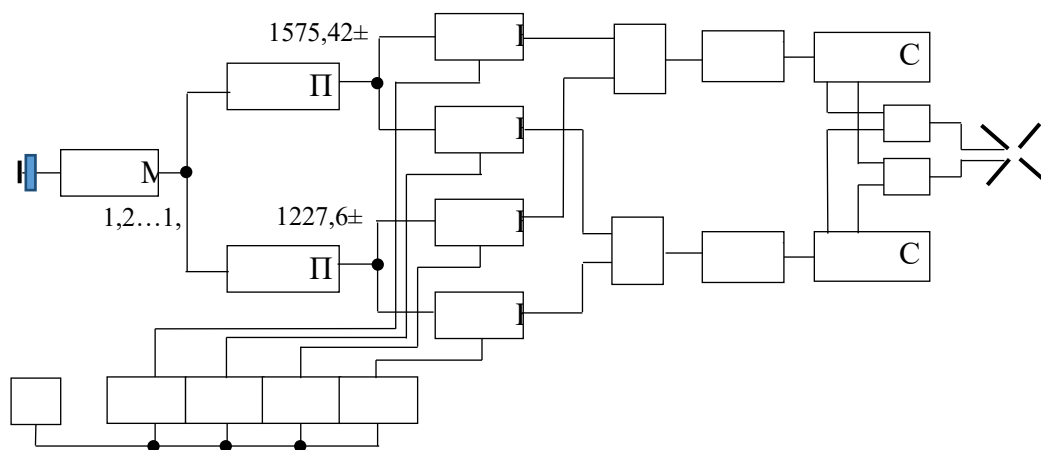


Рис. 1. Функциональная схема бортовой аппаратуры ретрансляции

Сигналы с выхода фильтров поступают на четыре балансных смесителя (БС). На вторые входы балансных смесителей поступают сигналы гетеродинов, формируемые из сигналов высокостабильного опорного генератора (ОГ) с использованием синтезаторов частоты с фиксированными целочисленными коэффициентами деления частот опорного сигнала и генератора, управляемого напряжением, с номинальными частотами с допуском $\pm 0,5$ МГц, составляющими (1575,42–150) МГц; (1575,42–400) МГц; (1227,6–150) МГц и (1227,6–400) МГц. Сигналы выходов балансных смесителей суммируются и усиливаются в цепочке усилителей на частоты 150 МГц и 400 МГц и поступают на согласующие устройства с фазовращателями (СУ+ФВ), имеющие два выхода со сдвигом сигналов на $\pi/2$. Квадратурные выходные сигналы СУ+ФВ на рабочих частотах 150 и 400 МГц суммируются и поступают на элементы турникетной передающей антенны. Использование турникетной антенны с близкой к круговой поляризацией излучения в широком секторе углов обеспечивает наименьшие поляризационные потери при случайной ориентации передающей и приемной антенн [3]. Наряду с турникетной могут быть использованы антенны, специально разработанные для аппаратуры 150/400 МГц. Характеристики нескольких образцов таких антенн приведены в [4].

Обоснование характеристик аппаратуры ретрансляции

Основными параметрами аппаратуры являются эффективный (с учетом всех потерь в тракте) коэффициент ретрансляции и мощность выходного усилителя. Определим указанные параметры с учетом предполагаемых параметров наземного приемного пункта. Примем следующие исходные данные: эквивалентная изотропная излучаемая мощность навигационного сигнала на каждой из частот по кодам C/A, L2OC $P_{\text{нс}}=26,8$ дБВт [5,6]; дальность между НС и СР $r_1=21000$ км; дальность между СР и ПП $r_2=1000$ км; спектральная плотность мощности внутренних шумов аппаратуры ретрансляции и приемного тракта ПП $N_0=5,8 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц ($K_{\text{ш}}=1,5$ дБ; $T=300$ К); средний по рабочему сектору коэффициент усиления микрополосковой приемной антенны аппаратуры ретрансляции с учетом потерь в тракте до малошумящего усилителя $G_r=1,5$; коэффициент усиления передающей антенны аппаратуры ретрансляции $G_{tr}=1$; коэффициент усиления антенны ПП $G_{\text{пп}}=7,3$ дБ (трехэлементная антенн Удо-Яги с ориентацией на спутник); коэффициент потерь полезного сигнала в приемном тракте ПП $k_{\text{пп}}=0,5$; коэффициент поляризационных потерь $k_{\pi}=0,5$.

Отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе согласованного фильтра для одного периода навигационного сигнала составит

$$\gamma = \frac{P_{\text{нс}} G_r G_{tr} G_{\text{пп}} \lambda_{\text{нс}}^2 \lambda_p^2 k_{\text{пп}} k_{\pi} T_0}{(4\pi)^4 r_1^2 r_2^2 N_0} K_p, \quad (1)$$

где $\lambda_{\text{НС}} \approx 0,19$ – наименьшая длина волны для навигационного сигнала; $\lambda_p = 0,75$ м или 2 м – длина волны ретранслированного сигнала; $T_0 = 1$ мс – длительность навигационного сигнала для частоты L_1 .

Основной особенностью рассматриваемого ретранслятора является существенное усиление собственных шумов, так как мощность принимаемого навигационного сигнала, как и для типового навигационного приемника, на 15...20 дБ [5, 6] меньше мощности шума. Поэтому коэффициент ретрансляции должен быть ограничен мощностью выходного шума, которая составит

$$P_{\text{ш}} = N_0 \Delta f_p K_p, \quad (2)$$

где $\Delta f_p = 4$ МГц - полоса пропускания ретранслятора для случая ретрансляции на двух частотах 150 и 400 МГц. Отношение сигнал/шум при когерентном накоплении в течении времени $T_{\text{кн}}$ составит

$$\rho(K_p) = \gamma(K_p) \frac{T_{\text{кн}}}{T_0}. \quad (3)$$

Зависимости ОСШ, мощности шума на выходе ретранслятора и СКО оценивания ПЭС-1 на трассах НС-СР ($\sigma_{\text{ТЕС1}}$) и ПЭС-2 на трассах СР-ПП ($\sigma_{\text{ТЕС2}}$) от K_p приведены на рисунке 2. СКО оценивания ПЭС рассчитывалась по соотношениям [1] для случая определения ПЭС на трассе наноспутник-приемный пункт при ретрансляции одной частоты L_1 и видимости 1 и 6 навигационных спутников, а для случая определения ПЭС на трассе навигационный спутник-ретранслятор при ретрансляции двух частот L_1, L_2 на частоту ретрансляции 150 МГц при видимости наноспутника и навигационного спутника с 1 и 5 наземных приемных пунктов. Зависимости на рисунке 2б соответствуют времени когерентного накопления 0,5 с и 1 с.

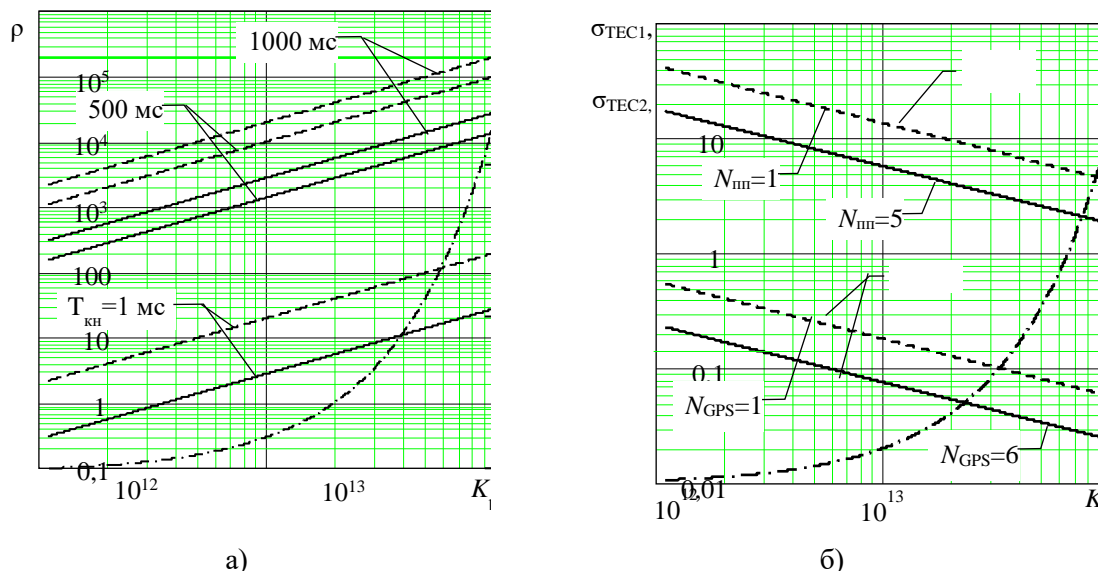


Рис. 2. Зависимость отношения сигнал/шум на выходе ретранслятора (а) и среднеквадратической ошибки оценивания ПЭС (б) от коэффициента ретрансляции

Из приведенных зависимостей следует, что достижение СКО оценки ПЭС на трассе наноспутник-приемный пункт порядка 0,1 ТЕСу при наличии в зоне видимости 6 спутников GPS возможно при коэффициенте ретрансляции порядка 128 дБ и мощности шума на выходе ретранслятора 0,2 Вт. Полученное значение существенно меньше, чем выходная мощность, указанная в [4,9]. Отношения сигнал/шум на выходе накопителя составит 32,3 дБ и 40,8 дБ для частот ретрансляции 400 МГц и 150 МГц, соответственно. При мощности изучения по шумам

0,2 Вт, высоте орбиты 500 км и ширине спектра шума 4 МГц спектральная плотность мощности сигнала на выходе расположенной на земле изотропной приемной антенны на согласованной поляризации будет примерно на 3 дБ ниже стандартной спектральной плотности мощности шумов стандартного приемника (10^{-20} Вт/Гц), то есть мешающее влияние излучения наноспутника-ретранслятора будет пренебрежимо малым.

Отметим также, что при оценивании ПЭС на трассе СР-ПП при ретрансляции только одного сигнала L_1 на частоты 150/400 МГц принципиально возможно использование и спутников ГНСС «Глонасс». Однако с учетом используемого в ГНСС «Глонасс» частотного разделения [6] это приведет к необходимости расширения общей полосы ретрансляции до примерно 10 МГц либо последовательной работе по навигационным спутникам на разных частотах и ухудшению точности оценивания ПЭС из-за меньшего, в два раза в сравнении с GPS, коэффициента сжатия навигационного сигнала [6].

Достижение приемлемой точности оценивания ПЭС на трассе НС-СР требует больших значений коэффициента ретрансляции и, соответственно, большей выходной мощности ретранслятора. Так, при ограничении выходной мощности ретранслятора величиной 1 Вт требуемый коэффициент ретрансляции составит 137 дБ при СКО оценки ПЭС для одного и пяти приемных пунктов в зоне видимости по единичным измерениям порядка 8 и 3 ТЕСи, соответственно. С учетом относительно невысокой угловой скорости наноспутника относительно навигационного спутника возможно последующее усреднение по 10-20 независимым оценкам ПЭС-1 методом скользящего среднего.

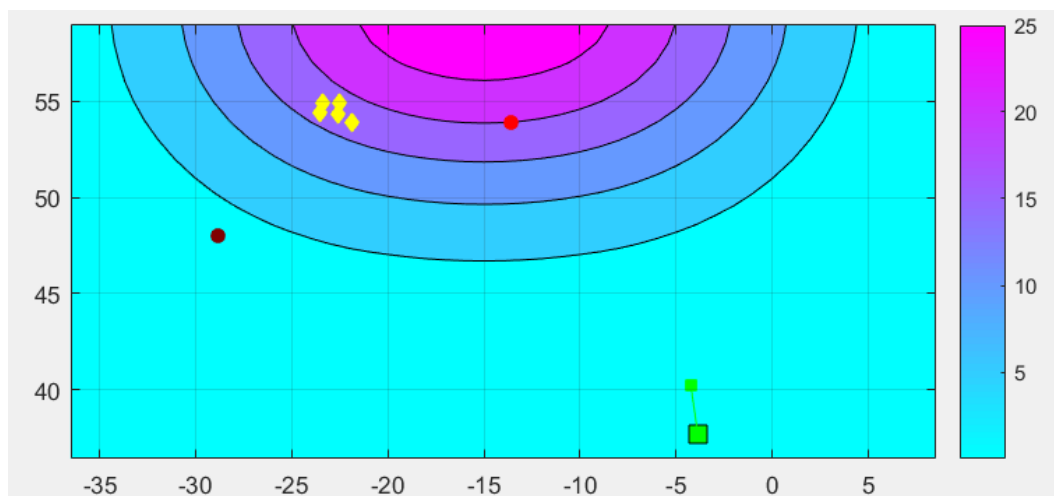
Точность измерения ПЭС на трассах СР-ПП является вполне достаточной для реализации томографических методов. Резервы повышения точности измерения ПЭС на трассах НС-СР наряду с усреднением по времени наблюдения заключаются в увеличении числа пространственно-распределенных приемных пунктов или увеличении коэффициента усиления приемных антенн аппаратуры приемных пунктов за счет использования антенных решеток.

Результаты моделирования

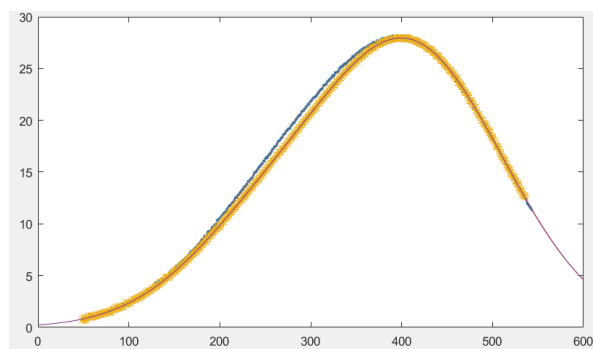
Моделирование предложенного в [1] способа оценивания ПЭС для описанного в настоящей статье облика и параметров аппаратуры ретрансляции и аппаратуры приемных пунктов проводилось путем имитации неравномерной электронной концентрации в ионосфере, моделирования орбитальных параметров навигационных спутников, наноспутника-ретранслятора, расчета истинных значений ПЭС и энергетических соотношений и воспроизведения результатов измерений ПЭС с их последующим сглаживанием.

Рассматриваемая ситуация приведена на рисунке 3. Наноспутник (квадрат со стрелочкой) находится в зоне прямой видимости пяти приемных пунктов (ромбы на рисунке) на временном интервале видимости около 500 секунд и пролетает район локального максимума электронной концентрации в ионосфере. Два из множества видимых спутников, падающих в заданный масштаб изображения, показаны в виде красных кружков. Электронная концентрация отображается в значениях вертикального ПЭС [7] в виде цветовой шкалы в ТЕСи. Горизонтальная и вертикальная оси на рисунке 3а соответствуют географическим долготе и широте. Высота максимума электронной концентрации составляют 500 км и совпадает с высотой орбиты наноспутника. В этих условиях примерно половина из показанных на рисунке 3а значений вертикального ПЭС будет относиться к трассам наноспутник-приемные пункты, а вторая половина – к трассам навигационные спутники-наноспутник. Значения ПЭС на указанных трассах могут в 2...3 раза превышать величину вертикального ПЭС ввиду большего пути в ионосфере.

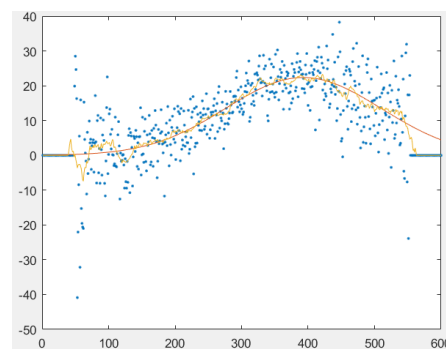
Приведенные на рисунке 3б значения истинных и измеренных ПЭС на трассе наноспутник- первый ПП (точки) и наноспутник-пятый ПП (звездочки) соответствуют коэффициенту ретрансляции 130 дБ. Истинные значения ПЭС показаны соответствующими сплошными линиями.



а) ситуация наблюдения



б) Результаты оценки ПЭС-2



в) Результаты оценки ПЭС-1

Рис. 3. Результаты оценивания ПЭС на трассах МКА-первый ПП, МКА- пятый ПП (а) и взаимное пространственное положение элементов системы в начале (б) и конце (в) моделирования

Значения ПЭС для первого и пятого приемного пункта незначительно различаются в соответствии с геометрией наблюдения. Истинные значения ПЭС (сплошная кривая на рисунке 3б) на трассах наноспутник-приемные пункты изменяется в пределах 1-27 ТЕСу. Измеренные ПЭС на этой трассе являются точным, максимальная ошибка единичного измерения по пяти приемным пунктам не превышает 0,1ТЕСу, что соответствует теоретическому значению при получаемом отношении сигнал/шум по ретранслированному навигационному сигналу.

На рисунке 3в для этих же исходных данных, но при большем коэффициенте ретрансляции 135 дБ, приведены результаты моделирования и измерения ПЭС на трассе между одним из навигационных спутников GPS и наноспутником. Горизонтальная ось соответствует времени наблюдения, вертикальная – значениям ПЭС в ТЕСу. Гладкая сплошная красная кривая отображает истинные значения ПЭС, точки – измеренные значения ПЭС, изрезанная сплошная кривая – результат усреднения измеренных значений ПЭС скользящим средним за 20 измерений. Аналогичный эффект увеличения энергетики принимаемого сигнала на 5 дБ может быть

достигнут и при увеличении коэффициента усиления антенны приемного пункта (применение антенной решетки или достаточно длинных антенн типа «волновой канал»). Кроме того, среднеквадратическая ошибки оценки ПЭС уменьшается обратно пропорционально числу приемных пунктов.

Как видно из результатов расчетов, ПЭС на трассе навигационный спутник-наноспутник оценивается приближенно. При больших значения истинного ПЭС на трассе оценки ПЭС достаточно близки к истинным значениям, при малых значениях ПЭС – могут иметь в значительной степени случайный характер с выходом в область отрицательных значений. Тренд скользящего среднего верный, его скорость примерно соответствует тренду истинного ПЭС. Средняя квадратическая ошибка оценивания ПЭС составляет 2...3 ТЕСу, что соответствует типовым значениям на трассах навигационный спутник-наземный двухчастотный приемник при высокоорбитальной томографии [8].

Список использованных источников

1. Каплярчук Е.А. Оценивание полного электронного содержания в ионосфере с использованием наноспутника на основе перекрестной ретрансляции сигналов GPS на выделенные частоты 150/400 МГц / Е.А. Каплярчук, С.В. Козлов, А.М. Крот // в наст. сборнике.
2. Фильтры на поверхностно-акустических волнах. Каталог. Режим доступа: <https://sawtechno.ru/catalog/filtry/filtry-na-pav>. Дата доступа 07.11.22.
3. Справочник по антенной технике: Справ. В 5 т. Т.1 / Л.Д. Бахрах, Л.С. Бенисон, Е.Г. Зелкин и др. Под ред. Я.Н. Фельда, Е.Г. Зелкина. – М.: ИПРЖР, 1997. – 256 с.
4. Гаджиев Э.В. УКВ антенны малых космических аппаратов. Дисс. канд. техн. наук. – М.: Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), 2016. – 152 с. Режим доступа: https://mai.ru/upload/iblock/033/avtoreferat_gadzhiev-e.v..pdf?ysclid=la718i29fn543879484. Дата доступа: 07.11.22.
5. Современные ГНСС | Прикладной потребительский центр ГЛОНАСС [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.glonass-iac.ru>. Дата доступа: 18.10.2022.
6. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е перераб. и доп. – М.: ИПРЖР, 2010. – 800 с.
7. Куницын В.Е. Радиотомография ионосферы / В.Е., Куницын, Е.Д. Терещенко, Е.С. Андреева – М.: Физматлит, 2007. – 336 с.
8. Смирнов В.М. Определение электронного содержания ионосферы Земли по данным дальномерных и фазовых измерений / В.М. Смирнов, В.Н. Марчук // Электронный журнал «Исследовано в России». Режим доступа: http://zhurnal.ape.relarn.ru/articles/200_1465_1/127.pdf.
9. Ионозонд / Институт космических исследований Российской академии наук. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://iki.cosmos.ru/missions/ionozond>. Дата доступа 18.10.22.

УДК 629.783-022.532:621.396.94

ОЦЕНИВАНИЕ ПОЛНОГО ЭЛЕКТРОННОГО СОДЕРЖАНИЯ В ИОНОСФЕРЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НАНОСПУТНИКА НА ОСНОВЕ ПЕРЕКРЕСТНОЙ РЕТРАНСЛЯЦИИ СИГНАЛОВ GPS НА ВЫДЕЛЕННЫЕ ЧАСТОТЫ 150/400 МГц

КАПЛЯРЧУК Е. А., КОЗЛОВ С. В., КРОТ А. М.

¹ *Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники*

² *Объединенный институт проблем информатики НАН Беларуси*

(г. Минск, Беларусь)

Аннотация. Предложен экономичный по аппаратурным затратам способ оценивания полного электронного содержания (ПЭС) в ионосфере на основе перекрестной ретрансляции сигналов L_1 , L_2 глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) GPS с использованием наноспутника - ретранслятора (СР) формата CubeSat на выделенные для геофизических исследований частоты 150/400 МГц и выделения информации о ПЭС на трассах «навигационный спутник-наноспутник» и «наноспутник-наземный приемный пункт» на наземном приемном пункте из оценок времен задержек ретранслированных сигналов. Приведены расчетные соотношения для оценок ПЭС на основе анализа задержек огибающих принимаемых сигналов и дисперсий указанных оценок.

Abstract. A hardware-saving method for estimating the total electron content (TEC) in the ionosphere based on cross-retransmission of one of the L_1 , L_2 signals of the global navigation satellite system (GNSS) GPS using a nanosatellite of a satellite-relay (SR) of the CubeSat format to the frequencies allocated for geophysical research is proposed 150/400 MHz and extracting information about the TEC on the routes "navigation satellite-nanosatellite" and "nanosatellite-ground receiving point" from the retransmitted signals received at the ground receiving point. Calculation ratios for TEC estimates based on the analysis of the delays of the envelopes of the received signals are given.

Введение

Ионосфера существенно воздействует на распространение радиоволн, в частности, на сигналы ГНСС [1-3]. Основное влияние на распространение радиоволн оказывают длина волны и электронная концентрация в ионосфере, за счет которой ионосфера становится диспергирующей (дисперсионной) средой для радиоволн, в ней скорость распространения зависит от длины волны [1,2]. По этой причине происходит задержка распространения и преломление траектории радиоволн в ионосфере, а для определенных длин волн и отражение в ионосфере. Состояние ионосферы описывается множеством параметров, из которых наиболее важным параметром является электронная концентрация. В зависимости от высоты и распределения электронной концентрации ионосферу условно разделяют на слои: D (ниже 90 км), E (от 90 до 130 км), F_1 (от 130 до 200 км) и F_2 (выше 200 км). Максимальная концентрация электронов и ионов расположена в слое F_2 на высотах от 250 до 450 км.

В настоящее время имеется большой арсенал методов, средств и систем измерения электронной концентрации и ПЭС в ионосфере [2-4]. К их числу следует отнести станции вертикального и наклонного зондирования ионосферы, радиозонды, средства радиозондирования ионосферы со специализированных искусственных спутников Земли научного назначения и с использованием сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС). Основным методом определения электронной концентрации в настоящее время

является радиотомографический [1]. Он предполагает измерения значений полного электронного содержания (ПЭС) как интеграла от электронной концентрации на заданной трассе между передатчиком и приемником с последующим использованием большого объема результатов измерений для восстановления зависимости электронной концентрации от географических координат томографическими методами.

Для измерения ПЭС наиболее часто применяется высокоорбитальный метод трансферного зондирования на основе приема сигналов ГНСС двухчастотной навигационной аппаратурой потребителя, расположенной на Земле [2-4]. При прохождении через ионосферу радиосигналы, излучаемые на двух несущих частотах $f_1 \approx 1,6$ ГГц и $f_2 \approx 1,2$ ГГц с навигационного спутника (НС), испытывают различные временные задержки, а также изменения фаз [1,2,4]. Измерение этих параметров в расположенном на Земле двухчастотном приемнике ГНСС позволяет непрерывно определять значение ПЭС на трассе «НС – наземный приемник». Недостатком этого метода является его относительная «статичность», так как положение линии «навигационный спутник - наземный приемник» изменяется относительно медленно. Кроме того, высокоорбитальный метод не позволяет обнаруживать локальные неоднородности ионосферы.

Дополнительные данные для решения задач по реконструкции локальных значений ПЭС в ионосфере могут быть получены с использованием низкоорбитального метода на основе орбитальной группировки малых спутников в радиодиапазоне [2,3]. Первый вариант низкоорбитальной томографии реализуется на спутниках типа «Космос», «Транзит», «FORMOSAT-3/COSMIC», излучающих когерентные сигналы на частотах выделенных для геофизических исследований частотах 150/400 МГц [5]. На основе этих сигналов фазоразностным методом измеряется градиент ПЭС [4]. Второй вариант предполагает размещение на спутнике двухчастотного навигационного приемника, измеряющего дальности и фазы когерентных навигационных сигналов аналогично высокоорбитальной томографии, и организацию между спутником и наземной станцией приема данных канала связи с достаточно большой пропускной способностью.

К недостаткам известных методов оценивания ПЭС при низкоорбитальной томографии следует отнести высокие технические требования к двухчастотному приемнику, размещаемому на наноспутнике (измерения при больших радиальных скоростях и ускорениях, высокие требования к радиационной стойкости используемых компонентов), фазовую неоднозначность измерений при использовании двух когерентных сигналов 150/400 МГц или необходимость использования минимум 4 когерентных сигналов с частотами 150, 400, 1067 и 2844 МГц [6], а также необходимость дополнительных каналов связи.

Это обуславливает целесообразность способа измерения ПЭС при низкоорбитальной радиотомографии ионосферы за счет ретрансляции навигационных сигналов ГНСС GPS.

Содержание способа перекрестной ретрансляции

Иллюстрация предлагаемого способа приведена на рисунке 1. Наноспутник-ретранслятор (один или несколько) выводится на низкие (180...800 км) приближенно круговые орбиты. Высота орбиты выбирается является компромиссом между сложностью бортовой аппаратуры наноспутника (включая двигатели поддержания орбиты), временем существования наноспутника и объемом измерений [7]. Наиболее выгодными с позиции объема измерений являются высоты 300...500 км при значимых для томографии измеряемых значениях ПЭС как на трассах «наноспутник-наземные приемные пункты», так и на трассах «навигационный спутники – наноспутник». Минимальное число СР составляет один (получение данных 5-6 раз в сутки). Общее число СР определяется требуемым темпом обновления данных для радиотомографии и

может составлять до нескольких десятков при нахождении в зоне видимости наземного приемного пункта (ПП) не более одного СР.

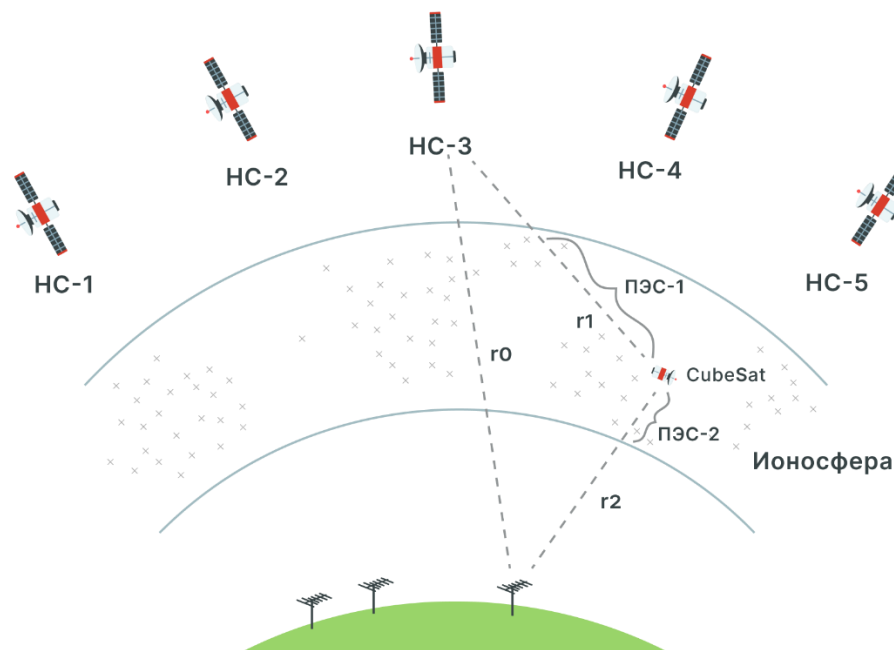


Рис. 1. Иллюстрация способа оценивания ПЭС на трассах «навигационные спутники – наноспутник» и «наноспутник-приемные пункты»

Предлагаемое техническое решение заключается в приеме и частотной фильтрации сигналов L_1 , L_2 GPS аппаратурой СР, переносе по частоте на частоты 150/400 МГц с использованием когерентных гетеродинов от общего опорного генератора, усилении, и излучении в нижнюю полусферу через слабонаправленную антенну в направлении на Землю. Прием и обработка ретранслированных сигналов при большом (до 1...3 с) времени наблюдения осуществляется аппаратурой одного или нескольких пространственно-разнесенных приемных пунктов (ПП), которые могут быть совмещены, например, со станциями системы дифференциальной коррекции.

Так как навигационные сигналы являются когерентными с известными параметрами, включая моменты излучения и координаты навигационных спутников [10], то предлагаемая совокупность технических средств образует многопозиционную радиолокационную систему (МпРЛСи) с большим (до 8-10) числом независимо функционирующих источников когерентных зондирующих сигналов (навигационные спутники), единственной радиолокационной целью – спутником-ретранслятором и одним или несколькими ПП. Данную МпРЛСи можно представить в виде совокупности бистатических радиолокационных средств, образованных каждым навигационным спутником, СР и ПП, с подвижной, ввиду взаимного пространственного перемещения НС, СР и ПП, базой.

Излучаемые навигационные сигналы содержат неизвестное навигационное сообщение [10]. Однако, оно может быть легко исключено из принимаемого сигнала за счет приема и дешифрации прямого навигационного сигнала на ПП с использованием стандартного навигационного приемника, так как прием «прямого» навигационного сигнала на ПП происходит раньше приема ретранслированного сигнала. Ввиду высокой когерентности навигационных сигналов каждого НС в это системе могут быть реализованы методы синтеза апертуры

[8,9] или, что аналогично, способы обработки при длительном когерентном накоплении принимаемого сигнала.

Отметим, что из принимаемого на ПП ретранслированного сигнала можно извлечь ту же самую информацию, что и при приеме прямого навигационного сигнала в двухчастотном приемнике: время задержки и разность фаз сигналов на двух когерентных частотах L_1 и L_2 . При это для сохранения когерентности перенос частот L_1 и L_2 необходимо проводить с использованием одного гетеродинов, работающих от одного высокостабильного генератора. Кроме того, по измерениям суммарных дальностей и доплеровских сдвигов частоты навигационных сигналов (которые не зависят от ПЭС) от множества видимых навигационных спутников возникает возможность высокоточного определения координат и параметров движения СР.

Выполним перекрестную ретрансляцию принимаемых аппаратурой СР навигационных сигналов на частотах L_1, L_2 одновременно на две частоты $f_{150}=150$ МГц и $f_{400}=400$ МГц, что обеспечит четыре ретранслированных сигнала, принимаемых на наземном ПП:

$$\begin{aligned} s_{1,1}(t): f_1 \rightarrow f_{150}; \quad s_{1,2}(t): f_1 \rightarrow f_{400}; \\ s_{2,1}(t): f_2 \rightarrow f_{150}; \quad s_{2,2}(t): f_2 \rightarrow f_{400}. \end{aligned} \quad (1)$$

Для ГНСС GPS $f_1=1575,42$ МГц, $f_2=1227,6$ МГц (сигнал L2C с BPSK модуляцией начиная с аппаратов IIR-M; в настоящее время 24 спутника из 32 в орбитальной группировке [10]), причем дальномерные коды на указанных частотах имеет одинаковую ширину спектра (1,023 МГц), но разную длину (1 мс и 20 мс), и являются квазиортогональными, что обеспечивает возможность их разделения при согласованной фильтрации на ПП.

Суммарные дальности НС-СР-ПП, измеряемые по задержкам огибающих принимаемых сигналов, составят

$$\begin{aligned} d_{1,1} = r_1 + \frac{K_{\text{ион}} \cdot \text{TEC}_1}{f_1^2} + r_2 + \frac{K_{\text{ион}} \cdot \text{TEC}_2}{f_{400}^2}; \quad d_{1,2} = r_1 + \frac{K_{\text{ион}} \cdot \text{TEC}_1}{f_1^2} + r_2 + \frac{K_{\text{ион}} \cdot \text{TEC}_2}{f_{150}^2}; \\ d_{2,1} = r_1 + \frac{K_{\text{ион}} \cdot \text{TEC}_1}{f_2^2} + r_2 + \frac{K_{\text{ион}} \cdot \text{TEC}_2}{f_{400}^2}; \quad d_{2,2} = r_1 + \frac{K_{\text{ион}} \cdot \text{TEC}_1}{f_2^2} + r_2 + \frac{K_{\text{ион}} \cdot \text{TEC}_2}{f_{150}^2}, \end{aligned} \quad (2)$$

где r_1, r_2 - дальности НС-СР и СР-ПП, соответственно; $\text{TEC}_1, \text{TEC}_2$ - истинные значения ПЭС на указанных трассах; $K_{\text{ион}}=40,308$ м³/с² – коэффициент связи между ПЭС и ионосферной задержкой.

Из (2) следует, что имея оценки $\hat{d}_{1,1}, \hat{d}_{1,2}, \hat{d}_{2,1}, \hat{d}_{2,2}$ суммарной дальности по задержке огибающей можно получить две независимые оценки ПЭС по кодовым измерениям на трассе СР-ПП:

$$\text{TEC}_2^{(1)} = \frac{\hat{d}_{1,1} - \hat{d}_{1,2}}{K_{\text{ион}} \left(\frac{1}{f_{150}^2} - \frac{1}{f_{400}^2} \right)}; \quad \text{TEC}_2^{(2)} = \frac{\hat{d}_{2,1} - \hat{d}_{2,2}}{K_{\text{ион}} \left(\frac{1}{f_{150}^2} - \frac{1}{f_{400}^2} \right)}. \quad (3)$$

При наличии N_{gps} одновременно наблюдаемых на наноспутнике и на приемном пункте навигационных спутников системы GPS с примерно одинаковыми условиями приема (отношениям сигнал/шум) оценки $\text{TEC}_{2_n}^{(1)}, \text{TEC}_{2_n}^{(2)}$, полученные по $n=1, \overline{N_{\text{gps}}}$ НС могут быть усреднены:

$$\overline{TEC}_2 = \frac{1}{2N_{\text{gps}}} \sum_{n=1}^{N_{\text{gps}}} \left(TEC_{2n}^{(1)} + TEC_{2n}^{(2)} \right). \quad (4)$$

Для оценок ПЭС на трассе НС-СР аналогично предыдущему случаю запишем

$$TEC_1^{(1)} = \frac{\hat{d}_{1,1} - \hat{d}_{2,1}}{K_{\text{ион}} \left(\frac{1}{f_1^2} - \frac{1}{f_2^2} \right)}; \quad TEC_1^{(2)} = \frac{\hat{d}_{1,2} - \hat{d}_{2,2}}{K_{\text{ион}} \left(\frac{1}{f_1^2} - \frac{1}{f_2^2} \right)}, \quad (5)$$

то есть в данном случае происходит исключение трассы «СР-ПП».

При наличии $N_{\text{пп}}$ приемных пунктов с примерно одинаковыми условиями приема (отношениям сигнал/шум) оценки $TEC_{1n}^{(1)}$, $TEC_{1n}^{(2)}$, полученные по $n = \overline{1, N_{\text{пп}}}$ приемным пунктам также могут быть усреднены:

$$\overline{TEC}_2 = \frac{1}{2N_{\text{пп}}} \sum_{n=1}^{N_{\text{пп}}} \left(TEC_{2n}^{(1)} + TEC_{2n}^{(2)} \right). \quad (6)$$

Отметим, что оценивании ПЭС на трассе СР-ПП можно ограничиться ретрансляцией на частоты 150/400 МГц только частоты L_1 , а при оценивании ПЭС на трассе НС-СР можно ограничиться ретрансляцией двух частот L_1, L_2 только на одну из частот ретрансляции 150/400 МГц. Такой вариант ретрансляции может быть использован, например, попеременно, с разделением по времени.

Отметим также, что для случая использования большого числа наноспутников-ретрансляторов и возможного нахождения в зоне действия приемного пункта двух наноспутников (наличие трех наноспутников практически исключено) разрешение ретранслируемых ими сигналов будет происходить как по времени задержки, так и по другим параметрам (доплеровскому сдвигу частоты и производной).

Анализ возможностей способа

При использовании перекрестной ретрансляции примечательным является два обстоятельства:

за счет ретрансляции в нижний диапазон частот резко увеличивается чувствительность метода определения ПЭС по задержке принимаемых сигналов, так как величина ПЭС в $1 \text{ TECu} = 10^{16} \text{ 1/м}^2$ будет соответствовать разности суммарных дальностей $\hat{d}_{1,1} - \hat{d}_{1,2} = \hat{d}_{2,1} - \hat{d}_{2,2} = 15,4 \text{ м}$; в то же время, при использовании классического метода на основе приема навигационных сигналов, при ПЭС в 1 TECu разность дальностей будет соответствовать всего $0,1 \text{ м}$, что весьма сложно для измерения;

за счет ретрансляции одного и того же навигационного сигнала на две разные частоты и последующего вычитания в (3) оценок суммарной дальности в результирующем выражении взаимно уничтожаются как геометрические пути между элементами системы, так и значение ПЭС на трассе НС-СР; кроме того, исключаются ошибки часов НС и, частично, тропосферная задержка; аналогичный эффект имеет место при вычитании в (5);

оценки могут быть усреднены по видимым НС и приемным пунктам.

Пусть отношения сигнал/шум по мощности на выходе системы обработки приемника наземного приемного пункта на соответствующих комбинация частота навигационного сигнала /частота ретрансляции составляют $\rho_{1,1}, \rho_{1,2}, \rho_{2,1}, \rho_{2,2}$. Нижние оценки дисперсии измерения суммарных дальностей запишутся в виде [11]

$$\sigma_{k,m}^2 = \frac{c^2}{(2\pi)^2 \beta^2 \rho_{k,m}}, \quad (7)$$

где $\beta = \frac{0,26...0,46}{T_0 / K_{sh}}$ - эффективная ширина спектра НС; $T_0 / K_{sh} = \tau_0$ - длительность

дискрета навигационного сигнала, определяемая периодом повторения T_0 и коэффициентом сжатия K_{sh} (для открытого кода GPS $T_0 / K_{sh} = 0,978$ мкс независимо от частоты); c - скорость света; $0,26...0,46$ - коэффициент для полосы пропускания приемника в пределах $(1...4) / \tau_0$.

Дисперсия $D_{TEC_2}^{(1)}$ оценивания ПЭС на трассе «НС-ПП» при ретрансляции частоты L_1 составит

$$D_{TEC_2}^{(1)} = \frac{\sigma_{1,1}^2 + \sigma_{1,2}^2}{\left(K_{\text{ион}} \cdot \left(\frac{1}{f_{150}^2} - \frac{1}{f_{400}^2} \right) \right)^2} = (136,0...43,4) \left(\frac{1}{\rho_{1,1}} + \frac{1}{\rho_{1,2}} \right) \text{TECu}^2. \quad (8)$$

Для $\rho_{1,1} = \rho_{1,2} = 30$ дБ получим среднеквадратическую ошибку (СКО) оценивания ПЭС с использованием сигнала одного НС $\sqrt{D_{TEC_2}^{(1)}} = 0,522...0,296$ TECu. При усреднении по 4 навигационным спутникам, одновременно видимым на СР и на ПП, СКО уменьшится в 2 раза составит $0,26...0,15$ TECu.

Дисперсия измерения ПЭС на трассе «НС-СР» при ретрансляции двух частот навигационного сигнала от одного навигационного спутника на частоту, например, 150 МГц составит

$$D_{TEC_1}^{(1)} = \frac{\sigma_{1,1}^2 + \sigma_{2,1}^2}{\left(40,3 \cdot \left(\frac{1}{f_1^2} - \frac{1}{f_2^2} \right) \right)^2} = (2,9...0,93) \cdot 10^6 \left(\frac{1}{\rho_{1,1}} + \frac{1}{\rho_{2,1}} \right) \text{TECu}^2, \quad (9)$$

Из (9) и (5) следует, что достижение высокой точности определения ПЭС на трассе «НС-СР» связано с достижением больших $40...50$ дБ, значений отношений сигнал/шум в единичном измерении, использовании большого числа приемных пунктов и последующего усреднения на ограниченном временном интервале аналогично методу измерения ПЭС в двухчастотном навигационном приемнике при высокорбитальной томографии. Однако из-за высокой угловой скорости перемещения СР относительно НС и возможной неоднородности электронной концентрации в ионосфере время указанного усреднения ограничено величиной $10...20$ с.

Заключение

Основные преимущества предлагаемого способа оценивания ПЭС определяются расширением числа хордовых измерений, существенным упрощением аппаратуры, размещаемой на спутнике, за счет отказа от размещения на нем прецизионного двухчастотного многоканального навигационного приемника с высокой радиационной стойкостью и большим энергопотреблением, отказом от использования аппаратуры связи с достаточно высокой пропускной способностью, возможность измерения ПЭС путем обработки принятой реализации одновременно по большому числу навигационных спутников, а также дополнительной возможностью высокоточного оценивания координат спутника-ретранслятора.

Реализация измерений ПЭС возможна преимущественно программными средствами при модернизации существующей приемной аппаратуры 150/400 МГц [12] в части преобразования принимаемых сигналов в цифровую форму и интеграции данных от навигационного приемника на приемном пункте в части единого времени, видимых навигационных спутников и навигационного сообщения.

Список использованных источников

1. Алпатов, В. В. Руководство по ионосферным, магнитным и гелио-геофизическим наблюдениям / В. В. Алпатов [и др.] – Москва : ИПГ, 2012. – 270 с.
2. Куницын В.Е. Радиотомография ионосферы / В.Е., Куницын, Е.Д. Терещенко, Е.С. Андреева – М.: Физматлит, 2007. – 336 с.
3. Алпатов В.В., Куницын В.Е., Лапшин В.Б., Романов А.А., Тасенко С.В. Опыт создания Росгидрометом сети радиотомографии для исследования и мониторинга ионосферы // Гелиографические исследования, № 2, 2012. – С. 60-71.
4. Смирнов В.М. Определение электронного содержания ионосферы Земли по данным дальномерных и фазовых измерений / В.М. Смирнов, В.Н. Марчук // Электронный журнал «Исследовано в России». Режим доступа: http://zhurnal.ape.relarn.ru/articles/200_1465_1/127.pdf.
5. Ионозонд / Институт космических исследований Российской академии наук. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://iki.cosmos.ru/missions/ionozond>. Дата доступа 18.10.22.
6. Романов А.А. Измерение полного электронного содержания ионосферы Земли с помощью многочастотного когерентного зондирующего сигнала / А.А Романов, А.В. Новиков // Вопросы электромеханики. Труды НПП ВНИИЭМ. – М.: ФГУП «НПП ВНИИЭМ», 2009. – Т. 111. – С. 31 – 36.
7. Движение наноспутника относительно центра масс на околоземных орбитах: учебное пособие / И.В. Белоконов, И.А. Тимбай. – Самара: Издательство Самарского университета, 2020. – 128 с.
8. Груздов, В.В. Новые технологии дистанционного зондирования Земли из космоса. – М.: Техносфера, 2018. – 482 с.
9. Купряшкин И.Ф. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. Монография. – М.: Радиотехника, 2020. – 280 с.
10. Современные ГНСС | Прикладной потребительский центр ГЛОНАСС [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.glonass-iac.ru>. Дата доступа: 18.10.2022.
11. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М. Сов . Радио. 1966.
12. Радиотомографический комплекс для исследований ионосферы и ближнего космоса. Интеллектуальная система тематического исследования наукометрических данных. [Электронный ресурс]. – Режим доступа <https://istina.msu.ru/equipment/card/10360783/?ysclid=175pyou9a9358457142>. Дата доступа 18.10.22.

УДК 621.391.7

ПРИМЕНЕНИЕ НИЗКОСКОРОСТНЫХ КОДОВ ГОППА В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

САЛОМАТИН С. Б., ПАНЬКОВА В. В.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. Целью данной работы является исследование низкоскоростных кодов Гоппа. Рассматриваются алгоритмы кодирования и декодирования на основе алгоритма Паттерсона. Приводятся результаты моделирования алгоритма декодирования кода с бинарной фазовой модуляцией в аддитивном гауссовском канале передачи. Исследуется функция неопределенности сигналов, построенных на основе кода Гоппа. Отмечается низкий уровень боковых лепестков функции неопределенности.

Annotation. The purpose of this paper is to study low-rate Gopp codes. We consider algorithms for encoding and decoding based on the Patterson algorithm. The results of simulation of the algorithm for decoding a code with binary phase modulation in an additive Gaussian transmission channel are presented. We study the uncertainty function of signals built on the basis of the Gopp code. It is noted that the level of side lobes of the uncertainty function is low.

Коды Гоппа

Определим полином Гоппа $g(x)$ над полем $GF(p^m)$ как полином $g(x) = g_0 + g_1x + \dots + g_tx^t$, где $g_i \in GF(p^m)$ [1].

Пусть L образует конечное подмножество расширенного поля $GF(p^m)$, p – простое число, $L = \{\alpha_1, \dots, \alpha_n\} \subseteq GF(p^m)$, такое, что $g(\alpha_i) \neq 0$ для всех $\alpha_i \in L$. Задавая кодовый вектор $c = (c_1, \dots, c_n)$ над $GF(q)$ мы получаем функцию

$$R_c(z) = \sum_{i=1}^n \frac{c_i}{x - \alpha_i}, \quad (1)$$

где $\frac{1}{x - \alpha_i}$.

Единственный полином, удовлетворяющий условию

$$(x - \alpha_i) * \frac{1}{x - \alpha_i} \equiv 1 \pmod{g(x)}, \quad (2)$$

степень которого меньше или равна $(t - 1)$.

Код Гоппа $\Gamma(L, g(x))$ содержит все кодовые векторы c такие, что $R_c(z) \equiv 0 \pmod{g(x)}$. Это означает, что $g(x)$ делит $R_c(z)$.

Параметры кода Гоппа

Код Гоппа – линейный код с параметрами (n, k, d_{min}) . Длина n зависит от подмножества L . Размерность k кода Гоппа $\Gamma(L, g(x))$ над полем $GF(p^m)$ длины n больше или равна величине $n - mt$ или $k \geq n - mt$. Минимальное кодовое расстояние d_{min} кода Гоппа $\Gamma(L, g(x))$ длины n больше или равно $(t + 1)$ или $d_{min} \geq t + 1$.

Проверочная матрица бинарного кода Гоппа определяется как такая матрица \mathbf{H} , для которой справедливо соотношение $\mathbf{H}\mathbf{c}^T = 0$ для всех векторов кодовых слов \mathbf{c} в $GF(2^m)$, удовлетворяющих требованиям кода Гоппа.

Предложение. Пусть $g(x)$ – неприводимый полином над полем $GF(2^m)$ и пусть $\mathbf{H} = \mathbf{XYZ}$,
 где

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ \alpha_1 & \alpha_2 & \dots & \alpha_n \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_1^{t-1} & \alpha_2^{t-1} & \dots & \alpha_n^{t-1} \end{bmatrix}, \mathbf{X} = \begin{bmatrix} g_t & 0 & 0 & \dots & 0 \\ g_{t-1} & g_t & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_1 & g_2 & g_3 & \dots & g_t \end{bmatrix}, \mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 1/g(\alpha_1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1/g(\alpha_2) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1/g(\alpha_n) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

тогда матрица \mathbf{H} является проверочной матрицей кода Гоппа $\Gamma(L, g(x))$.

Генераторная матрица \mathbf{G} может быть найдена через соотношение ортогональности $\mathbf{GH}^T = 0 \pmod p$ и преобразования нуль-пространства $\text{Nullspace}(\mathbf{H}) \pmod 2$.

Алгоритмы кодирования и декодирования

На передающей стороне кодовое слово \mathbf{c} формируется путем умножения информационного вектора \mathbf{m} на порождающую матрицу \mathbf{G}

$$(m_1, m_2, \dots, m_k) * G = (c_1, \dots, c_n).$$

Коррекция ошибок. Пусть \mathbf{y} будет принимаемый вектор с количеством ошибок $r \leq t$.
 Тогда

$$\mathbf{y} = (y_1, \dots, y_n) = (c_1, \dots, c_n) + (e_1, \dots, e_n),$$

где r – количество не равных нулю элементов $e_i \neq 0$ в векторе \mathbf{y} .

Алгоритм декодирования в общем случае обнаруживает наличие ошибок, определяет их позиции $E = \{i \text{ такие, что } e_i \neq 0\}$ и величины e_i для всех $i \in E$. Для бинарных кодов достаточно решить две первые задачи – обнаружения и определение позиций ошибок.

Полином локаторов ошибок $\sigma(x)$ определяется из выражения

$$\sigma(x) = \sum_{i \in E} (x - a_i). \quad (4)$$

Алгоритм Паттерсона [2]. Алгоритм корректирует $r \leq t$ ошибок для кода, использующего неприводимый полином $g(x)$ в поле $GF(2^m)$.

1. Пусть $\mathbf{y} = (y_1, \dots, y_n)$ – принимаемый вектор, представляющий собой аддитивную сумму кодового слова и вектора ошибок.

Синдром ошибок определяется как

$$s(x) = \sum_{i=1}^n y_i / (x - a_i) \pmod{g(x)}. \quad (5)$$

2. Вычисление полинома локаторов ошибок $\sigma(x)$:

2.1. Находим полином $h(x)$, удовлетворяющий соотношению $s(x)h(x) \equiv 1 \pmod{g(x)}$.
 Если $h(x) = x$, то принимаем $\sigma(x) = x$.

2.2. Вычисляем полином $d(x)$, удовлетворяющий соотношению $d^2(x) \equiv h(x) + x \pmod{g(x)}$.

2.3. Находим полиномы $a(x)$ и $b(x)$ решая сравнение $d(x)b(x) \equiv a(x) \pmod{g(x)}$, где полином $b(x)$ имеет наименьшую степень.

2.4. Определяем полином локаторов ошибок как $\sigma(x) = a^2(x) + b^2(x)x$.

3. Находим корни $\{\lambda_i\}$ полинома локаторов ошибок, решая уравнение $\sigma(x)=0$.
 Определяем по индексам корней $\{i \rightarrow \lambda_i\}$ позиции ошибок $E = \{i \text{ такое, что } \sigma(a_i) = 0\}$.

4. Формируем вектор ошибок $\mathbf{e} = (e_1, \dots, e_n)$, размещая единичные символы $e_i = 1$ на позициях $i \in E$ и нулевые символы $e_i = 0$ на оставшихся позициях.

5. Проводим корректировку принятого вектора \mathbf{y} , вычитая из него сформированный вектор ошибок \mathbf{e} $\hat{\mathbf{c}} = \mathbf{y} - \mathbf{e}$.

6. Извлечение информационной части $\mathbf{m} = (m_1, m_2, \dots, m_k)$ из вектора $\hat{\mathbf{c}}$.

На рис.1 показан результат моделирования работы алгоритма в канале с аддитивным гауссовским шумом и бинарной модуляцией несущего колебания.

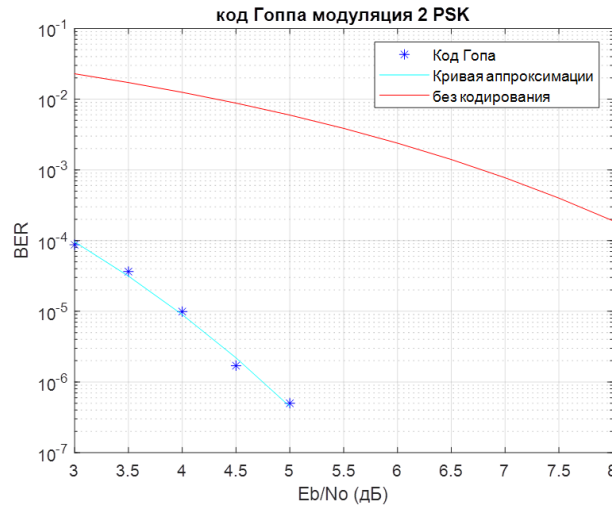
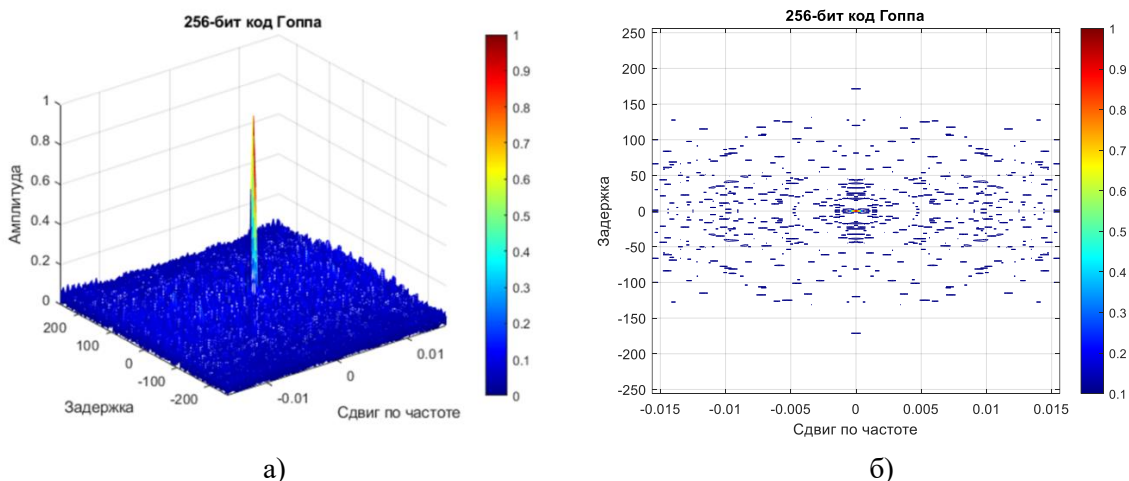


Рис. 1. Зависимость вероятности ошибки на бит (BER) от отношения сигнал шум E_b/N_0

Выигрыш от кодирования кодом Гоппа с параметрами $n=256$, $k=8$ и количеством исправляемых ошибок $t=31$ для алгоритма декодирования Патерсона достигает 6 дБ.

В мобильных системах передачи особую роль играют корреляционные свойства сигналов в частотно-временной области.

На рис 2. приведены результаты моделирования функции неопределенности последовательности, полученной с помощью низкоскоростного кода Гоппа путем замены символов $0 \rightarrow 1, 1 \rightarrow -1$.



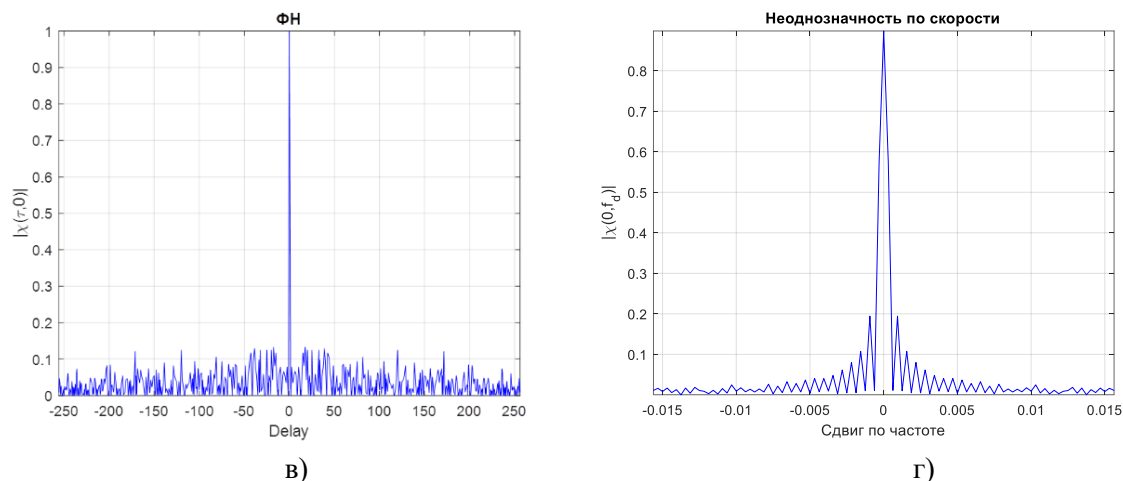


Рис. 2. Функция неопределенности последовательности кода Гоппа $(n, k) = (256, 8)$:
а) – функция неопределенности; б) – сечение ФН, вид сверху; в) – сечение ФН по
временной оси; г) – сечение ФН по частотной оси

Результаты моделирования показывают, что уровень максимального бокового лепестка функции неопределенности не превышает $3\sqrt{n}$, где n – длина кодового слова.

Заключение

Низкоскоростные коды Гоппа позволяют построить кодовые помехоустойчивые системы с исправлением достаточно большого числа ошибок. Отличительной особенностью сигналов, построенных на основе низкоскоростных кодов Гоппа, является дельтаобразная форма функции неопределенности с низким уровнем боковых лепестков.

Такое свойство сигналов позволяет рекомендовать применение низкоскоростных кодов Гоппа для применения в системах синхронизации мобильных систем передачи информации.

Список использованных источников

1. Гоппа В. Д. Новый класс линейных корректирующих кодов // Проблемы передачи информации. 1970. Т. 6, № 3. С. 24–30.
2. Patterson Nicholas J., The algebraic decoding of Goppa codes", IEEE Transactions on Information Theory 21, 203

УДК 616.12—073.7

РЕАЛИЗАЦИЯ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА СЧИТЫВАНИЯ ПОКАЗАНИЙ ЭКГ ЧЕЛОВЕКА В РЕЖИМЕ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ

ЖУРАВЛЕВ Д. В., ПЕРЕТОКИН М. А.

*Воронежский государственный технический университет
(г. Воронеж, Россия)*

E-mail: ddom1@yandex.ru, peretokin00@mail.ru

Аннотация. Разработан программно-аппаратный комплекс для определения ЭКГ. Реализовано программное обеспечение для считывания данных с датчика, поступающих в виде необработанного потока байтов. Осуществлена визуализация данных в виде графика и их обработка с помощью фильтрации в режиме реального времени.

Abstract. A software and hardware complex for ECG determination has been developed. Implemented software to read sensor data as a raw byte stream. The visualization of data in the form of a graph and their processing using real-time filtering was carried out.

Введение

В ходе данной работы предполагается разработать техническое решение, для реализации считывания данных ЭКГ человека для дальнейшей их визуализации и обработки с помощью написания специального алгоритма извлечения данных, поступающих в виде необработанного массива байтов. Реализуемый программно-аппаратный комплекс будет состоять из программной и аппаратной части, причем основная роль программной компоненты – извлечение данных, поступающих с датчика для снятия кардиограммы человека, их обработка и дальнейшее представление в удобном виде для анализа полученной информации.

Основная часть

Для считывания данных кардиограммы будем использовать датчик BMD101, который имеет возможность беспроводной передачи информации с помощью технологии Bluetooth. Данное устройство, необходимо закрепить на теле человека в районе грудной клетки рядом с сердцем, для получения более точных показаний [1]. Далее, полученные данные необходимо отправить на персональный компьютер, для дальнейшей обработки информации и извлечения из нее полезных данных. Реализовывать данный механизм будем с помощью Bluetooth модуля HC-05 и адаптера USB-UART. Необходимо подключить выводы VCC и GND датчика HC-05 к соответствующим выводам адаптера, а выводы RX и TX Bluetooth модуля подключить к выводам TX и RX преобразователя соответственно. После этого необходимо вставить адаптер USB-UART в USB-порт компьютера и произвести настройку модуля HC-05. Сделать это можно с помощью программной среды разработки Arduino IDE. В ней необходимо открыть монитор порта для передачи необходимых команд на Bluetooth модуль, чтобы последний мог соединиться с датчиком для считывания кардиограммы человека и получать с него информацию, которую необходимо направить в ЭВМ [1].

Открыв монитор порта, необходимо ввести в терминал команду «AT», кратковременно нажать кнопку на Bluetooth модуле и отправить команду, при этом каждая команда (как и ответ) должна заканчиваться символами перевода строки «\n». Если связь установлена правильно, то в ответ модуль ответит ОК, и данное сообщение отобразится в терминале. С помощью команды «AT+UART=57600,0,0» устанавливаем скорость приема и передачи данных 57600 бит в секунду с одним стоповым битом без проверки. С такой же скоростью передачи данных работает датчик BMD101, поэтому мы и установили такую скорость. Далее вводим в терминал команду «AT+ROLE=1», которая устанавливает режим подключения HC-05 к датчику ЭКГ, в данном

случае Bluetooth модуль находится в режиме ведущего. В нашем случае модуль HC-05 ведущее устройство, датчик для считывания показаний кардиограммы человека – ведомое. Введя в терминал команду «AT+INQ» находим адрес датчика BMD101, затем командой «AT+PAIR=8CB8:7E:960144» создаем пару, где 8CB8:7E:960144 – адрес датчика BMD101 [2]. Далее командой «AT+PSWD=0000» устанавливаем код для подключения к ведомому устройству. Вводим в терминал команду «AT+RESET», тем самым, перезагружая модуль HC-05. После перезагрузки на модуле BMD101 постоянно горит синий светодиод, это свидетельствует о том, что данный модуль подключился к другому Bluetooth модулю HC-05 и передает ему данные в виде необработанных пакетов с байтами информации. Убедиться в этом можно, открыв монитор порта. В терминале будет отображаться искаженная информация, которую нужно обработать.

Для обработки информации необходимо изучить структуру передаваемого пакета и синтезировать алгоритм его обработки. В общем случае пакет данных состоит из трех основных элементов: заголовка (Header), полезной нагрузки (DataPayload) и контрольной суммы (CRC). Все эти элементы образуют полный пакет данных, который изображен на рис.1.

Заголовок пакета состоит из 3 байтов: двух байтов синхронизации (SYNC) 0xAA и 0xAA, за которыми следует длина полезной нагрузки (pLength), составляющая 1 байт. Два байта синхронизации используются для обозначения нового поступающего пакета. Байт длины полезной нагрузки указывает длину в байтах полезной нагрузки данных пакета [3].

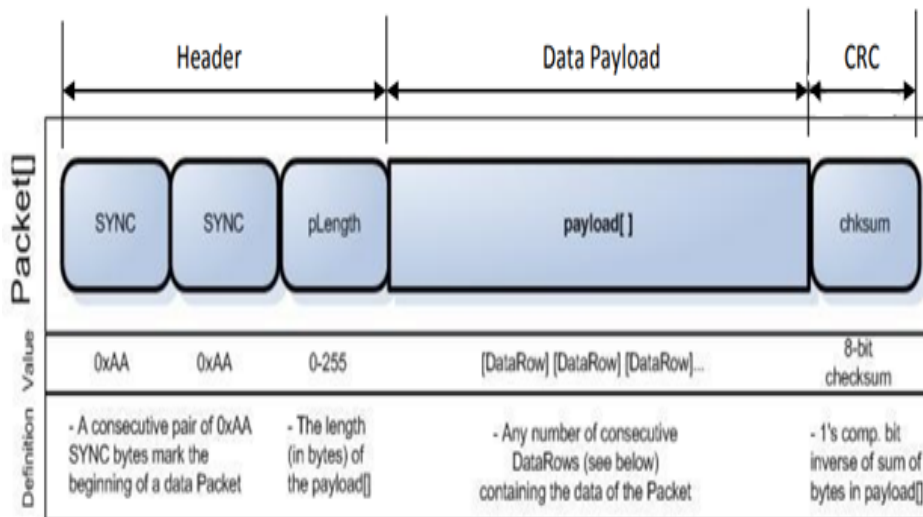


Рис. 1. Структура передаваемого пакета с датчика для снятия показаний кардиограммы человека

Полезная нагрузка – это просто последовательность байтов. Количество байтов полезной нагрузки данных в пакете задается байтом pLength из заголовка пакета. Извлечение данных из байтов полезной нагрузки подробно описано ниже. Обратите внимание, что полезная нагрузка не должна анализироваться до того, как не будет произведена проверка контрольной суммы, так как если вычисленная контрольная сумма не будет совпадать с той, что находится в конце пакета, то данные будут являться недостоверными и их обработка не будет иметь никакого смысла.

Контрольная сумма пакета должна использоваться для проверки целостности полезной нагрузки данных пакета и вычисляется следующим образом – сначала суммируются все байты полезной нагрузки, затем следует операция взятия младших 8 бит суммы и после этого выполняется инверсия для младших 8 бит. Программное обеспечение, должно вычислить контрольную сумму для полученных ей полезных данных и затем сравнить её с байтом контрольной суммы CRC, полученным вместе с пакетом. Если рассчитанное и полученное значения не совпадают, весь пакет следует отбросить как недействительный. Если они совпадают, то из данных полезной нагрузки можно извлекать информацию.

Сама полезная нагрузка данных состоит из непрерывной серии строк данных (DataRow). Анализ полезной нагрузки данных включает в себя анализ каждой строки данных до тех пор, пока не будут проанализированы все байты полезной нагрузки данных. Структуру пакета полезной нагрузки данных можно увидеть на рис. 2.

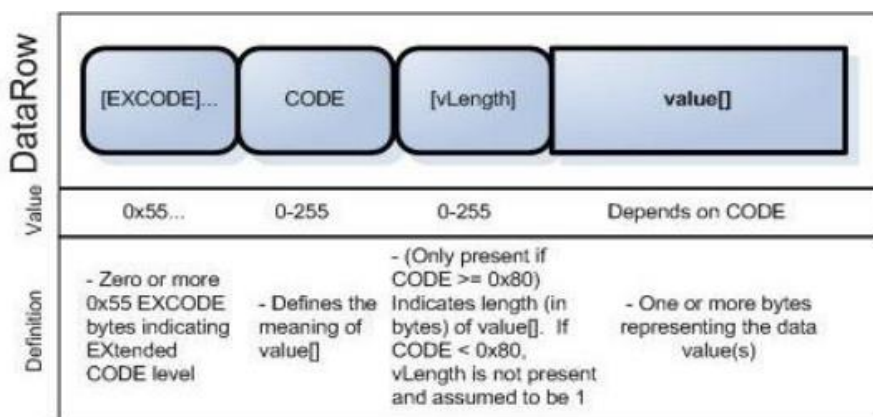


Рис. 2. Структура пакета полезной нагрузки данных

Строка данных может начинаться с нуля или более байт расширенного кода (EXCODE), с значением байта 0x55. Количество байтов расширенного кода указывает на уровень расширенного кода. Расширенный уровень кода, в свою очередь, используется вместе с байтом CODE для определения типа данных, которые содержит эта строка [3].

Если байт CODE находится между значениями 0x00 и 0x7F, то байт vLength отсутствует, а байт с полезными данными value следует сразу после байта CODE и составляет 1-байтовое значение и является концом данной строки данных. Однако, если байт CODE находится между значениями 0x80 и 0xFF, то за ним следует байт vLength, указывающий количество байтов полезных данных value. Эти, более высокие значения CODE используются для возврата массивов значений, которые не могут поместиться в один байт, или значений, для представления которых требуется различное количество байтов. Следует отметить, что данные для построения графика ЭКГ содержатся только в байте CODE равном 0x80 имеющим длину два байта.

На основании вышесказанного, можно составить пошаговый алгоритм извлечения полезных данных из пакетов байтов, приходящих от датчика BMD101 и поступающих на Bluetooth модуль HC-05. Данный алгоритм состоит из следующих пунктов:

1. Необходимо считывать данные с датчика до тех пор, пока не встретится байт синхронизации 0xAA.
2. Если встретился байт синхронизации 0xAA необходимо прочитать следующий за ним байт и также убедиться, что он является байтом синхронизации. Если этого не произошло, необходимо вернуться к пункту 1.
3. Если программа обнаружила два следующих друг за другом байта синхронизации, то нужно прочитать байт длины всего пакета pLength.
4. Затем следует прочитать все байты из полезной нагрузки (DataPayload), просуммировать их по мере чтения и сохранить результат в отдельную переменную.
5. После этого следует взять младшие 8 бит, получившейся суммы байтов и инвертировать их.
6. Далее нужно сравнить получившуюся контрольную сумму с той, что находится в конце пакета (CRC). Если контрольные суммы совпадают, то следует продолжить выполнение алгоритма, иначе программа возвращается к шагу 1.
7. Выполняется следующий цикл – пока все байты (и, следовательно, строки данных) не будут проанализированы из массива полезной нагрузки будут выполняться следующие действия:
 - А) Программа получает данные и подсчитывает количество байтов дополнительного кода EXCODE 0x55, которые могут быть в начале текущей строки данных.
 - Б) Программа извлекает байт CODE для текущей строки данных.
 - В) Если возможно, программа анализирует байт vLength для текущей строки данных.
 - Г) Программа получает и обрабатывает байт или байты value текущей строки данных на основе уровня расширенного кода EXCODE, типа данных CODE и длины этого типа данных vLength этой строки.

Д) Если не все байты были проанализированы из массива полезной нагрузки, программа вернется к шагу А, чтобы получить данные из следующей строки.

После того, как алгоритм разработан, следует перейти к его программной реализации. Её мы будем осуществлять с помощью языка Python в программной среде разработки Visual Studio Code. Листинг данного алгоритма показан на рис. 3

```
def parse_data(self):
    if self.my_serial.read(1) == b'\xaa' and self.my_serial.read(1) == b'\xaa':
        judgeDataType = self.my_serial.read(1)
        if judgeDataType == b'\x04':
            self.RawDataA = bytearray(self.my_serial.read(5))
            check_sum_received = self.RawDataA.pop()
            data_sum = 0
            for val in self.RawDataA:
                data_sum += val
            checksum_calc = ~(data_sum & 0xff) & 0xff
            if check_sum_received == checksum_calc:
                self.isDataValid = True
                data_a = ((self.RawDataA[2] << 8) + self.RawDataA[3])
                self.parsedDataA = data_a & 0xffff
                if data_a >= 32768:
                    self.parsedDataA = data_a - 65536
                else:
                    self.parsedDataA = data_a
            else:
                self.isDataValid = False
            check_sum_received = 0
            checksum_calc = 0
```

Рис. 3. Листинг алгоритма извлечения полезных данных из пакета с помощью языка программирования Python

Как мы можем видеть, алгоритм сначала проверяет условие двух идущих друг за другом байтов 0xAA и если оно выполняется, то читается следующий байт, который сигнализирует о величине пакета с данными. Так как за показания типа данных ЭКГ отвечает код CODE 0x80, имеющий диапазон значений от -32768 до 32767 и имеющий длину два байта, то длина пакета с полезной нагрузкой должна быть равна четырем – первый байт отвечает за тип кода, второй байт отвечает за длину полезных данных и следующие два байта содержат в себе значение показаний ЭКГ в диапазоне от -32768 до 32767. Далее прочитывается весь пакет полезной нагрузки и контрольная сумма и эти данные помещаются в отдельный массив с байтами. Затем из этого массива байтов извлекается последний элемент, который является контрольной суммой и этот элемент записывается в отдельную переменную. После этого идет суммирование всех элементов массива полезной нагрузки взятие младших 8 бит от суммы и их инвертирование и сравнение с ранее полученной контрольной суммой. Если переменные совпадают происходит операция бинарного сдвига влево первого байта value полезной нагрузки и затем к нему добавляется второй байт value полезной нагрузки. Далее происходит операция побитового умножения суммы двух байтов на число 0xffff в шестнадцатиричной системе счисления. В двоичной же форме оно будет равно шестнадцати единицам, в десятичной оно будет равно 65535. Если получившееся число больше или равно чем 32768, то оно уменьшается на 65536 так как значение типа данных ЭКГ не может быть больше 32767.

Реализовав алгоритм работы извлечения данных, следует перейти к их графическому отображению. Наиболее подходящей для реализации этой задачи является библиотека PyQtGraph, которая обеспечивает масштабирование графика и его перемещение во времени. Данные добавляются на график с помощью функции update, вызов которой происходит каждую миллисекунду по истечении таймера. Листинг данной функции изображен на рис. 4.

```
def update():  
    global curve, data, ptr  
    my_ecg.parse_data()  
    data.append(float(my_ecg.parsedDataA))  
    xdata = np.array(data, dtype='float64')  
    curve.setData(xdata)  
    ptr += 1  
    app.processEvents()
```

Рис. 4. Листинг функции update

Переменная *curve* отвечает за сам график, переменная *ptr* служит для определения значений по оси абсцисс. После извлечения данных об уровне ЭКГ сигнала, они добавляются в массив *data*, затем эти данные преобразуются число с плавающей запятой и с помощью метода *setData()* фиксируются на графике. Затем к значению по оси абсцисс добавляется единица и вызывается метод приложения *processEvents()*, чтобы обновить изображение графика на экране. Также необходимо задать тот COM-порт, к которому будет подключен модуль Bluetooth HC-05, и скорость чтения данных.

Запустив данное программное обеспечение и подождя несколько секунд, на экране монитора отобразился следующий график ЭКГ человека, который можно увидеть на рис. 5.

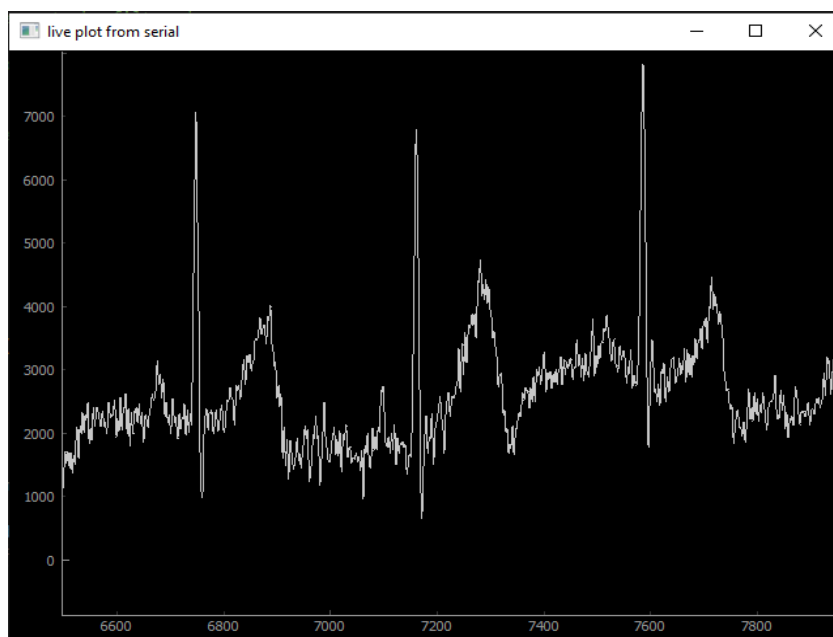


Рис. 5. График ЭКГ человека, построенный в режиме реального времени, с помощью разработанного программного обеспечения на языке программирования Python

Видим, что график получился достаточно с большим количеством пульсаций и шумов. Для устранения данных недостатков, следует применить фильтр нижних частот, так как это наиболее оптимальный вариант. В качестве наиболее оптимального решения использовался цифровой фильтр Баттерворта с бесконечной импульсной характеристикой, максимальной пульсацией в полосе пропускания 0.01 дБ и частотой выборки равной 512 Гц. При этом частота среза фильтра составила 25 Гц, а его прорядок равен 5 с частотой выборки 512 Гц. Результат фильтрации сигнала в режиме реального времени представлен на рисунке 6.

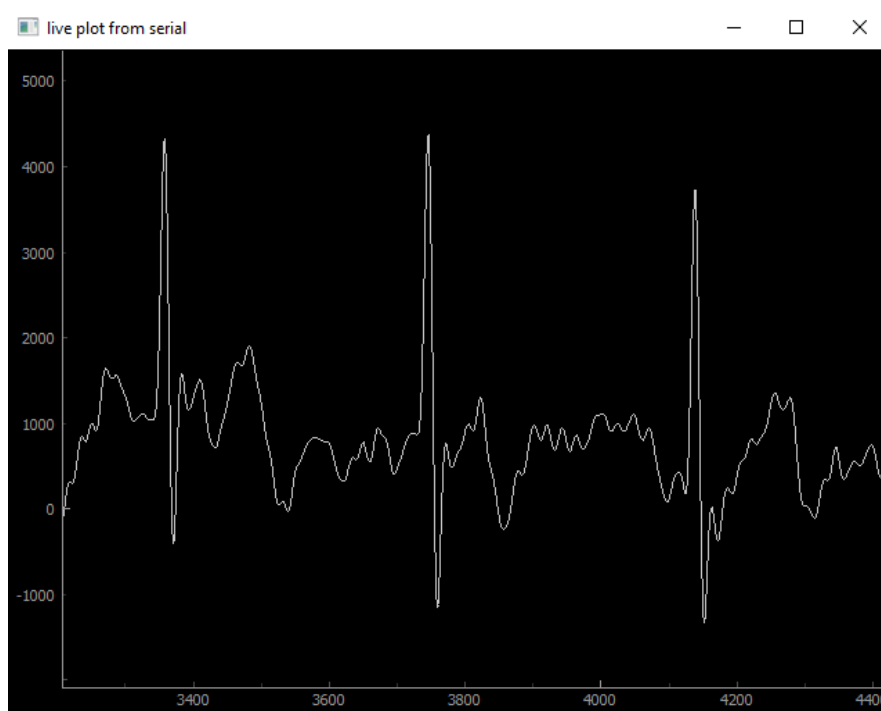


Рис. 6. Результат фильтрации сигнала ЭКГ человека с помощью применения цифрового фильтра нижних частот

Заключение

В результате проведенного исследования реализован программно-аппаратный комплекс считывания данных кардиограммы человека в режиме реального времени. Разработан алгоритм извлечения данных а также осуществлена его программная реализация с помощью одного из языков программирования.

Список использованных источников

1. Журавлев Д.В. Аппаратура для электроэнцефалографических исследований: монография / Д.В. Журавлёв; ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический универси-тет». – Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2021. – 258 с.
2. Журавлев, Д. В. Система комплексной экспресс-оценки функциональной готовности человека / Д. В. Журавлев, А. А. Проводников // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2021. – Т. 17. – № 3. – С. 121-126.
3. URL: <https://datasheetspdf.com/pdf-file/836731/NeuroSky/BMD101/1> (Дата обращения: 07.11.2022).

УДК 621.396.96:534.853.6

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА СОВМЕСТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ-ОЦЕНИВАНИЯ ОТВЕТНОЙ ШУМОВОЙ ПОМЕХИ

ЧИГИРЬ И. В.

учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
(г. Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. В докладе для импульсно-доплеровских РЛС (ИД РЛС) сопровождения представлен синтез оптимального алгоритма обнаружения и измерения параметров протяженной по дальности коррелированной ответной шумовой помехи (ОШП), действующей в составе комбинированной имитирующей и маскирующей помехи (КИМ-помехи), оптимального по критерию минимума среднего риска. Использован байесовский двухэтапный подход к минимизации апостериорного риска, с применением простой функции потерь.

Abstract. The article for pulse-Doppler tracking radars presents a synthesis an optimal algorithm for detecting and measuring the parameters of a cover-pulse jamming (CPJ), acting as part of a combined simulating and masking interference, optimal according to the criterion of minimum average risk. A Bayesian two-stage approach to minimizing posterior risk is used, using a simple loss function.

Введение

Развитие средств радиоэлектронного подавления усложняет задачу помехозащиты (ПХЗ) ИД РЛС сопровождения от КИМ-помехи самоприкрытия [1 с. 55, 2 с. 587, 3 – 4]. КИМ-помеха самоприкрытия представляет собой аддитивную смесь уводящей по дальности и/или скорости помехи (УП) и протяженной по дальности коррелированной ОШП [4]. УП идентична по своей структуре с отраженным сигналом (ОС) и превосходит его не менее чем на 3–5 дБ на импульс, обеспечивая увод следящих систем по дальности и/или скорости. ОШП представляет собой шумоподобное колебание в полосе от 7 до 20 кГц относительно частоты Доплера сопровождаемой воздушной цели (ВЦ) [1, с. 154]. Она излучается в ответ на каждый принятый зондирующий импульс РЛС в течение времени, не превышающего периода повторения, обеспечивая маскирование ОС на определенном интервале частот и времени запаздывания. Согласованное по времени воздействие УП и ОШП с определенными энергетическими соотношениями [4] способствует фактически приумножению выигрыша по сравнению со случаем отдельного применения помех. Для сопровождения воздушной цели (ВЦ) - постановщика КИМ-помех и повышения точности наведения на нее управляемых ракет необходимо адаптировать следящие системы ИД РЛС к виду и параметрам такого рода помех.

Решение задачи совместного обнаружения-измерения

Согласно [12] оптимальное решение задачи совместного обнаружения-измерения предполагает поэтапную минимизацию выражения апостериорного риска [12]: сначала производится минимизация по переменной $\tilde{\alpha}_{\text{ОШП}}$ при фиксированном значении $A_{\text{ОШП}_i}^*$, а затем результат минимизируется по решениям $A_{\text{ОШП}_i}^*$ [12]. Результатом первого этапа минимизации апостериорного риска является выражение для формирования оптимальной оценки параметров ОШП.

Результирующая оценка $\hat{\alpha}_{\text{ОШП}}$ представляет собой аргумент апостериорной плотности вероятности $p(\alpha_{\text{ОШП}} | A_1)$, при котором последняя достигает максимума [12]

$$\hat{\alpha}_{\text{ОШП}} = \arg \max_{\alpha_{\text{ОШП}}} [p(\alpha_{\text{ОШП}} | \mathbf{f}, A_{\text{ОШП}_1})]. \quad (1)$$

Усредненное ОП $\Lambda(\mathbf{f} | A_{\text{ОШП}})$ определяется выражением

$$\Lambda(\mathbf{f} | A_{\text{ОШП}}) = \int_{\Gamma_{\text{ОШП}}} p(\mathbf{a}_{\text{ОШП}}) \Lambda(\mathbf{f} | \mathbf{a}_{\text{ОШП}}, A_{\text{ОШП}}) d\mathbf{a}_{\text{ОШП}} \quad (2)$$

Решающее правило обнаружения ОШП совместно с оценкой ее параметров определяется [12]

$$\text{если } \Lambda(\mathbf{f}) \geq \Lambda_* = \frac{p(A_{\text{ОШП}_0})[I_{10} - I_{00}]}{p(A_{\text{ОШП}_1})[I_{01} - I_{11} + a_{11}b_{11}p(\hat{\mathbf{a}}_{\text{ОШП}} | \mathbf{f}, A_{\text{ОШП}_1} - a_{11})]}, \text{ то } A_{\text{ОШП}_1}^* \quad (3)$$

Особенности алгоритма совместного обнаружения (3) – оценивания (1): вычисление порога Λ_* , зависящего от апостериорной плотности вероятности оцениваемого параметра; оценка параметров ОШП выдается решающим устройством только если принимается решение $A_{\text{ОШП}}^* = 1$

Для вычисления усредненного ОП (2) необходим переход от интеграла к сумме, что обуславливает сложность технической реализации, так как число каналов такого устройства по априорно неизвестному параметру $\mathbf{a}_{\text{ОШП}}$ является бесконечно большим. Также для реализации алгоритма (3) отсутствует требуемая априорная информация: о плотностях вероятностей распределения параметров ОШП; о вероятностях наблюдения ОШП; о ценах за принятие решений о наличии (отсутствии) ОШП. Это обуславливает необходимость перехода к квазиоптимальному устройству обнаружения и оценивания.

Допустим, что, исходя из максимальной неопределенности, априорные вероятности появления ОШП одинаковы [9] и параметр $\mathbf{a}_{\text{ОШП}}$ имеет равномерное распределение в интервале граничных значений $[\mathbf{a}_{\text{ОШП}_{\min}}, \mathbf{a}_{\text{ОШП}_{\max}}]$. В таком случае результирующая оценка определяется как положение максимума функции правдоподобия $p(\mathbf{f} | \mathbf{a}_{\text{ОШП}}, A_{\text{ОШП}_1})$ согласно (1). Кроме того, в решающем правиле обнаружения (3) порог обнаружения выбирается из условия, что вероятность его превышения при $A_{\text{ОШП}_0}$ с учетом остатков компенсации МО, не превышает заданную вероятность ложной тревоги F –

$$P\left(\Lambda_*(\mathbf{f}) \geq \lambda_* | A_{\text{ОШП}_0}\right) = F, \quad (4)$$

(на основе известного критерия Неймана-Пирсона) [16].

Область $\Gamma_{\text{ОШП}}$ может быть представлена совокупностью прямых: по времени запаздывания $(t_{\text{ОШП}}^{\min}, t_{\text{ОШП}}^{\max})$; по радиальной протяженности $(T_{\text{ОШП}}^{\min}, T_{\text{ОШП}}^{\max})$ и по ширине спектра $(\Delta f_{\text{ОШП}}^{\min}, \Delta f_{\text{ОШП}}^{\max})$. Каждую из прямых разобьем на отрезки общим числом $N_{t_r}, N_{T_0}, N_{\Delta f}$ по времени запаздывания, радиальной протяженности ширине спектра соответственно. Вся область $\Gamma_{\text{ОШП}}$ в таком случае разбивается на совокупность точек $\mathbf{a}_{\text{ОШП}_m}$, где $m = 0..M - 1$ ($M = N_{t_r} \cdot N_{T_0} \cdot N_{\Delta f}$).

При этом число каналов M зависит от параметров ОШП $\mathbf{a}_{\text{ОШП}}$, а также от величины интервала дискретизации Δt и ширины элемента разрешения по частоте Δf_{Π} соответственно. Количество M определяются выражениями

$$N_{t_r} = \Delta t^{-1} (t_{r_{\text{ОШП}}}^{\max} - t_{r_{\text{ОШП}}}^{\min}) . \quad (5)$$

$$N_{T_0} = \Delta t^{-1} (T_{0_{\text{ОШП}}}^{\max} - T_{0_{\text{ОШП}}}^{\min}) . \quad (6)$$

$$N_{\Delta f} = \Delta F_{\Pi}^{-1} (\Delta f_{\text{ОШП}}^{\max} - \Delta f_{\text{ОШП}}^{\min}) . \quad (7)$$

В таком случае выражение (2) принимает вид

$$\Lambda \left(\mathbf{f} \middle| A_{\text{ОШП}_1} \right) = \sum_{m=0}^{M-1} p(\boldsymbol{\alpha}_{\text{ОШП}_m}) \Lambda \left(\mathbf{f} \middle| \boldsymbol{\alpha}_{\text{ОШП}_m}, A_{\text{ОШП}_1} \right) . \quad (8)$$

Согласно правилам оптимального приема, сравниваться с порогом может достаточная статистика (8), монотонно связанная с ОП [13]. Зачастую используют натуральный логарифм ОП $\ln \Lambda \left(\mathbf{f} \middle| A_{\text{ОШП}_g} \right) = Z \left(\mathbf{f} \middle| A_{\text{ОШП}_g} \right)$ (ЛОП). При условии, что наблюдается только одна ОШП, накопление экспонент логарифмов условных ОП по каналам обработки $\ln[\Lambda(\mathbf{f} | \boldsymbol{\alpha}_{\text{ОШП}_m})]$ (квадратов модуля корреляционного интеграла $Z(\mathbf{f} | \boldsymbol{\alpha}_{\text{ОШП}_m})$) и сравнение логарифма их суммы с порогом асимптотически (при малых вероятностях ложных тревог) эквивалентно сравнению $\ln[\Lambda(\mathbf{f} | \boldsymbol{\alpha}_{\text{ОШП}_m})]$ со своим порогом в каждом канале и последующим объединением решений по критерию «1 из M » (в соответствие с логикой работы схемы «или»). Этот факт был доказан в работе Р.Л. Добрушина, предпринятой по инициативе академика Ю.Б.Кобзарева [14].

Прологарифмируем (8) и представим безусловный ЛОП в следующем виде

$$Z \left(\mathbf{f} \middle| A_{\text{ОШП}_g} \right) = \ln \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \exp \left[\ln \left(\Lambda \left(\mathbf{f} \middle| \boldsymbol{\alpha}_{\text{ОШП}_m}, A_{\text{ОШП}_g} \right) \right) + \ln p(\boldsymbol{\alpha}_{\text{ОШП}_m}, A_{\text{ОШП}_g}) \right] \right\} . \quad (9)$$

Введенные ограничения и допущения приводят к тому, что обнаружение сводится к сравнению $Z(\mathbf{f} | \boldsymbol{\alpha}_{\text{ОШП}_m})$ каждого канала с индивидуальным порогом обнаружения, определяемого по критерию Неймана-Пирсона, а параметры канала, в котором регистрируется максимум квадрата модуля корреляционного интеграла, будет определять оценку параметра $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{\text{ОШП}}$.

В соответствии с синтезированным алгоритмом структура устройства обработки принятого сигнала (9) представляет собой M -канальное устройство (рис. 1). Каждый m -й канал которого настроен на обработку сигнала с ожидаемым параметром $\boldsymbol{\alpha}_{\text{ОШП}_m}$. В каждом канале производится формирование квадрата модуля корреляционного интеграла $Z(\mathbf{f} | \boldsymbol{\alpha}_{\text{ОШП}_m})$ с последующим сравнением его с порогом Z_{*m} . На вход устройства оценивания подаются через ключи $Z(\mathbf{f} | \boldsymbol{\alpha}_{\text{ОШП}_m})$, превысившие свой порог. В схеме выбора максимума (СВМ) выбирается номера канала, которому соответствует максимум $Z(\mathbf{f} | \boldsymbol{\alpha}_{\text{ОШП}_m})$ и на выходе формируется оценка $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{\text{ОШП}} = m \cdot \Delta \boldsymbol{\alpha}$ ($\Delta \boldsymbol{\alpha}$ – межканальная расстройка).

Частные решения об обнаружении каналов поступают на схему ИЛИ (1 из M), на выходе которой формируется решение о наличии или отсутствии ОШП $A_{\text{ОШП}_1}^*$, которое управляет ключом, пропускающим (или нет) оценку $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{\text{ОШП}}$.

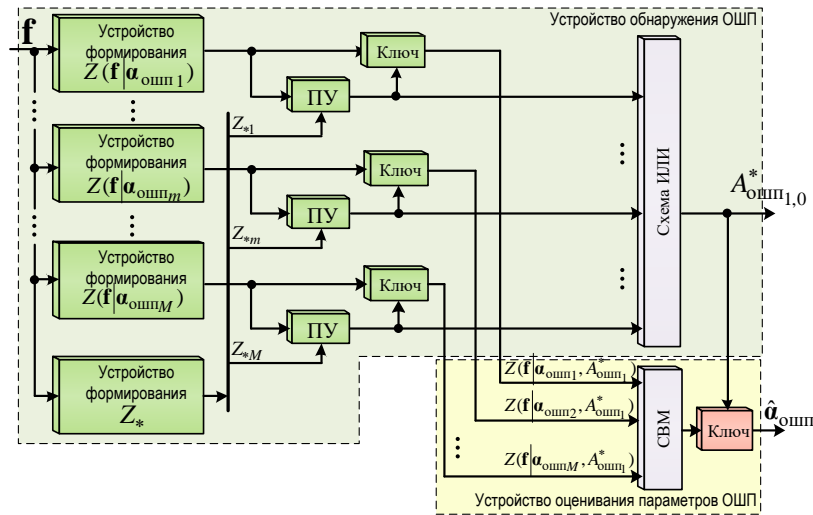


Рис. 1. Структурная схема устройства обнаружения и оценивания параметров ОШП, действующей в составе КИМ-помехи

Анализ параметров ОШП с учетом особенностей ее постановки

Из [4] известно, что параметры ОШП выбираются такими, чтобы на протяжении всего времени действия КИМ-помехи, она «накрывала» ОС, обеспечивая выполнение неравенства

$$\Delta f_{\text{ОШП}} \geq F_{\text{Дуп}} - F_{\text{Дс}} \quad (10)$$

где $F_{\text{Дуп}}$ – навязываемая частота Доплера УП; $F_{\text{Дс}}$ – частота Доплера ОС.

Представленную в (10) разность можно выразить через длину волны РЛС λ , величину навязываемого ускорения $a_{\text{УП}}$ и время увода $t_{\text{УВ}}$

$$\Delta f_{\text{ОШП}} \geq \frac{2}{\lambda} a_{\text{УП}} t_{\text{УВ}} \quad (11)$$

Оценивание минимально допустимого $a_{\text{УП}}$. Задача постановщика помех обеспечить в течение времени увода $t_{\text{УВ}}$ такую величину навязываемого ускорения $a_{\text{УП}}$, чтобы положение нуля дискриминационной характеристики измерителя по оси соответствующего параметра сместить на величину, превышающую размер полустроба сопровождения по нужной координате. Величина полустроба сопровождения, выбирается близкой к разрешающей способности по соответствующей координате [13]. Таким образом, для обеспечения увода по дальности должно выполняться следующее неравенство

$$\frac{a_{\text{УП}} t_{\text{УВ}}^2}{2} \geq \Delta r = \frac{c}{2\Delta f_0} \quad (12)$$

где Δr – разрешающая способность по дальности; Δf_0 – ширина спектра закона модуляции.

С учетом того, что ширина спектра закона модуляции ППРИ определяется длительностью одиночного импульса $a_{\text{УП}}$ не должно быть меньше чем

$$a_{\text{УП}} \geq \frac{cT_0}{t_{\text{УВ}}^2} \quad (13)$$

Оценивание максимально допустимого $a_{\text{УП}}$. Максимальное значение величины навязываемого ускорения не должно превышать допустимого значения $a_{\text{УП, max}} \leq a_{\text{доп}}$, которое определяется возможностями полета ВЦ с перегрузками (максимальные перегрузки на планер и пилота самолета). Современные самолеты рассчитаны на величину перегрузки не меньшую чем 10 ед [11], однако длительное действие (несколько секунд) таких перегрузок на живой организм (пилота самолета) в первую очередь приводит к нарушениям контрастной, световой и цветовой

чувствительности органов зрения. Критичным также для летчика считают градиент нарастания перегрузки, диапазон изменения которого находится в пределах от 0,5 ед/с до 10 ед/с [11].

Максимальное значение будем считать $5g$, т.е. $\approx 50 \text{ м/с}^2$.

Протяженность ОШП по элементам частоты находится в пределах

$$\Delta f_{\text{ОШП}} \approx \frac{2}{\lambda} \frac{cT_0}{t_{\text{УВ}}} \dots \frac{100}{\lambda} \cdot t_{\text{УВ}}. \quad (14)$$

Время увода $t_{\text{УВ}}$, как правило, составляет 3...5 секунд [9].

Оценивание времени запаздывания шумового импульса и протяженности ОШП.

Радиальная протяженность ОШП составляет большую часть периода $0,5 \dots 0,7 T_{\text{П}}$ [11]. Значение $t_{r_{\text{ОШП}}}$ выбирается на постановщике помех из необходимости обеспечить попадание ОС в область маскируемых элементов дальности и частоты.

Заключение

Синтезирован байесовский оптимальный алгоритм обнаружения и измерения параметров протяженной по дальности коррелированной ОШП, действующей в составе КИМ-помехи на измерители ИД РЛС сопровождения. Совместное решение задачи обнаружения-измерения на основе двухфункционального решающего правила позволяет формировать решение об обнаружении, оценку параметров ОШП $\alpha_{\text{ОШП}} = \|t_{r_{\text{ОШП}}} \quad T_{0_{\text{ОШП}}} \quad \Delta f_{\text{ОШП}}\|^T$.

Представленный подход обеспечивает повышение эффективности функционирования измерителей ИД РЛС в условиях воздействия комбинированных помех, не требуя использования дополнительного временного ресурса на адаптацию к изменяющимся их параметрам. Достоинством синтезированного алгоритма является решение задачи обнаружения с одновременным оцениванием параметров маскирующей составляющей КИМ-помехи. Разработанный адаптивный алгоритм может быть реализован в современных и перспективных ИД РЛС сопровождения.

Список использованных источников

1. Куприянов, А. И. Радиоэлектронная борьба / А. И. Куприянов. – М. : Вузовская книга, 2013. – 360 с.
2. Van Brunt, Leroy. V. Applied ECM. Vol. 1, 2 / Leroy. V. Van Brunt – EW Engineering Inc, 1972. – 1700 р.
3. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / под ред. А. И. Канащенкова и В. И. Меркулова. – М. : Радиотехника, 2003. – 416 с.
4. Чигирь, И. В. Анализ воздействия комбинированной имитирующей и маскирующей помехи на системы сопровождения по дальности и скорости радиолокаторов точного измерения координат / И. В. Чигирь, С. А. Горшков, Н. К. Кузьмичев, // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2018. – № 1 (58). – С. 71–81.
5. Чигирь, И. В. Обоснование способа защиты моноимпульсных импульсно-доплеровских радиолокаторов сопровождения от комбинированных имитирующих и маскирующих помех самоприкрытия / И. В. Чигирь // Сб. науч. стат. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2021. – № 41. – С. 92–99.
6. Трифонов, А. П. Совместное различие сигналов и оценка их параметров на фоне помех / А. П. Трифонов, Ю. С. Шинаков. – М. : Радио и связь, 1986. – 264 с.
7. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М. : Радио и связь, 1981. – 416 с.
8. Куликов, Е. И., Трифонов, А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех / Е. И. Куликов, А. П. Трифонов. – М. : Сов. радио, 1978. – 296 с.
9. Сосулин, Ю. Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. Учеб. пособие для вузов / Ю. Г. Сосулин. – М. : Радио и связь, 1992. – 304 с.
10. Ширман, Я. Д. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справ./ Я. Д. Ширмана [и др.]. под ред. Я. Д. Ширмана. – М. : Радиотехника, 2006. – 560 с.
11. Пантюхов, А. П. Авиационная медицина : учеб. пособие / А. П. Пантюхов, Ю. А. Соколов. – Минск : БГМУ, 2011. – 355 с.

УДК 629.7.058.54:520.872

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ ВЫСОТ ЭЛЕМЕНТОВ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ В КОСМИЧЕСКОМ РАДИОЛОКАТОРЕ С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ В РЕЖИМЕ ОДНОПРОХОДНОЙ ИНТЕРФЕРОМЕТРИИ

КОЗЛОВ С. В. ЛОБАН М. А.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

Аннотация. Применительно к радиолокатору с синтезированием апертуры (РСА) космического базирования (КБ) предложен экономичный способ оценивания высот элементов земной поверхности с расположенными на ней объектами при однопроходной интерферометрии. Способ предполагает получение траекторного сигнала при угле между вектором скорости и направлением наблюдения $30...80^\circ$ в течении максимально возможного для радиолокатора времени, определение оптимальных времени и базы синтезирования, построение радиолокационных изображений (РЛИ) заданного участка земной поверхности для 3-4 значений базы синтезирования до максимально возможной при оптимальном времени синтезирования, причем минимальное значение базы определяется условиями однозначного измерения высоты элементов земной поверхности, и последовательном устранении неоднозначности фазовых измерений по последовательности синтезированных РЛИ. Приведены результаты моделирования предлагаемого способа.

Аннотация. As applied to a radar with space-based aperture synthesis, an economical method for estimating the heights of the elements of the earth's surface with objects located on it using single-pass interferometry is proposed. The method involves obtaining a trajectory signal at an angle between the velocity vector and the direction of observation of $30 \dots 80^\circ$ for the maximum possible time for the radar, determining the optimal time and synthesis base, building radar images (RI) of a given area of the earth's surface for 3-4 values of the synthesis base up to the maximum possible at the optimal synthesis time, and the minimum value of the base is determined by the conditions for unambiguous measurement of the height of the elements of the earth's surface, and the sequential elimination of the ambiguity of phase measurements in the sequence of synthesized radar images. The simulation results are presented.

Постановка задачи

Одним из перспективных режимов функционирования радиолокатора с синтезированием апертуры космического базирования может являться режим однопроходной интерферометрии [1,2]. Указанный режим позволяет оперативно, за один виток космического аппарата (КА), решать задачи по построению цифровых моделей местности (ЦММ) и цифровых моделей рельефа (ЦМР) земной поверхности со значением среднеквадратического отклонения определения высот единицы метров, контролировать состояние техногенных объектов (здания, трубопроводы, мосты и т.д.), выполнять мониторинг смещений и деформаций земной поверхности в районе горных выработок, сейсмической и вулканической активности, таяния вечной мерзлоты, наблюдать за таянием ледников, гидрологией в отдаленных и горных районах и т.д. [1,3,6].

При реализации указанного режима необходимо обеспечить отличный от 90° угол между вектором скорости КА и направлением наблюдения в горизонтальной плоскости. Для существующих РСА КБ имеющих ограниченный (единицы градусов) сектор сканирования в азимутальной плоскости [3] это достигается поворотом корпуса космического аппарата, для перспективных РСА КБ, где указанное ограничение за счет изменения конструкции антенны может быть снято, это достигается отклонением луча на $30...45^\circ$ от нормали к антенне в азимутальной плоскости.

В [4,5] приведена методика и результаты оптимизации характеристик РСА КБ в режиме однопроходной интерферометрии. Показано, что оптимальное значение интерферометрической базы $B_{\text{опт}}$ определяется геометрией наблюдения (высотой полета РСА, углами наблюдения в вертикальной и горизонтальной плоскости), длиной волны и степенью угловой декорреляции отраженного сигнала. Оптимальное значение времени синтезирования $T_{\text{опт}} = T_{\text{max}} - B_{\text{опт}} / V$, где

$T_{\max} = 1,0 \dots 1,5$ с – максимальное возможное для РСА КБ время синтезирования; $V = 7,5 \dots 7,7$ км/с - орбитальная скорость КА в зависимости от высоты при $B_{\text{опт}} = 1,5 \dots 3,5$ км при определении высот элементов разрешения шероховатой земной поверхности и $B_{\text{опт}} = 3,0 \dots 5,0$ км при определении высоты стабильного отражателя.

Вместе с тем, результаты [4] определяют потенциальные возможности режима однопроходной интерферометрии, не раскрывая технологию проведения измерений. Цель статьи – устранение указанного пробела.

Содержание обработки

Геометрия наблюдения при однопроходной интерферометрической съемке приведена на рисунке 1. Космический аппарат движется на высоте H со скоростью V направленной по оси Oy декартовой системы координат. Центр наблюдаемой радиолокационной сцены находится в точке (x, y, z) декартовой системы координат (при $z=0$). Угол отклонения луча от надира (в вертикальной плоскости) составляет $\theta_1 \approx \theta_2$, в горизонтальной плоскости угол изменяется в пределах $\alpha_1 \dots \alpha_2$, причем $|\alpha_1 - \alpha_2| \approx 2\alpha_{\max}$, где α_{\max} - максимальный угол отклонения луча от нормали к плоскости антенной системы в азимутальной плоскости при типовом значении $\alpha_{\max} \approx 0,75^\circ$ [3].

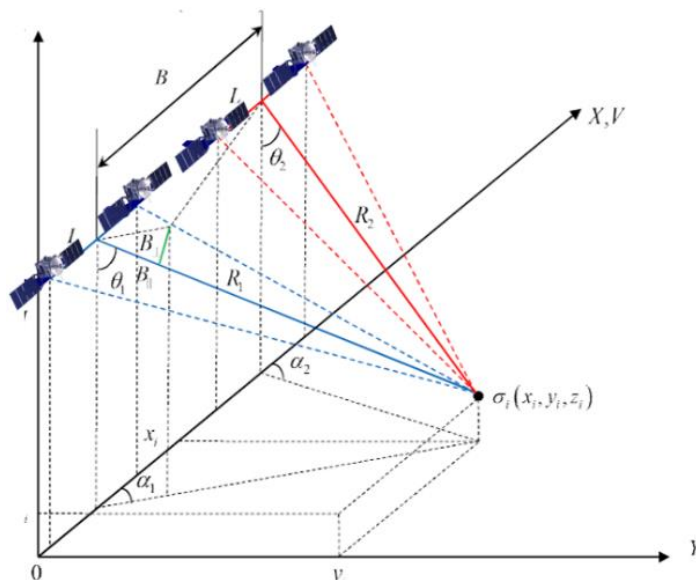


Рис. 1. Геометрия наблюдения при однопроходной интерферометрической съемке

Разность хода электромагнитной волны до заданной точки на радиолокационной сцене при построении двух последовательно получаемых комплексных РЛИ составит

$$\Delta(B, z) = 2\sqrt{H^2 \cdot \text{tg}^2(\theta) \cdot \sin^2(\alpha_1) + H^2 \cdot \text{tg}^2(\theta) \cdot \cos^2(\alpha_1) + (H - z)^2} - 2\sqrt{H^2 \cdot \text{tg}^2(\theta) \cdot \sin^2(\alpha_1) + (H \cdot \text{tg}(\theta) \cdot \cos(\alpha_1) - B) + (H - z)^2}. \quad (1)$$

Доступной для наблюдения при совмещении пары РЛИ, полученных с базой B , является оценка $\delta\varphi$ интерферометрической разности фаз для элементов (разрешаемых участков) земной поверхности

$$\delta\varphi = \arg \frac{\dot{Z}_1(x, y)}{\dot{Z}_2(x, y)}, \quad (2)$$

где $\dot{Z}_{1(2)}(x, y)$ - отсчеты первого и второго комплексного РЛИ в точке (x, y) .

При двухпроходной интерферометрии [1,6] далее проводится трудоемкая операция развертывания интерферометрической фазы (unwrapping of phase) фазы и определение высот участков земной поверхности.

Математическое ожидание интерферометрической разности фаз

$$\delta\varphi = 2\pi \left\{ \frac{\Delta(B, z)}{\lambda} \right\}, \quad (3)$$

где $\{x\}$ - дробная часть числа; λ - длина волны.

На рисунке 2 приведена зависимость интерферометрической разности фаз (3) от высоты элемента земной поверхности, построенная при типовых для РСА КБ параметрах $B \approx B_{\text{опт}} = 3$ км; $H = 500$ км; $\theta_1 \approx \theta_2 = 30^\circ$; $\alpha_1 = 29,25^\circ$; $\alpha_2 = 30,75^\circ$; $V = 7,5$ км/с; времени синтезирования $T_c = 1,6$ с; времени наблюдения радиолокационной сцены $T_{\text{max}} = 2,0$ с. В данном случае на интервале наблюдения 2 с имеем два пересекающихся участка синтезирования по $T_c = 1,6$ с.

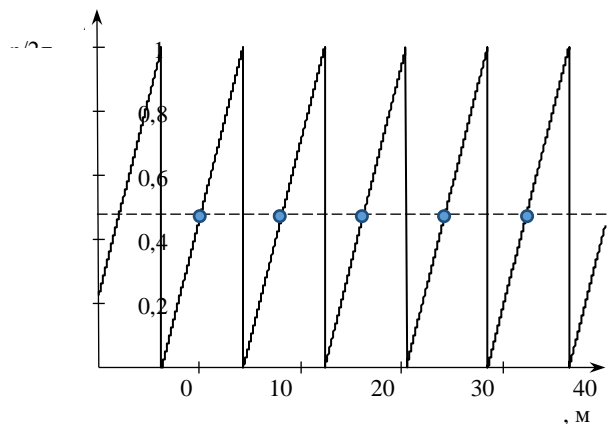


Рис. 2. Зависимость разности фаз от высоты элемента земной поверхности при $B=3$ км

Как следует из рисунка 2, оценка высоты элемента земной поверхности по измеренной разности фаз $\delta\varphi$ характеризуется классической фазовой неоднозначностью. Разрешить фазовую неоднозначность можно переходом к многошкальной обработке, аналогично фазовым пеленгаторам или аппаратуре потребителей глобальных навигационных спутниковых системы при фазовых измерениях [7].

Используем на указанном интервале наблюдения $T_{\text{max}} = 2,0$ с дополнительные интервалы синтезирования при одном и том же времени синтезирования $T_c = 1,6$ с, что необходимо для получения одинакового разрешения на всех РЛИ, взяв, например, значения интерферометрической базы $B = 500$ м; 1000 м; 2000 м. Временные соотношения для указанного случая приведены на рисунке 3, где толстыми линиями показаны участки синтезирования для различных значений интерферометрической базы. Зависимости интерферометрической разности фаз для указанных условий приведены на рисунке 4.

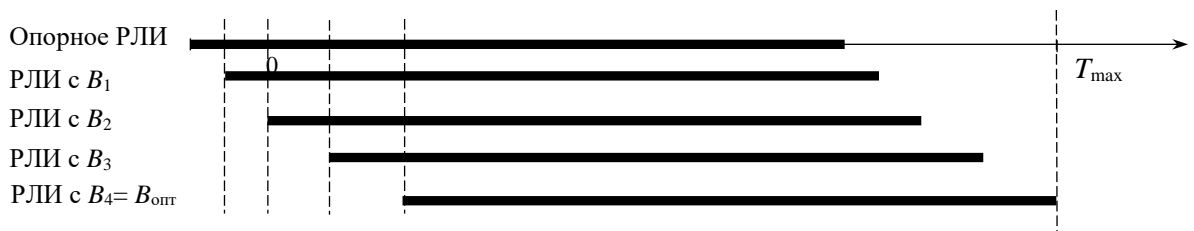


Рис. 3. К выбору участков синтезирования для различных значений интерферометрических баз

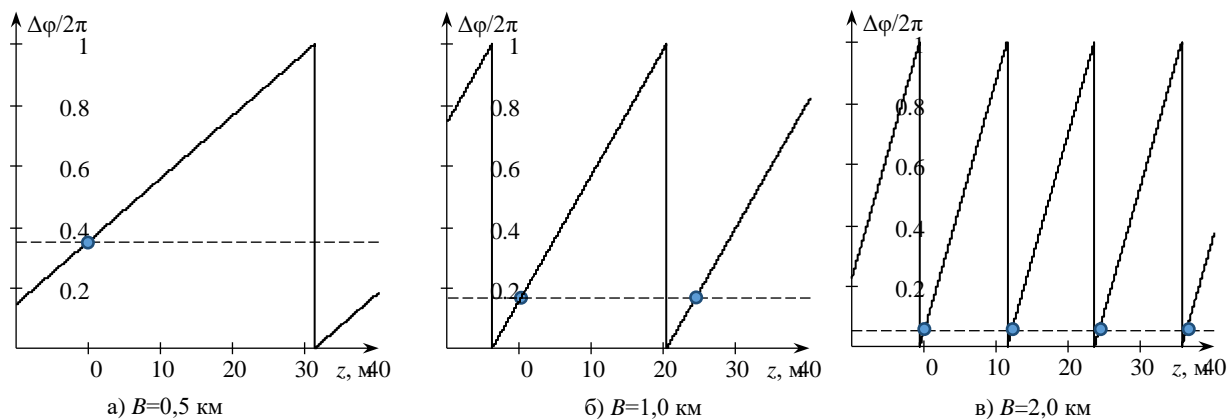


Рис. 4. Зависимость разности фаз от высоты элемента земной поверхности для различных значений интерферометрической базы B

Пунктирными горизонтальными линиями на рисунках 2 и 4 показаны значения истинной разности фаз для $z=10$ м, а кружками – соответствующие измерения высот. Как видно из приведенных на рисунке 4 зависимостей, использование разных значений интерферометрической базы позволяет разрешить фазовую неоднозначность. При $B=0,5$ км неоднозначность в заданном диапазоне изменения высот отсутствует, но точность определения высоты, которая определяется углом наклона зависимости интерферометрической разности фаз от высоты, оказывается низкой. При увеличении базы увеличивается точность измерения высоты, но возникает фазовая неоднозначность. Поэтому рациональный вариант определения высот элементов земной поверхности носит итеративный характер: по построенным для одной и той же реализации траекторного сигнала РЛИ заданного участка земной поверхности для разных баз начиная с малых значениях базы определяется первая оценка высоты \hat{z}_1 , с использованием оценки \hat{z}_1 как начального приближения определяется оценка \hat{z}_2 для увеличенного значения базы и т.д. до величины оптимальной базы. Рациональные значения баз для РСА КБ составляют $B_1=0,4\dots 0,6$ км; $B_2=0,8\dots 1,2$ км; $B_3=B_{\text{опт}}$.

На рисунке 5 приведены зависимости среднеквадратической ошибки определения высоты стабильного отражателя (угловая декорреляция отсутствует) от отношения сигнал/шум на РЛИ для различных значений начального угла между вектором скорости и направлением наблюдения. Зависимости построены путем розыгрыша интерферометрической разности фаз в соответствии с отношением сигнал/шум и воспроизведения алгоритма обработки при четырех значениях баз $B=0,5; 1,0; 2,0$ и $3,0$ км.

Средняя квадратическая ошибка уменьшается пропорционально корню из отношения сигнал/шум. При увеличении угла между вектором скорости КА и направлением наблюдения СКО заметно увеличивается, что соответствует закономерностям в [5].

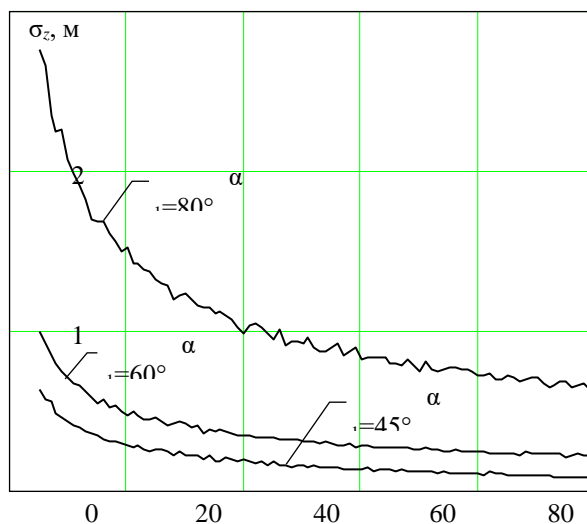


Рис. 5. Зависимости средней квадратической ошибки определения высоты от отношения сигнал/шум

Результаты моделирования и их обсуждение

Работоспособность предлагаемого способа проверялась с использованием имитационной модели – цифрового двойника радиолокатора с синтезированием апертуры. Рассматривался случай локации участка местности в детальном режиме. На участке местности были расположены три локальных отражателя на разных высотах 5; 8 и 12 метров. Принимались следующие параметры наблюдения: $H=500$ км; $\alpha_1=80^\circ$; $\theta=54^\circ$; $V=7,6$ км/с; ЭПР всех отражателей принималась одинаковой при отношении сигнал/шум 15 дБ, местность в окрестности отражателей считалась не отражающей; время синтезирования 1 с.

Формируемые РЛИ при интерферометрической базе $B=3$ км приведены на рисунке 6. Размер формируемых РЛИ составляет 400x200 метров. Построение РЛИ осуществлялось с использованием алгоритма *BackProjection*, однако построение изображения осуществлялось не в координатах «наклонная дальность - поперечная дальность», а непосредственно при фокусировке траекторного сигнала в точку с заданными координатами (x, y) при $z=0$ с дискретностью 5 м по обоим координатам. Градуировка горизонтальной и вертикальной оси на рисунке 6 соответствует выбранной дискретности построения РЛИ.

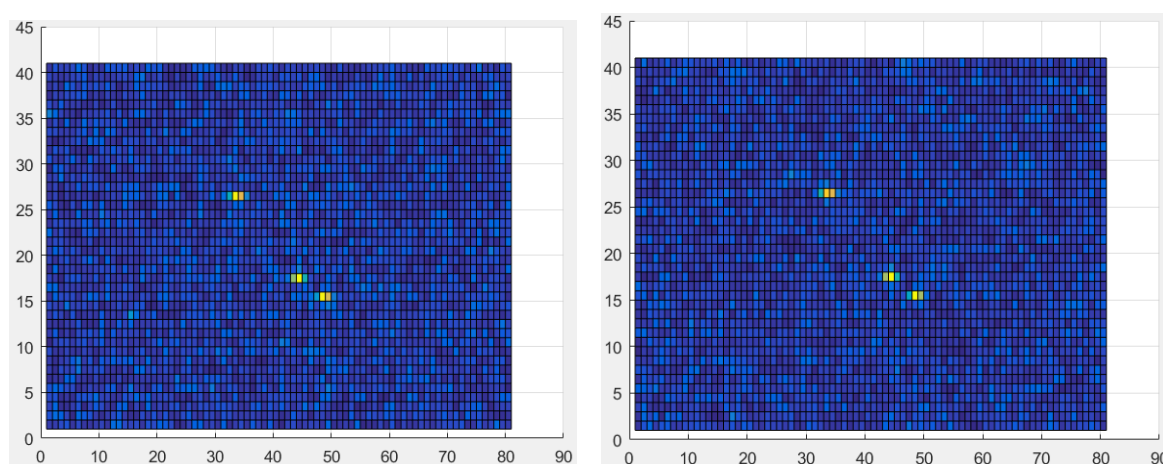


Рис. 6. Формируемые РЛИ для двух участков синтезирования с базой 3 км

Результаты измерения высот локальных отражателей для пяти реализаций приведены в таблице 1. Устранение неоднозначности выполнялось при дополнительной интерферометрической базе 1,0 км.

Таблица 1 – Результаты измерений высот трех локальных отражателей в пяти реализациях

№	Истинные координаты	Координаты на РЛИ	Высота истинная, м	Измеренная высота, м, в реализации				
				1	2	3	4	5
1	(35; 26)	(33; 26)	12	12,5	11,6	12,7	13,1	11,4
2	(45; 17)	(45; 17)	8	9,0	8,4	8,0	7,8	6,7
3	(49; 15)	(48; 15)	5	5,3	5,3	4,6	5,6	5,1

Как видно из приведенных в таблице 1 результатов, математическое ожидание ошибки измерения близко к нулю, точность измерения соответствует значениям, приведенным на рисунке 5.

Заключение

Предлагаемый способ является простым в реализации, не требует развертывания интерферометрической фазы, и может быть использован для оперативной оценки высот участков земной поверхности. Представляет интерес комбинация известного способа двух- или многопроходной интерферометрии и предлагаемого способа в варианте, когда съемка осуществляется под углом $\alpha \neq 90^\circ$. Это позволит грубо оценивать высоты участков земной поверхности однопроходным интерферометрическим методом с последующим использованием полученных оценок высот при двухпроходной интерферометрии.

Список использованных источников

1. Сосновский А.В. Интерферометрическая обработка данных космических радиолокаторов с синтезированной апертурой при создании цифровых моделей рельефа земной поверхности: состояние и проблемы. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020; 4(2):198-233. DOI: 10.15826/urej.2020.4.2.004.
2. Шимкин П. Е., Бабокин М.И., Баскаков А.И. Исследование точности однопроходного переднебокового РСА интерферометра при измерении рельефа поверхности Земли // *Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса*. 2017. Т. 14. №5. С. 103-112.
3. Космические РСА третьего поколения TerraSAR-X, 2011. URL: <http://terraview.ru/articles/11/terra-sar-x>.
4. Лобан М.А. Оптимизация характеристик и исследование эффективности радиолокатора с синтезированием апертуры космического базирования в режиме однопроходной интерферометрии / И.Н. Давыденко, С/Д/ Козлов С.В., М.А. Лобан М.А., Ле Ван Кыонг // *Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции*, г. Воронеж, 27-29 сентября 2022 г.: в 6 т. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2022. – Т. 3. – С. 134-141.
5. Лобан М.А. Оценка точности Радиолокатора с синтезированной апертурой космического базирования в режиме однопроходной интерферометрии // *Сборник тезисов докладов 58-й научной конференция аспирантов, магистрантов и студентов БГУИР*, Минск, 2022.
6. Madsen S.N., Zebker H.A. *Imaging radar interferometry. Principles & Applications of Imaging Radar – Manual of Remote Sensing*. Vol. 2. New York: Wiley, 1998. 866 p.
7. Поваляев А. А. *Спутниковые радионавигационные системы: время, показания часов, формирование измерений и определение относительных координат*. – М.: Радиотехника, 2008. – 356 с.

УДК [623.4+621.396.96]:355.40

СПОСОБ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТОЧЕК СТАРТА (ПАДЕНИЯ) СНАРЯДОВ ПРИМЕНИТЕЛЬНО К РАДИОЛОКАЦИОННОЙ АРТИЛЛЕРИЙСКОЙ РАЗВЕДКЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОПТИМИЗАЦИОННОГО МЕТОДА

ЛЕОНОВИЧ А. С., ЯРМОЛИК С. Н., СВИНАРСКИЙ М. В.

*Военная академия Республики Беларусь
(г. Минск, Беларусь)*

Аннотация. Представлен способ решения задачи определения точек старта (падения) применяемых противником боеприпасов с помощью оптимизационного метода. В качестве оптимизационного метода использовался алгоритм Левенберга-Марквардта. Эффективность предложенного способа решения задачи определения точки старта (падения) артиллерийского снаряда оценивалась методом математического моделирования.

Abstract. A method for solving the problem of determining the start (fall) points of ammunition used by the enemy using the optimization method is presented. The Levenberg-Marquardt algorithm was used as an optional method. The effectiveness of the proposed method for solving the determination of the point of launch (fall) of an artillery shell was evaluated by the method of mathematical modeling.

Введение

Для эффективного поражения огневых средств противника, необходимо располагать оперативной информацией о его местоположении, группировках его живой силы, огневых средств, позициях артиллерийских и минометных батарей, характере и положении оборонительных сооружений и заграждений. Весьма важной информацией, востребованной в ходе артиллерийского боя, является определение точек старта (падения) артиллерийских снарядов и минометных мин. Получение данного вида информации достигается в ходе ведения разведки: оптической, звуковой, воздушной и радиолокационной. В интересах получения наиболее достоверной информации о воздушно-помеховой обстановке необходимо комплексное использование всех видов разведки [1, с. 104–123].

В докладе рассмотрен способ решения задачи определения точек старта (падения) снарядов, применительно к радиолокационной артиллерийской разведке с использованием оптимизационного метода.

Основная часть

Применительно к радиолокационной разведке основным источником информации о положении огневых средств противника на местности выступают радиолокационные станции контрбатарейной борьбы (РЛС КББ). Использование таких станций позволяет определять координаты позиций реактивных систем залпового огня (РСЗО), артиллерийских и минометных установок, пусковых установок тактических ракет и др. (определение точек старта), осуществлять распознавание класса применяемой артиллерийской стреляющей системы, обслуживать стрельбу собственных огневых средств поражения (определение точек падения) [2].

Принцип работы РЛС КББ основывается на засечке координат полета артиллерийских снарядов на различных участках полета (в зависимости от выполняемой задачи) с целью расчета его траектории. На основе пролонгации и экстраполяции измеренных координат траектории полета снаряда определяется местоположение огневых средств противника [2]. В основе модели экстраполяции и пролонгации измеренных значений координат траектории полета сопровождаемого снаряда заложена квадратичная аппроксимация (парабола), характерная для полета типовых минометных мин. Траектории артиллерийских и реактивных снарядов квадратичной аппроксимации не соответствуют, поэтому требуют более детального вида модели

траектории, а, следовательно, и более сложный способ определения точек старта (падения) артиллерийского снаряда (рисунок 1).

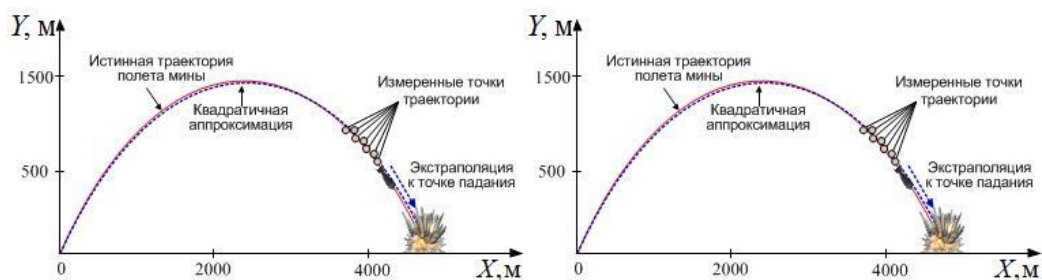


Рис. 1. Пример решения задачи экстраполяции квадратичной аппроксимацией, с целью определения точки падения мины и артиллерийского снаряда

В связи с этим, для определения точек старта (падения) артиллерийских снарядов предлагается использовать верифицированные математические модели траектории полета снарядов [3,4]. Результатом расчета математических моделей траекторий полета являются прямоугольные координаты, описывающие траекторию полета анализируемых снарядов. Следует отметить, что разработанные математические модели учитывают задаваемые начальные условия стрельбы.

Сложность решения задачи определения точек старта (падения) снарядов предложенным способом обусловлена заранее неизвестными начальными условиями стрельбы. Под начальными условиями стрельбы принято понимать вектор неизвестных параметров, который характеризует траекторию полета анализируемого снаряда (1):

$$\mathbf{x} = \|V_0, \theta_0, \varphi_0, X_0, Z_0, m, d\|^T, \quad (1)$$

где V_0 – начальная скорость полета анализируемого снаряда; θ_0 – начальный угол наклона траектории полета снаряда; φ_0 – начальный угол курса вектора скорости мины; X_0, Z_0 – точка старта анализируемого снаряда; m – масса снаряда; d – калибр снаряда.

Поиск истинного вектора начальных параметров измеренного участка траектории полета артиллерийского снаряда осуществляется до тех пор, пока сумма квадратов отклонений между наблюдаемым участком и участком, полученным при помощи расчета математической модели не будет минимальным ($R \rightarrow \min$) (рисунок 2).



Рис. 2. Иллюстрация решения задачи адаптации к начальным условиям наблюдения

Проведенный анализ литературы показал, что в интересах адаптации вектора начальных параметров x эталонной траектории полета анализируемого снаряда, к участку траектории, наблюдаемому радиолокатором, весьма эффективным является метод Левенберга-Марквардта (МЛМ). Данный подход сочетает в себе методы градиентного спуска и Ньютона-Гаусса. Как известно, положительные свойства метода градиентного спуска заключаются в гарантированной сходимости к экстремуму функции с любых начальных приближений при условии, что анализируемая функция имеет один глобальный экстремум. При этом метод характеризуется большим количеством итераций. В свою очередь метод Ньютона-Гаусса, основываясь на квадратичности функции, обладает хорошими показателями сходимости, однако его скорость сходимости существенно зависит от задания начальных приближений исследуемой функции [3]. В качестве примера на рисунке 3 приведен итерационный поиск точки минимума функции величины рассогласования (R), применительно для двух начальных параметров: скорости (V_0) и угла наклона траектории полета снаряда (θ_0).

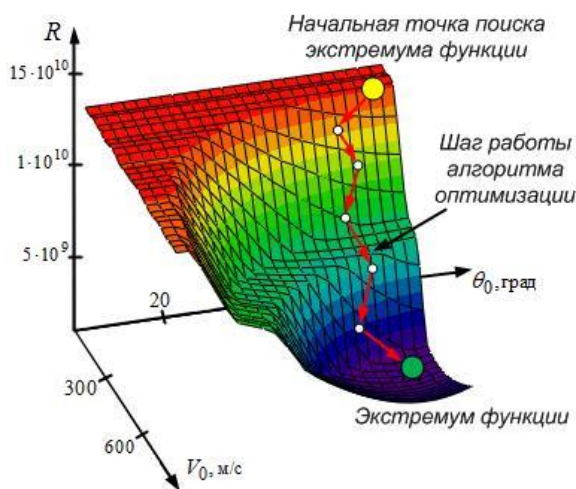


Рис. 3. Пример работы алгоритма оптимизации

С учетом вышеизложенного, оптимизационный МЛМ целесообразно использовать для поиска начальных параметров верифицированных математических моделей траекторий полета снарядов к начальным условиям стрельбы наблюдаемого объекта. Результат нахождения измеренного вектора начальных параметров $\hat{x} = \|V_0, \theta_0, \varphi_0, X_0, Z_0\|^T$ позволяет определить точку старта (падения) наблюдаемого снаряда, путем расчета математической модели траектории полета снаряда.

Оценка эффективности предложенного способа определения точек старта (падения) проводилась методом математического моделирования. В качестве исходных данных использовались тактико-технические характеристики снаряда для гаубицы – Д-20. Необходимо отметить, что для определения точки падения наблюдаемого снаряда необходимо анализировать нисходящую ветвь траектории полета, для определения точки старта – восходящую ветвь траектории полета артиллерийского снаряда.

В ходе математического моделирования оценивалась точка падения анализируемого снаряда. Исходные данные для моделирования траектории полета артиллерийского снаряда, представлены в таблице 1.

Таблица 1. Исходные данные начальных параметров траекторий полета артиллерийского снаряда

Исходные данные	V_0 , м/с	θ_0 , град	φ_0 , град	X_0 , м	Z_0 , м	m , кг	d , м
Нисходящий участок	508	45	25	-3434	-9435	40	0,152

В качестве показателей, характеризующих эффективность предложенного способа определения координат огневых средств противника, использовалось среднее квадратическое отклонение (СКО) координат точек старта (падения) применяемого снаряда. Методом статистических испытаний рассчитана среднее квадратическая ошибка определения точки падения анализируемого снаряда.

В ходе математического моделирования использовались следующие тактико-технические характеристики применяемой РЛС КББ: $\Delta\beta = 2$ град – ширина ДНА по азимуту; $\Delta\varepsilon = 2$ град – ширина ДНА по углу места; $\Delta r = 75$ м – разрешающая способность по дальности; $\Delta t = 0,1$ с – период обзора РЛС; $T_n = 6$ с – время радиолокационного наблюдения снаряда; $\rho = 20$ дБ – отношение сигнал-шум. При этом количество наблюдаемых точек траектории составляло $N_T = 60$. Для оценивания СКО ошибки определения точки падения снаряда проводилось $N = 10^5$ опытов.

Результаты математического моделирования в виде оценок точек падения снаряда в горизонтальной плоскости (где X – направление на север, Z – на восток) представлены на рисунке 4.

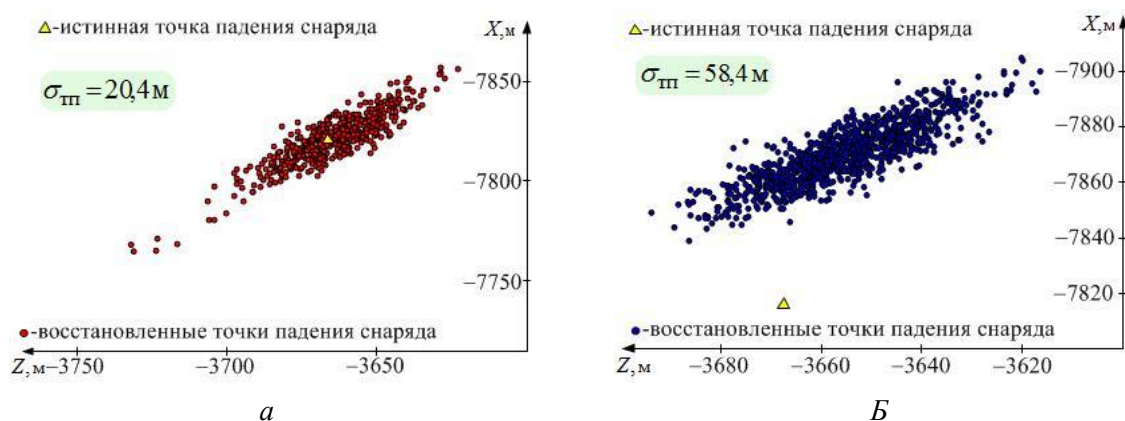


Рис. 4. Результат определения точки старта и падения артиллерийского снаряда:
а – с использованием оптимизационного метода; б – с использованием параболической аппроксимации.

Таким образом, результаты математического моделирования подтверждают эффективность предложенного способа решения задачи определения точек старта (падения) наблюдаемых снарядов. Необходимо отметить, что для решения задачи определения точки старта (падения) снаряда предложенным способом, необходимо знать анализируемый класс наблюдаемого снаряда.

Заключение

Представленный подход к решению задачи определения точек старта и падения наблюдаемого снаряда является весьма эффективным, ввиду того, что верифицированная математическая модель траектории полета снаряда учитывает все особенности внешней баллистики, делая траекторию полета весьма приближенной к реальной.

Нахождение вектора неизвестных параметров методом Левенберга-Марквардта для математических моделей траекторий полета анализируемых классов обеспечивает решение задачи определения точек старта огневых средств противника по выстрелу и залпу, а также может использоваться в интересах контроля и корректировки стрельбы собственных огневых средств поражения.

Список использованных источников

1. Стрельба и управление огнем артиллерийских подразделений / В. И. Волобуев [и др.]; под. общ. ред. В. И. Волобуева. – М.: Воениздат, 1987 – 440 с.
2. Ярмолик, С. Н. Радиолокационное распознавание класса артиллерийских стреляющих систем с использованием метода Левенберга-Марквардта / С. Н. Ярмолик [и др.]. // Вест. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2022. – № 3. – С. 62–71.
3. Ярмолик, С. Н. Математическая модель динамики минометной мины и ее верификация по таблицам стрельбы / С. Н. Ярмолик [и др.]. // Вест. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2022. – № 1. – С. 87–96.
4. Ярмолик, С. Н. Модифицированная модель кинематики артиллерийского снаряда и ее верификация по таблицам стрельбы / С. Н. Ярмолик [и др.]. // Вест. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2021. – № 2. – С. 94–103.

УДК [534/322/3+621/376.4]:654.16

ШУМОПОДОБНЫЕ СИГНАЛЫ С ДИСКРЕТНОЙ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ (ДФМ) В ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ

НГУЕН К. Д., КАРПУШКИН Э. М.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. Рассмотрены шумоподобные сигналы с дискретной фазовой модуляцией в широкополосных радиосистемах передачи цифровой информации. Рассматриваются два класса бинарных ПСП: М-последовательность и четверично-кодированные последовательности.

Abstract. Noise-like signals with discrete phase modulation in broadband radio systems for digital information transmission are considered. Two classes of binary PRSs are considered: M-sequence and quaternary-coded sequences.

Введение

В современных радиосистемах передачи информации всё большей акцент делается на широкополосные радиосистемы (ШПРС). ШПРС позволяет существенно улучшить такие показатели качества как помехозащищенность, скрытность действия возможность борьбы с многолучевостью и замираниями, возможность работы в одной и той же полосе частот множеству других радиосистем в том числе и узкополосных. Из всех сложных сигналов с ДФМ наибольший интерес для ШПРС представляют шумоподобные или псевдослучайные сигналы (ПС-сигналы), у которых фаза несущего колебания изменяется по закону дискретной псевдослучайной видеопоследовательности (ПСП).

Анализация ПС-сигналов с ДФМ

Статистические характеристики ПСП и случайной видеопоследовательности похожи, что и определило название детерминированной видеопоследовательности. Аналитически ПС-сигнал с ДФМ длительности T записывается в виде:

$$S(t) = A_0 \sum_{n=1}^{\infty} \text{rect}[t - (i-1)\tau_0] \exp[j(\omega_0 t + \varphi_i + \varphi_0)],$$

где $0 \leq t \leq N\tau_0$; τ_0 – длительность элементарного символа ПСП; N – количество элементарных символов на длительности T ; φ_i – дискретные значения фазы, привязанные к соответствующим дискретным значениям модулирующей ПСП; а функция

$$\text{rect}[t - (i-1)\tau_0] = \begin{cases} 1, & \text{при } (i-1)\tau_0 \leq t \leq i\tau_0 \\ 0, & \text{при } (i-1)\tau_0 > t > i\tau_0 \end{cases}$$

Комплексная огибающая сигнала и закон фазовой манипуляции определяются соответственно следующими выражениями:

$$\begin{aligned} \dot{A}(t) &= A_0 \sum_{n=1}^{\infty} \text{rect}[t - (i-1)\tau_0] \exp[j\varphi_i], \\ A(t) &= \text{Re}\{\dot{A}(t)\} = \dot{A}_0 \sum_{n=1}^{\infty} \text{rect}[t - (i-1)\tau_0] \cos \varphi_i. \end{aligned}$$

Функцию $\cos \varphi_i$ удобно выразить через символ a_i длительности τ_0 ($\cos \varphi_i = a_i$), а ПСП – как ансамбль символов $\{a_i\}$, где $i = 1, 2, \dots, N$. Если $a_i \in \{1, -1\}$ ($\varphi_i \in \{0, \pi\}$), то ПСП будет двухуровневой или бинарной. При больших значениях a_i ПСП – многоуровневая или многофазная. Очевидно, что спектрально-корреляционное свойство ПС-сигнала с ДФМ полностью будут определяться модулирующей ПСП.

Существующие классы ПСП можно разбить на две группы: бинарные и небинарные.

К числу небинарных ПСП относятся линейные рекуррентные последовательности (ЛРП) с основанием $\rho > 2$, последовательности Цырлера [3,7], последовательности символов Лежандра, многофазные коды Фрэнка [6], последовательности Де Лонга, E – коды Велти [8] и др. Отличительной особенностью небинарных ПСП является низкий уровень боковых остатков АКФ, модуль которых для одиночной последовательности не превышает $\frac{1}{N}$ (АКФ нормированная), а для периодической стремится к нулю. Однако большие аппаратные затраты, которые требуют многоуровневые ПСП при их формировании и обработке, привели к ограниченному их применению в РТС.

Широкое применение в современных РТС с ПС-сигналами нашли бинарные ПСП. Из множества классов бинарных ПСП ниже рассматриваются два класса, имеющие хорошие спектрально-корреляционные характеристики и отличающиеся прототипом формирования.

М-последовательности

М-последовательности – это класс ЛРП максимального периода (отсюда и название М-максимальное) с основанием $\rho = 2$ удовлетворяющий рекуррентному правилу:

$$a_i = c_1 a_{i-1} + c_2 a_{i-2} + \dots + c_n a_{i-n}, \quad (1)$$

где $c_i \in \{0,1\}$; n – порядок, определяющий память последовательности; при $a_i \in \{0,1\}$ – умножение логическое, а сложение – по модуль 2.

Задаваясь начальной комбинацией из n символов по правилу (1), можно формировать М-последовательность. ЛРП описываются полиномами n – й степени вида:

$$c_0 + c_1 x + c_2 x^2 + \dots + c_n x^n = 0. \quad (2)$$

М-последовательность порядка n как последовательность максимального периода, описывается неприводимым и примитивным полиномом степени n из всех заданных выражением (2). Количество ненулевых коэффициентов c_i в полиноме (2) за исключением $c_0 = 1$ определяют количество символов n – значной комбинации, участвующих в формировании по правилу (1), причем число их всегда четное. Например, неприводимый и примитивный полином $x^3 + x^2 + 1 = 0$ описывает М-последовательность порядка $n = 3$ и рекуррентное правило формирования символов имеет вид:

$$a_i = a_{i-2} + a_{i-3} \quad (3)$$

На рисунке 1 приведена структура генератора М-последовательности порядка 3 по правилам (3). В качестве n – разрядной памяти используются регистры сдвига, управляемые генераторами тактовых импульсов (ГТИ):

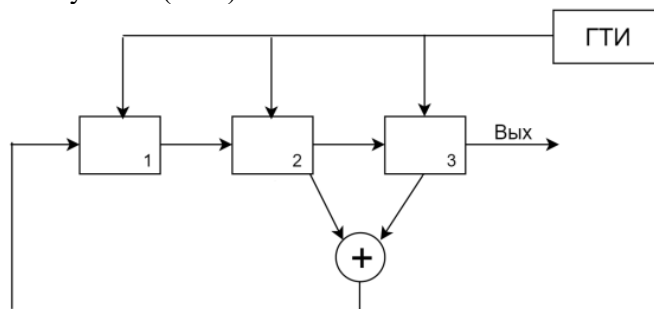


Рис. 1. Структура генератора М-последовательности порядка 3 по правилам (3)

Значность N (количество символов a_i в одном периоде) M -последовательности зависит от порядка n и определяется формулой:

$$N = 2^n - 1.$$

На рисунке 2 демонстрируется формирование M -последовательности значности $N = 7$. Двоичные символы, расположенные столбцами справа от линии, являются символами M -последовательности, сформированными на выходе генератора при начальной комбинации 111.

0 такт	1	1	1	
1 такт	0	1	1	1
2 такт	0	0	1	1
3 такт	1	0	0	1
4 такт	0	1	0	0
5 такт	1	0	1	0
6 такт	1	1	0	1
7 такт	1	1	1	0

Рис. 2. Таблица состояний ячеек регистра при начальной комбинации 111

Полученная АКФ показана на рисунке 3:

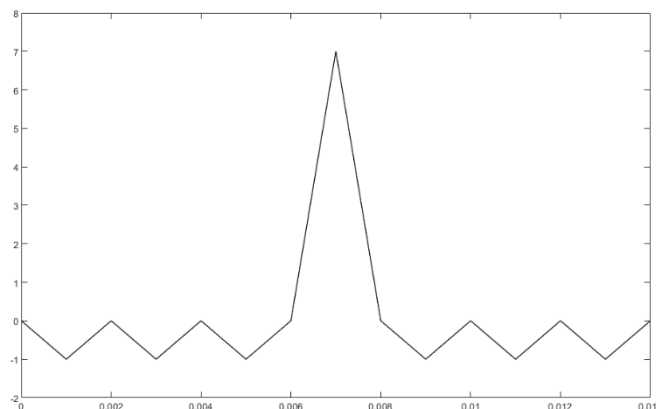


Рис. 3. График АКФ одиночных M -последовательностей значности 7 при начальной комбинации 111

Четверично-кодированные последовательности

Четверично-кодированные последовательности (ЧКП), в [8,9] их называют Д-кодами, относятся, как и M -последовательности, к классу бинарных ПСП. В отличие от M -последовательностей семейство ЧКП формируются нелинейным способом и имеют значность $N = 2^k$, где $k = 1, 2, 3, \dots$

Наиболее наглядно процесс формирования ЧКП можно проследить, проанализировав порождающее выражение:

$$A_j^k = \overline{\sum_{l=1}^{k-1} B_l^{(k+1)-l} B_{l+1}^{k-l} + \sum_{l=1}^k x_l^j B_l^{(k+1)-l}}, \quad (4)$$

где $A_j^k = (a_1, a_2, \dots, a_n)$ – условная запись одиночной ЧКП длительности $T = N\tau_0$ порядка k номера j , символы которой $a_i \in \{0, 1\}$; $B_l^{(k+1)-i}$ – функция Радемахера (меандровая функция), определяемая на длительности T с номером j и порядком $[(k + 1) - i]$; $x_i^j \in \{0, 1\}$ – значение j -го разряда номера последовательности A_j^k , представленного в двоичном виде (для ЧКП порядка

k номер определяется k -разрядным двоичным числом). В (4) суммирование осуществляется по модулю 2, умножение – логическое, черта сверху – негатив.

Выражение (4) для ЧКП A_4^3 примет вид:

$$A_4^3 = \overline{B_1^3 B_2^2 + B_2^2 B_3^1 + 0B_2^2 + 1B_3^1} = \overline{B_1^3 B_2^2 + B_2^2 B_3^1 + B_3^1}.$$

Второй член выражения (4) при изменении номера описывает строки матрицы Адамара. Матрица Адамара – ортогональная квадратичная матрица (обозначается H_N) размера $N = 2^k$ ($k = 1, 2, 3, \dots$), составленная из символов $\{0, 1\}$ или $\{-1, 1\}$. Строки матрицы Адамара образуют полную ортонормированную систему с количеством функций $2^k = N$. Эти функции называются функциями Уолша, упорядоченные по Адамару. Простейшей матрицей Адамара является матрица размера 2:

$$H_2 = \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix}.$$

Любую матрицу Адамара размера $2N$ можно получить из матрицы размера N , используя следующее преобразование:

$$H_{2N} = \begin{vmatrix} H_N & H_N \\ H_N & \overline{H_N} \end{vmatrix},$$

где $\overline{H_N}$ – матрица Адамара размера N , у которой значение символов изменены на противоположные.

Если в выражении (4) все разряды номера x_i^j равны нулю, то остается только первый член выражения, формирующий нулевую ЧКП:

$$A_0^k = \overline{\sum_{l=1}^{k-1} B_l^{(k+1)-l} B_{l+1}^{k-l}}.$$

Следовательно, для получения ЧКП любого номера j достаточно сложить по модулю 2 $\overline{A_0^k}$ с каждой строкой матрицы Адамара:

$$\{A_j^k\} = \overline{A_0^k} + H_N.$$

Из выражения (4) следует, что ЧКП порядка k формируются на функции Радемахера, которые в свою очередь, получаются с выходов разрядков k -разрядного двоичного счетчика.

На рисунках 4 и 5 соответственно приведены примеры схемы генератора семейства ЧКП значности $N = 8$ и АКФ ЧКП A_4^3 :

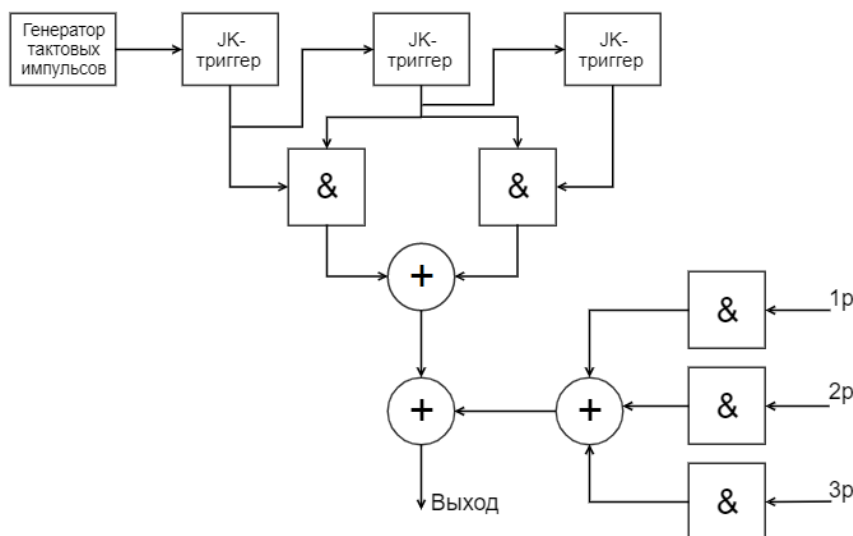


Рис. 4. Структура схема генератора семейства ЧКП значности $N = 8$

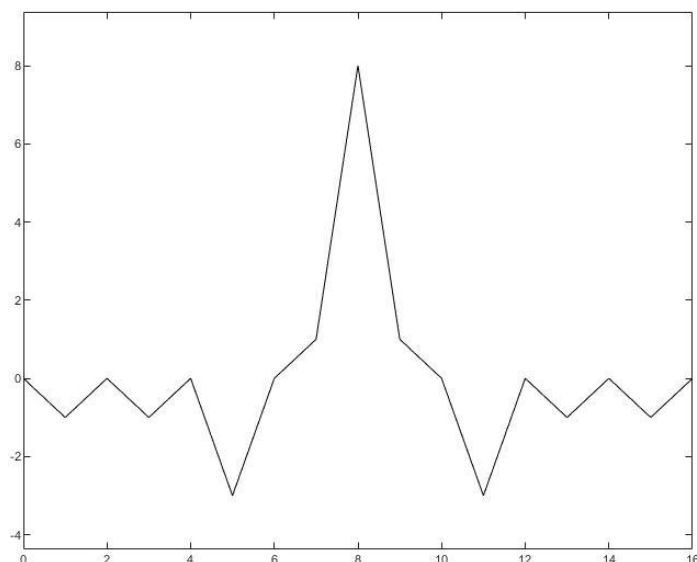


Рис. 5. График АКФ ЧКП A_4^3

Заключение

Рассмотренные два класса ПСП, благодаря простоте генерирования, хорошим спектрально-корреляционным характеристикам, большим ансамблям, нашли наибольшее распространение в ПС-сигналах с ДФМ, обеспечивая возможность реализации ускоренных алгоритмов обработки сигналов при минимальных аппаратных затратах. На базе этих классов ПСП синтезируются системы комбинированных сигналов, повышающих эффективность систем со сложными сигналами. На основании этого, я исследую совершенно новый ансамбль, который обладает лучшими корреляционными свойствами.

Список использованных источников

1. Радиотехнические системы передачи информации / под ред. В. В. Калмыкова. – М.: Радио и связь, 1990.
2. Информационные технологии в радиотехнических системах / под ред. И. Б. Федорова. – М.: МГТУ Им. Н. Э. Баумана, 2003. Иванов А. Б., Петров Б. В., Попов И. И. Способ обработки негармонического сигнала. RU 24**615 С2, заяв. 15.02.2001, опубл. 20.05.2002.
3. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – М.: Изд. Дом «Вильямс», 2003.
4. Карпушкин, Э.М. Радиотехнические системы. Минск: БГУИР, 2011.
5. Карпушкин, Э.М. Основы теории радиотехнических систем. Минск: БГУИР, 1993.

УДК [534/322/3+621/376.4]:004.94

ШУМОПОДОБНЫЕ СИГНАЛЫ С ДИСКРЕТНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

ФАМ К. Б., КАРПУШКИН Э. М.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. В докладе рассматриваются структурные схемы формирователя псевдослучайных сигналов с ЧМн и результаты компьютерного моделирования для АКФ ЧМн сигналов.

Abstract. The report discusses the block diagrams of the generator of pseudo-random signals with FSK and the results of computer simulation for the ACF of FSK signals

Введение

В современных радиосистемах передачи информации всё большей акцент делается на широкополосные радиосистемы (ШПРС). ШПРС позволяет существенно улучшить такие показатели качества как помехозащищенность, скрытность действия возможность борьбы с многолучевостью и замираниями, возможность работы в одной и той же полосе частот множеству других радиосистем в том числе и узкополосных. Из всех сложных сигналов с ДЧМ наибольший интерес для ШПРС представляют шумоподобные или псевдослучайные сигналы (ПС-сигналы), у которых фаза несущего колебания изменяется по закону дискретной псевдослучайной видеопоследовательности (ПСП).

Анализация ПС-сигналов с ДЧМ

Прямым следствием развития сигналов с частотной модуляцией явились дискретные частотно-модулированные (ДЧМ) сигналы. ДЧМ – сигнал состоит из радиоимпульсов, которые имеют одинаковые огибающие $A_0(t)$, разные частоты, расположенные во времени в соответствии с периодической последовательностью случайных чисел N_i , $i = 1, 2, 3, \dots, N$, – номер элемента в последовательного разброса дискретных значений частоты в пределах $F_{эф}$ и случайностью скорости изменения частоты, благодаря псевдослучайности следования частот.

В настоящее время наиболее исследованными из ПС-сигналов с ДЧМ являются сигналы постоянной амплитуды (A_0) с постоянным шагом дискретности по частоте (Δf), с постоянной длительностью элемента (τ_0), с постоянной начальной фазой (φ_0) и ортогональностью элементов по частоте и времени. Аналитически такой сигнал в пределах одного периода $N\tau_0 = T$ может быть записан в виде

$$S(t) = A_0 \sum_{i=1}^N \text{rect}[t - (i-1)\tau_0] \exp[-j(\omega_0 t + (N_i - N_n)2\pi\Delta f t + \varphi_0)] \quad (1)$$

Где N_i - номер числовой последовательности на позиции i ;

N – число дискретных частот (число элементов числовой последовательности);

$$N_n = \begin{cases} \frac{N+1}{2}, & \text{если } N - \text{нечетно} \\ \frac{N}{2}, & \text{если } N - \text{четно} \end{cases}$$

$$\tau_0 = 1/\Delta F, \Delta F = f_e - f_{e-1}, e = 1, 2, 3, \dots, N$$

На рисунке 1 структурная схема формирователя ПС-сигнала с ДЧМ. В состав схемы входят синтезатор сетки (N+1) когерентных частот (СЧ), цифровой коммутатор (ЦК) и источник цифровой информации (ЦИ). Датчик случайных чисел (ДСЧ) с частотой f_T формирует параллельный двоичный код.

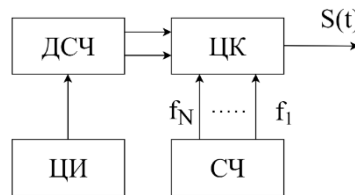


Рис. 1. Структурная схема шумоподобных сигналов с ЧМн

В ДСЧ работает генераторы M-последовательностей. Они позволяют получить псевдослучайную последовательность чисел, причем код числа снимается с разрядов регистра сдвига. Например, M-последовательности значности $N=7 \rightarrow 1110010$ соответствует последовательность чисел в двоичном виде 111, 011, 001, 100, 010, 101, 110, а в десятичном -7, 3, 1, 4, 2, 5, 6.

Число различных кодов равно N. Цифровой коммутатор ставит в соответствие каждому двоичному коду (числу последовательности) конкретно закрепленное за ним значение дискретной частоты, и только сигнал этой частоты в течение времени $1/\Delta F = \tau_0$ пропускается на выход формирователя ПС-сигнала.

Основные структурные и спектрально-корреляционные свойства ДЧМ-сигналов вида (1) изложены ниже

1. Максимально возможное число ДЧМ-сигналов определяется числом различных числовых последовательностей $\{N_i\}: Z = (N-1)!$
2. Амплитудные спектр модуляции периода ДЧМ сигнала представляет собой сумму спектров элементов с различными f_i :

$$S(j2\pi) = \tau_0 \sum_{i=1}^N \frac{\sin \pi(\Delta F N_i - f)\tau_0}{\pi(\Delta F N_i - f)\tau_0} \exp[-j2\pi f \tau_0 (i - \frac{1}{2})] \quad (2)$$

3. Двумерная АКФ комплексной огибающей ПС-сигнала с ДЧМ записывается следующим образом:

$$\rho(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} A(t)A^*(t-\tau) \exp(j2\pi ft) dt \quad (3)$$

На рисунке 2 и 3 приведена форма АКФ вычислена при $N=2$ и $N=7$ в среде Симулинк

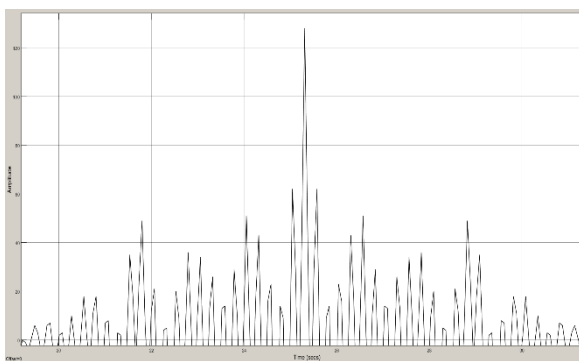


Рис. 2. АКФ при N=2

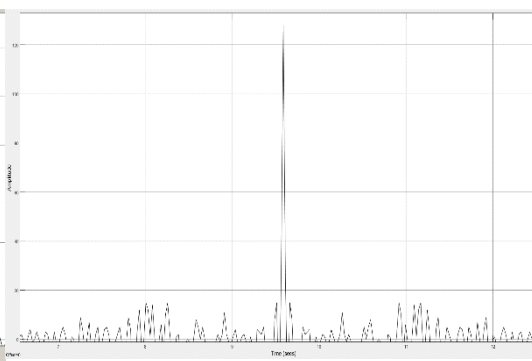


Рис. 3. АКФ при N=7

4. Коэффициент частотно-временной связи ПС-сигнала с ДЧМ определяется так

$$K_{\tau f} = \frac{1}{4\pi^2 T_{эф} F_{эф}} \operatorname{Re} \left\{ \frac{\partial^2 \rho(\tau, f)}{\partial f \partial \tau} \right\}_{\tau=0, f=0} \quad (4)$$

Исходя из описанных основных свойств ПС-сигналов с ДЧМ, отметим основные достоинства и недостатки этого класса сигналов.

Основные достоинства:

- возможность получения большого ансамбля квазиортогональных сигналов;
- база сигнала В равна квадрату значности (N^2) модулирующей числовой последовательности;
- спектр сигнала в пределах $F_{эф}$ близок к равномерному и обеспечивает лучшее использование выделенной полосы;
- ширина основного пика АКФ сигнала на уровне 0,5 не превышает величины τ_0/N , т.е. коэффициент сжатия по временной оси пропорционален N^2 ;
- возможность получения боковых остатков АКФ, не превышающих величины $1/N$;
- высокая структурная скрытность.

Основные недостатки:

- сложность формирования ансамбля когерентных ПС-сигналов, связанная с аппаратными трудностями получения сетки когерентных дискретных частот;
- сложность реализации когерентной цифровой обработки сигнала.

Заключение

ПС-сигналы с ДЧМ из-за указанных недостатков находят пока ограниченное применение в РТС, но их потенциальные возможности вероятно, будут реализованы с совершенствованием элементной базы РИС.

Список использованных источников:

1. Информационные технологии в радиотехнических системах / под ред. И. Б. Федорова. – М.: МГТУ Им. Н. Э. Баумана, 2003.
2. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – М.: Изд. Дом «Вильямс», 2003.
3. Карпушкин, Э.М. Радиотехнические системы. Минск: БГУИР, 2011
4. Карпушкин, Э.М. Основы теории радиотехнических систем. Минск: БГУИР, 1993.

УДК 004.056.5:612.087.1

ЗАЩИТА ДОКУМЕНТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДЛЯ ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСИ QR-КОДА, СОДЕРЖАЩЕГО ЛИЦЕВУЮ БИОМЕТРИЧЕСКУЮ ИНФОРМАЦИЮ

ТЫНЬБЕКОВА У. М., ТОКТАУ Д. С., КАЗИЕВА Н. М.

*Евразийский Национальный Университет имени Л.Н. Гумилева
(Казахстан, г.Астана)*

E-mail: ulzhan.tynbekova@mail.ru, dinarats11@mail.ru

Аннотация. Современный этап развития общества характеризуется непрерывным процессом совершенствования информатизации и телекоммуникационных технологий. Благодаря этому расширяется сфера внедрения коммуникационных и вычислительных систем. В связи с этим важной задачей является обеспечение достаточной защиты этих систем для их эффективного функционирования в условиях проявления информационных угроз. В этой статье рассматриваются вопросы защиты информации с использованием биометрии лица и QR-кода.

Abstract. The current stage of the society's development is characterized by a continuous process of improving informatization and telecommunication technologies. Thanks to this, the scope of implementation of communication and computing systems is expanding. In this regard, an important task is to ensure sufficient protection of these systems for their effective functioning in the face of information threats. This article discusses the issues of information protection using facial biometrics and a QR code.

Введение

На сегодняшний день деятельность любой организации связана с получением и передачей информации, т.е. информация является стратегически важным товаром. Проблема защиты информации от внешнего доступа и негативных воздействий на нее является актуальной.

В настоящее время биометрическая идентификация является одним из наиболее защищенных методов информационной безопасности.

В Казахстане набирает популярность применение биометрии: ее уже активно используют банки, со следующего года планируется запуск закона об обязательной биометрической регистрации. Биометрические данные уже используются при дистанционном получении государственных услуг в приложении eGov mobile. Для подтверждения личности нужно пройти видео идентификацию: приложение предлагает включить камеру, далее детектируется лицо по изображению лица. В Казахстане также можно получить биометрический паспорт, который содержит в себе электронные носители информации, также паспорт соответствует международным требованиям и стандартам, предъявляемыми к машиночитаемым проехным документам [1].

Проблема безопасной и гарантированной отправки электронных документов ныне актуальна, как, когда-либо. В настоящее время всеобщая компьютеризация производства привела к тому, что документы в электронном виде распространяются в информационных системах, начиная и заканчивая свой жизненный кругооборот нередко будучи ни разу распечатанными. Это в современном мире большой плюс - экономия времени, бумаги, возможность мгновенно получить нужный документ. Такое применение документооборота требует бдительного внимания службы информационной безопасности предприятия: лёгкость обращения документов в информационной системе может быть опасным, если защите информации в ней не обращено соответственного внимания.

Сегодня в сети пользователи интенсивно обмениваются электронными документами, особенно в том случае если работа связано с удаленной работой. Поэтому, для того чтобы защитить документ в локальной сети по всем требованиям информационной безопасности, предлагается использование в качестве электронной подписи QR-кода, содержащего биометрическую информацию.

Работы проводимые в процессе исследования

В рамках работы были исследованы существующие научные работы в этой области. Были изучены биометрические методы идентификации личности. Из всех биометрических методов идентификации личности выбор был сделан в пользу лицевой биометрии, так как это один из методов бесконтактного получения биометрической информации. Так в процессе работы были изучены работы где рассматривались вопросы получения лицевой биометрической информации. В процессе изучения лицевой биометрической информации были рассмотрены различные способы получения лицевой информации. Одним из них является изучение биометрических баз данных для получения биометрической информации в ходе экспериментов. В рамках исследования были рассмотрены биометрические примитивы и параметры необходимые для идентификации изображения лица. Далее описывается одна из биометрических баз данных технологического института Джорджии.

База данных лиц технологического института Джорджии. База данных лиц технологического института Джорджии содержит изображения 50 человек, сделанные за два-три сеанса с 01.06.99 по 15.11.99 в центре обработки сигналов и изображений технологического института Джорджии [2]. Все на базе представлены 15 цветными изображениями в формате JPEG с забитым фоном, снятыми с разрешением 640x480 пикселей. Средний размер страницы на этих изображениях составляет 150x150 пикселей. Фотографии имеют переднюю и/или наклонную поверхность с различными чертами лица, условиями освещения и масштабом. Каждое изображение помечается вручную, чтобы определить положение страницы на изображении (рисунок 1).



Рис. 1. Примеры изображений базы данных Georgia Tech face Database

Как видно из изображения, даже если есть перекрывающиеся объекты, такие как очки, система находит лицо этого человека. Кроме того, несмотря на некоторое сходство лиц разных людей, алгоритм определяет их как разные. При проведении экспериментов в базе данных лиц технологического института Джорджии результат на пороге 0.4 был 100%. Следует отметить, что во время экспериментов с пределом 0.5 появились ошибки первого типа (FAR). Поэтому рекомендуется снизить порог до 0.4.

А также, проводились эксперименты на основе собственных рисунков. Результаты можно увидеть на рисунке 2.

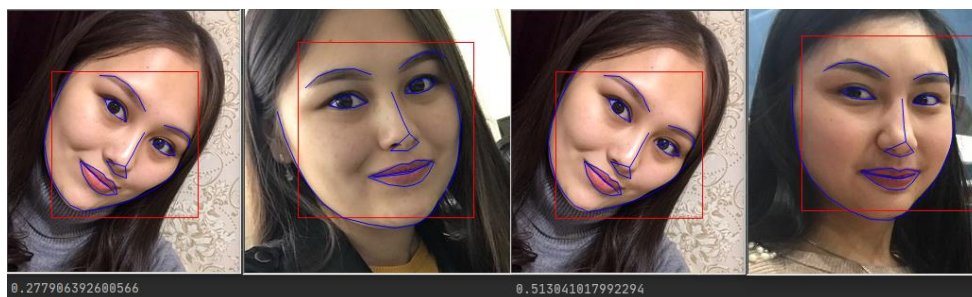


Рис. 2. Эксперименты проводимые на базе данных созданных в рамках исследования

Как видно из рисунка, расстояние между изображениями одного человека составляло 0.27, а между разными людьми - 0.51.

Для выравнивания поверхности можно использовать алгоритм, называемый «оценка антропометрических точек». Есть много способов сделать это, но это самый популярный подход, предложенный Вахидом Кэземи и Жозефиной Салливан в 2014 году [3].

Основная идея состоит в том, что 68 характерных точек (отметин), присутствующих на каждой странице, различаются-выступ подбородка, внешний край каждого глаза, внутренний край каждой брови и т. д. Затем устанавливается алгоритм обучения машины поиску этих 68 характерных точек. На каждой странице находится 68 антропометрических точек. Благодаря этому, независимо от того, как повернуто лицо, вы можете центрировать глаза и рот так, чтобы они находились примерно в одном положении на изображении. Это значительно повышает точность следующего шага.

В рамках исследования лицевой биометрической идентификации по изображению лица были использованы антропометрические точки лица. Выше представлены некоторые результаты полученные в процессе проведения экспериментов.

Описание процесса лицевой биометрической идентификации и создание QR-кода. Сначала камера делает несколько снимков. На этом этапе берется несколько кадров. Затем в блоке детекции происходит распознавание лиц, процесс обучения. Здесь читается только страница, а задний фон, объекты не берутся. Далее берутся антропометрические точки поверхности. При биометрической идентификации лица принято решение, что достаточно получить 68 антропометрических точек. Поэтому считывается 68 антропометрических точек поверхности. В следующем блоке усреднения кадров получается средний одиночный кадр из тех, которые изначально были сделаны несколько раз. Затем антропометрические точки и информация о личности в этом кадре отправляются в блок генерации QR-кода. В блоке генерации QR-кода мы получаем цифровую форму, математически кодируя антропометрические точки. Его и информацию о физическом лице подключают к QR-коду. Наконец, появится QR-код и отдельная цветная фотография. Этот процесс выполняется на стороне отправителя (рисунок 3).

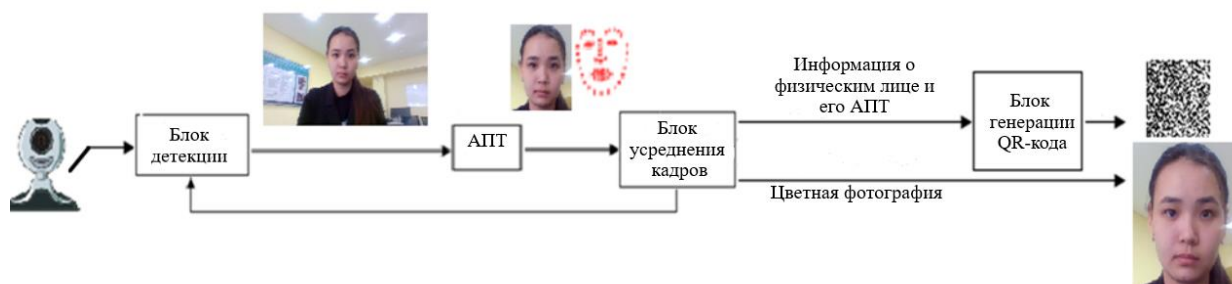


Рис. 3. Схема генерации QR-кода, содержащего биометрическую информацию

Для реализации процесса в блоке детекции необходимо разработать его модель. Разработка модели проводилась на базе изображений лиц Georgia Tech face database в свободном доступе в сети Интернет [2].

После отправки сигнала по рисунку 3 на принимающей стороне происходит обратный процесс. Сгенерированный QR-код в отправленном документе считывается. QR-код считывается путем декодирования закодированной информации внутри. Затем берутся антропометрические точки отправляющего сотрудника. На принимающей стороне фотография того же сотрудника в базе данных помещается и сравнивается с антропометрическими точками, полученными путем декодирования. Если есть совпадение, то подтверждается, что документ пришел от конкретного сотрудника-отправителя (рисунок 4).

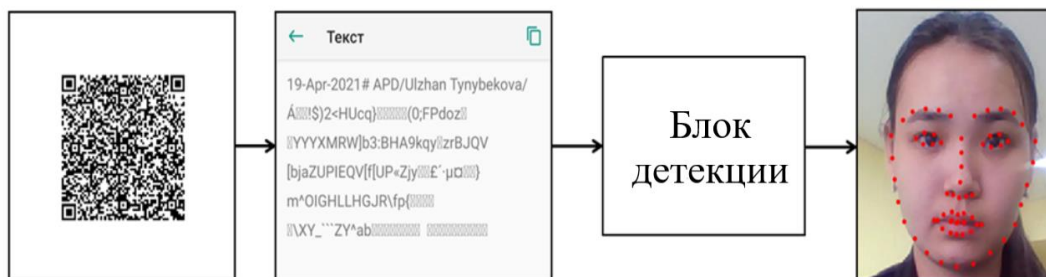


Рис. 4. Схема декодирования QR-кода, содержащая биометрическую информацию

Проектируемая система веб-камера, подключенная к компьютеру, должна сфотографировать сотрудника и сделать несколько снимков. Далее следует страницы в кадрах. При усреднении кадров получается последний фактический кадр, и его антропометрические точки. После этого QR-код генерируется. В QR-коде содержится информации о сотруднике и его биометрические данные. В результате получается QR-код и фотография сотрудника. После этого принятый QR-код должен быть прочитан. Полученные биометрические данные, ПК выставляются и сопоставляются с фотографией в базе данных фотографий размещенных сотрудников. При наличии соответствия документ принимается и подписывается.

Сведения о способах получения информации с помощью QR-кода, о процессе ее декодирования взяты из следующей статьи [5].

Заключение

Поскольку в настоящее время система информационной защиты недостаточно развита, разработка новых методов защиты по-прежнему актуальна. Поэтому, изучая методы защиты информации и информационной безопасности, мы предлагаем способ защиты информации в качестве электронной подписи с помощью QR-кода, содержащего биометрические характеристики. Этот метод используется при удаленной работе и является полезным и безопасным для обмена информацией. В этом методе в QR-код вводятся биометрические характеристики, то есть антропометрические точки поверхности лица человека. Биометрические признаки каждого человека уникальны, и достигается высокий уровень безопасности, поскольку его невозможно потерять, забыть. Этот биометрический документ можно быстро прочитать с помощью QR-кода, и QR-код отвечает за конфиденциальность данных. В обмене документами это важный критерий.

Список использованных источников

1. <https://mk-kz.kz/social/2022/08/17/ugrozaet-li-vvedenie-biometrii-chastnoy-zhizni-kazakhstancev.html?ysclid=laj5s6id5r954317221>
2. <https://computervisiononline.com/dataset/1105138700>
3. Kazemi V., Sullivan J. One millisecond face alignment with an ensemble of regression trees // The IEEE Xplore. 2014. P. 1867–1874.
4. Brunelli R. and Poggio T. Face recognition: features versus templates // IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intel.- 1993. — Vol.15. — No 10. — P. 1042-1052.
5. Казиева Н. Модуль онлайн-системы генерации QR-кода с координатами антропометрических точек изображения лица // Сборник трудов VII конгресса молодых ученых (Санкт-Петербург, 17-20 апреля 2018г.) -2018. - Т. 2. - С. 28-30

УДК 004.056.5-047.36

ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИМАЛЬНОГО МЕТОДА ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ В SIEM СИСТЕМАХ СРЕДСТВАМИ МОНИТОРИНГА ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ

МЕЙРАМБЕК М. М., БУРАМБАЕВА Н. А.

*Евразийский Национальный Университет имени Л.Н. Гумилева
(г.Астана, Казахстан)*

E-mail: moldirm09@mail.ru

Аннотация. С каждым годом увеличивается разнообразие и количество угроз, связанных с нарушением целостности и конфиденциальности информации. Безопасность современной информационной инфраструктуры имеет большое значение. Необходимо добавить новые компоненты в системы безопасности и расширить инфраструктуру информационной безопасности. Если в сети несколько систем информационной безопасности, то будет сложно ими управлять и понимать, что происходит в инфраструктуре. Следовательно, централизация системы управления журналами повышает безопасность и тем самым повышает степень защиты данных. Таким образом, системы управления информационной безопасностью и событиями безопасности (SIEM) были внедрены для решения проблем безопасности, путем централизованного управления журналами. В этой статье рассматриваются методы защиты информации в SIEM системах.

Abstract. Every year the variety and number of threats associated with violation of the integrity and confidentiality of information increases. The security of modern information infrastructure is of great importance. It is necessary to add new components to security systems and expand the information security infrastructure. If there are several information security systems in the network, it will be difficult to manage them and understand what is happening in the infrastructure. Therefore, centralizing the log management system improves security and thereby increases the degree of data protection. Therefore, Security Information and Event Management (SIEM) systems have been implemented to address security issues by centralized log management. This article discusses information security methods in SIEM systems.

Введение

В настоящее время обеспечение информационной безопасности является важной задачей для различных организаций. Поэтому проблема мониторинга событий информационной безопасности, а также выявления и обработки возникающих инцидентов информационной безопасности становится все более актуальнее.

Постоянный рост информационных потоков не позволяет вручную отслеживать все тенденции и обеспечивать информационную безопасность. Корпоративная сеть постоянно находится под угрозой, если не настроены системы мониторинга активности в сети.

Системы информационной безопасности и управления событиями (SIEM) стали важным компонентом корпоративных сетей. Обычно они объединяют и сравнивают события на разных системах и платформах, а также проводят анализ на основе расширенных правил обнаружения угроз.

Система управления информационной безопасностью и событиями безопасности или SIEM – это метод управления безопасностью, который сочетает в себе функции: управление информацией о безопасности – Security Information Management (SIM) и управления событиями безопасности – Security Event Management (SEM) [1]. SIEM системы получили широкое распространение в качестве мощного инструмента для предотвращения, обнаружения кибератак и реагирования на них.

Основная часть

SIEM (Security information event management) – класс систем обеспечения информационной безопасности, появившихся в результате слияния SEM-систем и SIM-систем.

Основным функциональным отличием данных систем является то, что SEM-системы предназначены для анализа информации в режиме реального времени, а SIM-системы анализируют уже накопленную информацию [2].

Термин SIEM впервые был использован в статье опубликовано компанией Gartner, она была написана Марком Николетт и Амрит Уильямс, в которых они описали особенности продукта [3], [4]. Основной функцией SIEM - систем является анализ информации, поступающей от разных источников, таких как системы DLP, средства антивирусной защиты информации, межсетевые экраны, системы учета трафика, сканеры уязвимости и т.д. [5].

Информация о безопасности и управление событиями – это процедура анализа безопасности, которая позволяет получить общий обзор безопасности в организации. Инструменты SIEM собирают, анализируют, нормализуют и коррелируют все файлы, а также анализируют данные, поступающие с различных устройств, и предоставляют централизованный просмотр журналов.

Некоторые из преимуществ SIEM включают [6]:

- уменьшает время, необходимое для выявления угроз, уменьшая ущерб от этих угроз;
- обеспечивает целостную картину среды информационной безопасности организации, которая упрощает сбор и анализ информации о безопасности для обеспечения безопасности системы – все данные доставляются в централизованное хранилище, где они хранятся и легко доступны;
- компании могут использовать данные или журналы для различных вариантов использования, включая программы безопасности, аудит и отчеты о соответствии, службы поддержки и устранение неполадок в сети;
- поддерживает большие объемы данных, чтобы организации могли продолжать масштабировать и увеличивать свои данные;
- обеспечивает обнаружение угроз и оповещения о безопасности;
- в случае серьезных нарушений безопасности может быть выполнен полноценный анализ.

Системы информации о безопасности и управления событиями были разработаны в ответ на это, чтобы помочь администраторам разрабатывать политики безопасности и управлять событиями из различных источников. Как правило, простая SIEM состоит из отдельных блоков (например, исходное устройство, сбор журналов, нормализация синтаксического анализа, механизм правил, хранилище журналов, мониторинг событий), которые могут работать независимо друг от друга, но без из совместной работы SIEM не будет функционировать должным образом [7]. На рисунке 1 изображены основные компоненты обычного SIEM решения.

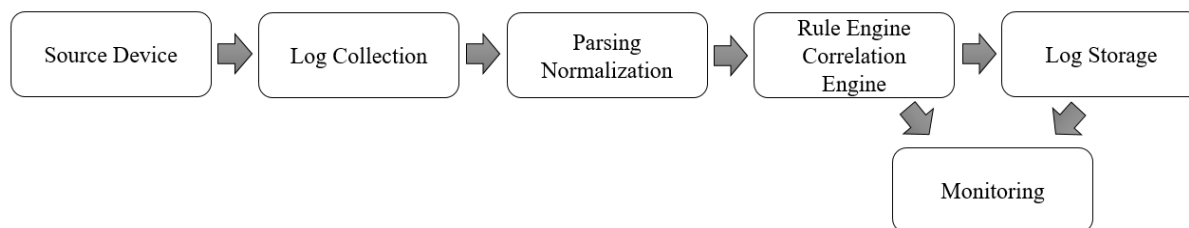


Рис. 1. Основные компоненты SIEM

Архитектура SIEM системы. SIEM система имеет архитектуру «агенты» - «хранилище данных» - «сервер приложений» [8].

Агенты выполняют сбор событий безопасности, обрабатывают их и фильтруют.

Собранная и отфильтрованная информация о событиях безопасности поступает в хранилище данных, где она хранится во внутреннем формате представления с целью последующего использования и анализа сервером приложений.

Сервер приложений реализует основные функции защиты информации. Он анализирует информацию, хранимую в хранилище данных, и преобразует ее для выработки предупреждений или управленческих решений по защите информации.

В SIEM системе можно выделить следующие три архитектурных уровня ее построения (рисунок 2) [9]: сбора данных, управления данными, анализа данных.



Рис. 2. Архитектура типовой SIEM-системмы

На первом уровне сбор данных осуществляется от источников различных типов, таких как файловые серверы, серверы баз данных, Windows-серверы, межсетевые экраны, рабочие станции, системы противодействия атакам, антивирусные программы и т.п.

На втором уровне осуществляется управление данными о событиях безопасности, которые хранятся в хранилище данных.

Данные, хранящиеся в хранилище данных, выдаются по запросам моделей анализа данных.

Результатами обработки информации в SIEM системе, получаемыми на третьем уровне, являются отчеты в предопределенной и произвольной форме, оперативная (on-line) корреляция данных о событиях, а также предупреждения, вырабатываемые в режиме on-line и передаваемые по электронной почте.

В настоящее время на рынке доступны разные средства защиты информации и управления событиями для защиты информации от взломов. В этой статье сравниваются два популярных SIEM инструмента: IBM QRadar и Splunk.

IBM QRadar может использоваться как единое решение “все в одном” и как опция виртуального устройства для сбора и обработки журналов сетевого потока, полных пакетных данных и точек на дюйм. QRadar включает в себя поддержку криминалистики инцидентов, улучшенную поддержку запросов, потоковые данные, анализ угроз, устройства хранения данных и данные об активах. Аутентичные события могут быть проанализированы с использованием существующих правил корреляции, обеспечивающих обзор журналов и событий. IBM Security предоставляет дополнительный компонент QRadar Risk Manager для мониторинга конфигурации сети и брандмауэра. IBM QRadar обладает ограниченными возможностями для развертывания расширенных вариантов использования и аналитики с ограниченной настройкой [10].

IBM QRadar SIEM способен поддерживать модульный подход к SIEM на основе устройств, разработанный для удовлетворения потребностей в оценке безопасности, таких как анализ сетевых потоков, регистрация событий и другие аналитические потребности организаций.

Основные характеристики IBM QRadar [11]:

- он собирает необходимую информацию из локальных и облачных источников;

- он объединяет взаимосвязанные действия для определения приоритетности инцидентов;
- IBM QRadar оснащен гибкой архитектурой, которую легко развернуть локально или в облаке;
- встроенная аналитика поможет эффективно выявлять угрозы;
- масштабируемая и самоуправляемая база данных.

Продукты Splunk для предприятий и облаков, поддерживаемые языком обработки поиска Splunk., облегчают поиск, оповещение, корреляцию в реальном времени и виртуализацию. Может быть заблокирован как программное обеспечение, в общедоступном или частном облаке или как программное обеспечение как услуга (SaaS), а лицензия основана на индексированном объеме. Splunk предоставляет гибкую аналитическую панель мониторинга, которая улучшает возможности виртуализации журналов. Мощная виртуализация Splunk, а также поведенческая прогностическая и статистическая аналитика помогают обнаруживать многочисленные данные об угрозах из коммерческих и открытых источников [12].

Splunk извлекает скрытую информацию из машинных данных или других форм больших данных и предупреждает организацию, если какие-либо подозрительные действия пытаются украсть данные. Splunk способен считывать любые данные. После завершения чтения данных позволяет выполнять поиск, пометать, создавать отчеты и панели мониторинга на основе этих данных.

Особенности Splunk [13]:

- поиск, сбор и индексирование данных;
- анализ и визуализация;
- автоматическое обнаружение вредоносных действий в сетях;
- мониторинг в режиме реального времени;
- пользовательский интерфейс клиента;
- достаточно гибкий, чтобы удовлетворить любые организационные потребности.

Таблица 1. Сравнительная таблица QRadar и Splunk

Параметры	QRadar	Splunk
Реализация и использования	выигрывает в простоте внедрения	выигрывает в простоте использования
Совместимость	лучше работает с инструментами IBM	хорошо работает с компонентами внутри системы
Сравнение облачных и локальных	облако и локальное аппаратное обеспечение, выигрывает в локальной среде	программное обеспечение и облако, выигрывает в облаке
Сравнение интеграции	хорошо интегрируется со многими инструментами безопасности, которые входят в состав QRadar, возможности интеграции за пределами мира IBM ограничены	способность интегрировать потоки данных из огромного количества источников, поддерживает широкий спектр форматов данных
Сравнение аналитики и поиска	выигрывает от долгосрочного лидерства IBM в области искусственного интеллекта	предлагает множество функций визуализации и анализа в реальном времени

Цены	основан на количестве событий в секунду. Локальное оборудование стоит от 10 400 долларов; облако начинается с 800 долларов в месяц	зависит от использования данных в день, независимо от количества пользователей. Для 10 ГБ в день, 24 900 долларов в месяц для неограниченного количества пользователей
------	--	--

QRadar и Splunk – оба считаются лидерами, предназначенный для решения множества задач, связанных с безопасностью и мониторингом производительности.

Заключение

Современный мир во многом зависит от информации. Защита информации представляет собой непрерывный целенаправленный процесс, продолжающийся на протяжении всего жизненного цикла информационной системы. Система управления информацией и событиями безопасности является важным подходом к защите данных организации. Современные инструменты SIEM включают в себя большие данные и продвинутые уровни интеграции аналитики, что помогает специалистам по безопасности эффективно проводить оценку. В этой статье проводится сравнительный анализ между QRadar и Splunk. В конце концов, все сводится к потребностям. Те, кто хочет получить всеобъемлющую платформу безопасности и управления ИТ, найдут Splunk ближе к своим потребностям. QRadar тоже выигрывает на многих фронтах, а также предлагает множество других преимуществ в области безопасности.

Список использованных источников

1. Запечинков, С.В. Информационная безопасность открытых систем в 2-х томах т.1 / С.В. Запечинков. - М.: ГЛТ, 2006. - 536 с.
2. Алексей Дрозд, Обзор SIEM-систем. SearchInform [Электронный ресурс]. – URL: http://www.antimalware.ru/analytics/Technology_Analysis/Overview_SECURITY_systems_global_and_Russian_market (дата обращения: 27.04.2016).
3. L. Johnson, Security Controls Evaluation, Testing, and Assessment Handbook. Syngress, 2015.
4. K. Detken, D. Scheuermann, and B. Hellmann, “Using extensible metadata definitions to create a vendor-independent SIEM system,” in International Conference in Swarm Intelligence, 2015, pp. 439–453.
5. SIEM-системы. Инфобезпека [Электронный ресурс]. – URL: http://www.infobezpeka.com/publications/SIEM_osobennosti_siem (дата обращения: 27.04.2016).
6. Максим Гарусев. «Системы корреляции событий: революция или тэволюция?». Адрес сайта: <http://www.setevoi.ru/cgi-bin/text.pl/magazines/2003/7/30>
7. Miller, D.; Harris, S.; Harper, A.; Van Dyke, S.; Blask, C. Security Information and Event Management (SIEM) Implementation; Mc Graw Hill: New York, NY, USA, 2010.
8. Miller D.R., Harris Sh., Harper A.A., VanDyke S., Black Ch. Security Information and Event Management (SIEM) Implementation. McGraw–Hill Companies. 2011. 430 p.
9. Stevens M. Security Information and Event Management (SIEM). Presentation // TheNEbraska CERT Conference, August 9–11, 2005. <http://www.certconf.org/presentations/2005/files/WC4.pdf>
10. WhitePaper, “IBM QRadar security intelligence platform,” [Online] Available <http://www-03.ibm.com/software/products/en/qradar>.
11. <https://mindmajix.com/ibm-qradar-tutorial>
12. Techincal Paper, “Using splunk software as a SIEM,” [Online]. Available: <https://www.splunk.com/pdfs/technical-briefs/splunk-as-a-siem-tech-brief.pdf>.
13. <https://mindmajix.com/overview-of-splunk-architecture>

УДК 534.284:621.391

ИССЛЕДОВАНИЕ ФИЛЬТРА КАЛМАНА В КУРСЕ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

ЛЫГАЧ А. Н., ДАВЫДЕНКО И. Н.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: asya_lygach@mail.ru

Аннотация. В данной статье приведен подробный синтез одномерного фильтра Калмана. Получены и проанализированы дисперсии ошибок фильтрации отдельно для динамических и флуктуационных ошибок. Рассмотрена ситуация, при которой принятая модель полезного сообщения не соответствует имеющейся в действительности модели.

Abstract. This article provides a detailed synthesis of a one-dimensional Kalman filter. Filtering error dispersions are obtained and analyzed separately for dynamic and fluctuation errors. A situation is considered in which the accepted model of a useful message does not correspond to the actual model.

Введение

Фильтр Калмана находит широкое применение в качестве инструмента фильтрации данных. Основной принцип данного фильтра состоит в том, что при фильтрации используется информация о физике явления. Целью данной работы является выбор доступного для восприятия студентами вывода алгоритма работы одномерного фильтра Калмана, анализ характеристик фильтра Калмана, анализ критичности фильтра Калмана к априорным сведениям о модели и параметрах полезного сообщения.

В отличие от традиционного подхода к анализу фильтра Калмана в данной работе отдельно рассмотрены динамические и флуктуационные ошибки фильтрации.

Исходные данные для синтеза одномерного фильтра Калмана

Получим отдельные выражения для дисперсий флуктуационных и динамических ошибок, составляющих в сумме дисперсию суммарной ошибки фильтрации:

$$D = D_{\text{дин}} + D_{\text{фл}}. \quad (1)$$

Это позволит оценить критичность дисперсии ошибок фильтрации к изменению коэффициентов фильтрации, в свою очередь зависящих от шумов маневра и модели маневра (случайный маневр или детерминированный маневр в виде полиномиальной модели).

Для этого в одномерном случае уравнение фильтруемого сигнала и уравнение наблюдения запишем в общем виде:

$$\begin{aligned} x(k) &= x(k-1) + \eta(k), \\ y(k) &= x(k) + \xi(k), \end{aligned}$$

где $x(k)$ – фильтруемый сигнал;

$\eta(k)$ – нормальный белый формирующий шум маневра с дисперсией $D_{\eta} = E\{(\eta(k))^2\}$;

$y(k)$ – наблюдаемый сигнал;

$\xi(k)$ – нормальный белый шум наблюдения с дисперсией $D_{\xi} = E\{(\xi(k))^2\}$.

Вывод алгоритма работы одномерного фильтра Калмана

а. Выбор вывода алгоритма работы одномерного фильтра Калмана

Выбор вывода алгоритма работы фильтра Калмана осуществляется среди следующих вариантов:

- 1) вывод фильтра Калмана, как частного случая уравнения оптимальной нелинейной дискретной фильтрации;
- 2) вывод фильтра Калмана с использованием теоремы умножения вероятностей;
- 3) вывод фильтра Калмана с записью выражения для ошибки фильтрации и последующими условиями равенства нулю математического ожидания ошибки фильтрации и минимума дисперсии ошибки фильтрации.

Был выбран третий вариант вывода, так как в условиях нормального распределения ошибок, характерного для фильтра Калмана, он сохраняет свою строгость, но является более доступным для понимания.

б. Вывод алгоритма работы

Используем вывод уравнения фильтрации Калмана, приведенный в [1, 3, 4]. Для получения алгоритма рекуррентной фильтрации предположим, что после $k - 1$ наблюдения $\{y(1), y(2), \dots, y(k - 1)\}$ известны оценка $\hat{x}(k - 1)$ параметра $x(k - 1)$, дисперсия ошибки фильтрации и ошибка фильтрации $D(k - 1) = E\{(\varepsilon(k - 1))^2\}$, $\varepsilon(k - 1) = \hat{x}(k - 1) - x(k - 1)$.

Будем искать оценку $\hat{x}(k)$ параметра $x(k)$ на следующем шаге итерации в виде линейной комбинации известной оценки и очередного наблюдения $y(k) = x(k) + \xi(k)$ [4]:

$$\hat{x}(k) = \beta(k)\hat{x}(k - 1) + \alpha(k)y(k), \quad (2)$$

где $\alpha(k)$ и $\beta(k)$ – некоторые коэффициенты, зависящие от номера итерации.

Коэффициенты $\alpha(k)$ и $\beta(k)$ выбираются таким образом, чтобы выполнялись следующие условия [2, 3]:

1) получившаяся оценка $\hat{x}(k)$ должна быть несмещенной (ее математическое ожидание равно истинному значению $x(k)$);

2) дисперсия ошибки оценивания $\hat{x}(k)$ должна быть минимальной.

Несмещенной оценке $\hat{x}(k)$ соответствует равенство нулю математического ожидания ошибки оценивания:

$$M\{\varepsilon(k)\} = M\{\hat{x}(k) - x(k)\} = 0.$$

Выражение для ошибки $\varepsilon(k)$ может быть получено в следующем виде:

$$\begin{aligned} \varepsilon(k) &= \hat{x}(k) - x(k) = \beta(k)\hat{x}(k - 1) + \alpha(k)y(k) - x(k) = \\ &= \beta(k)\hat{x}(k - 1) + \alpha(k)(x(k) + \xi(k)) - x(k). \end{aligned}$$

Учтем, что $\hat{x}(k - 1) = x(k - 1) + \varepsilon(k - 1)$:

$$\varepsilon(k) = \beta(k)(x(k - 1) + \varepsilon(k - 1)) + \alpha(k)x(k) - x(k) + \alpha(k)\xi(k)$$

Учтем уравнение, описывающее полезное сообщение: $x(k) = x(k - 1) + \eta(k)$. В этом случае выражение для ошибки изменится следующим образом:

$$\varepsilon(k) = (\beta(k) + (\alpha(k) - 1))x(k - 1) + \beta(k)\varepsilon(k - 1) + (\alpha(k) - 1)\eta(k) + \alpha(k)\xi(k). \quad (3)$$

Учитывая, что

$$M\{\varepsilon(k - 1)\} = M\{\eta(k)\} = M\{\xi(k)\} = 0,$$

математическое ожидание ошибки оценивания переписывается следующим образом:

$$M\{\varepsilon(k)\} = (\beta(k) + (\alpha(k) - 1))x(k - 1).$$

Условие исключения математического ожидания ошибки принимает вид:

$$\beta(k) + (\alpha(k) - 1) = 0.$$

Следовательно, коэффициенты $\alpha(k)$ и $\beta(k)$ уравнения оптимальной рекуррентной фильтрации связаны между собой уравнением [3]:

$$\beta(k) = (1 - \alpha(k)),$$

а уравнения оптимальной рекуррентной фильтрации (2) и ошибки фильтрации (3) переписутся следующим образом:

$$\begin{aligned} \hat{x}(k) &= \hat{x}_3(k) + \alpha(k)(y(k) - \hat{x}_3(k)), \\ \varepsilon(k) &= (1 - \alpha(k))\varepsilon(k-1) + (\alpha(k) - 1)\eta(k) + \alpha(k)\xi(k), \end{aligned} \quad (4)$$

где $\hat{x}_3(k) = \hat{x}(k-1)$ – экстраполированное (предсказанное) значение оцениваемого значения.

В данном выражении отражены три составляющие ошибки оценивания на k -м шаге. Первое слагаемое $(1 - \alpha(k))\varepsilon(k-1)$ учитывает ошибку фильтрации предыдущего шага. Второе определяется величиной $\eta(k)$ изменения параметра $x(k) = x(k-1) + \eta(k)$, то есть динамикой наблюдаемого процесса [4]. Составляющая $\alpha(k)\xi(k)$ ошибки связана с помехой $\xi(k)$, возникающей при наблюдении: $y(k) = x(k) + \xi(k)$. Так как все слагаемые являются независимыми случайными величинами, то дисперсия ошибки фильтрации будет равна сумме

$$D(k) = M\{(\varepsilon(k))^2\} = (1 - \alpha(k))^2 D(k-1) + (\alpha(k) - 1)^2 D_\eta(k) + \alpha^2(k) D_\xi(k), \quad (5)$$

где $D_\xi(k) = M\{(\xi(k))^2\}$; $D_\eta(k) = M\{(\eta(k))^2\}$.

Коэффициент $\alpha(k)$ уравнения оптимальной фильтрации выбирается из условия минимума дисперсии ошибки:

$$\alpha(k) = \frac{D_3(k)}{D_3(k) + D_\xi(k)} = \frac{D_\xi^{-1}(k)D_3(k)}{1 + D_\xi^{-1}(k)D_3(k)} = D_\xi^{-1}(k)D(k),$$

где $D_3(k) = D(k-1) + D_\eta(k)$.

В этом случае минимальное значение дисперсии ошибки может быть получено из выражения (5):

$$D(k) = \frac{D_3(k)}{1 + D_\xi^{-1}(k)D_3(k)} = \frac{D_\xi(k)D_3(k)}{D(k) + D_3(k)}. \quad (6)$$

Конечное выражение для рекуррентной оптимальной фильтрации (4):

$$\hat{x}(k) = \hat{x}_3(k) + D(k)D_\xi^{-1}(k)(y(k) - \hat{x}_3(k)). \quad (7)$$

в. Ошибки фильтрации фильтра Калмана

В уравнении (7) величина $\hat{x}_3(k)$ является экстраполированной на один шаг оценкой параметра $x(k)$ (прогнозом $x(k)$) на основе наблюдений $\{y(1), y(2), \dots, y(k-1)\}$. Действительно, до наблюдения имеется лишь оценка $\hat{x}(k-1)$ и описание $x(k) = x(k-1) + \eta(k)$ одношагового

изменения параметра. Поскольку $\{\eta(k)\}$ – последовательность независимых случайных величин, то лучшим прогнозом будет $\hat{x}_3(k) = \hat{x}(k-1)$ [4]. Дисперсия ошибки прогноза в точности равна $D_3(k)$:

$$E \left\{ (\hat{x}_3(k) - x(k))^2 \right\} = D(k-1) + D_\eta(k) = D_3(k).$$

Такой же вывод следует из формулы (6) для дисперсии ошибки оценивания, если положить $D_\xi(k) \rightarrow \infty$. В этом случае $D(k) = D_3(k)$, поскольку наблюдение $y(k) = x(k) + \xi(k)$ поражено помехой с бесконечной дисперсией и не приводит к уменьшению дисперсии прогноза $D_3(k)$.

Поскольку установившийся режим часто является основным для фильтра Калмана, рассмотрим этот случай более подробно. В установившемся режиме дисперсия ошибки $D(k)$ приближается к постоянной величине D , которую можно найти из условия:

$$D(k) = D(k-1) = D.$$

Действительно, с учетом этого условия рекуррентное соотношение (6) преобразуется в квадратное уравнение:

$$D(D_\xi + D + D_\eta) = (D + D_\eta)D_\xi.$$

Положительное решение из двух решений (мощность не может быть отрицательной) можно записать в виде:

$$D(\infty) = \frac{D_\eta}{2} \left(\sqrt{1 + 4 \frac{D_\xi}{D_\eta}} - 1 \right). \quad (8)$$

Полученное выражение (8) для дисперсии ошибки фильтрации в установившемся режиме соответствует только оптимальному коэффициенту фильтрации $\alpha(k)$ и не разделяет флуктуационные и динамические ошибки. До оптимизации дисперсия суммарной ошибки фильтрации может быть получена из выражения:

$$D = (1 - \alpha)^2 D + (\alpha - 1)^2 D_\eta + \alpha^2 D_\xi$$

или

$$D(1 - (1 - \alpha)^2) = (\alpha - 1)^2 D_\eta + \alpha^2 D_\xi.$$

Соответственно, в установившемся режиме при произвольном коэффициенте фильтрации $\alpha(k)$ дисперсию ошибки фильтрации можно представить в виде суммы дисперсий динамической и флуктуационной ошибок:

$$D = D_{\text{дин}} + D_{\text{фл}} = \left(\frac{1}{\alpha(2-\alpha)} - 1 \right) D_\xi + \frac{\alpha}{2-\alpha} D_\eta,$$

дисперсия динамической ошибки фильтрации в установившемся режиме:

$$D_{\text{дин}} = \left(\frac{1}{\alpha(2-\alpha)} - 1 \right) D_\xi, \quad (9)$$

дисперсия флуктуационной ошибки фильтрации в установившемся режиме:

$$D_{\text{фл}} = \frac{\alpha}{2-\alpha} D_\xi. \quad (10)$$

Коэффициент α меняется в диапазоне от 0 до 1.

1) $D|_{\alpha=1} = D_{\text{фл}} = D_{\xi}$: из-за больших динамических ошибок экстраполированные значения игнорируются, результирующая оценка совпадает с текущей полученной оценкой ($\hat{x}(k) = y(k)$).

2) $D|_{\alpha=0} = D_{\text{дин}} = D_{\eta}$: из-за большой дисперсии текущих оценок они игнорируются, результирующая оценка совпадает с экстраполированным значением ($\hat{x}(k) = \hat{x}_3(k)$).

Оптимальное установившееся значение коэффициента фильтрации $\alpha = \alpha_{\text{opt}}$ находится исходя из условия:

$$\left. \frac{dD_{\varepsilon}}{d\alpha(k)} \right|_{\alpha(k)=\alpha_{\text{opt}}(k)} = 0$$

и определяется ранее полученным выражением:

$$\alpha = D_{\xi}^{-1} D(\infty).$$

г. Ошибки фильтрации при изменении модели полезного сообщения

Рассмотрим, как изменится выражение для дисперсии ошибки фильтрации в случае детерминированного приращения измеряемого параметра (параметр изменяется с постоянной скоростью). В этом случае уравнение фильтруемого процесса изменится следующим образом:

$$x(k) = x(k-1) + V \cdot T = x(k-1) + \Delta x,$$

где V – скорость изменения измеряемого параметра $x(k)$;

T – интервал дискретизации;

$\Delta x = V \cdot T$ – приращение измеряемого параметра $x(k)$ за интервал дискретизации.

Выражение для ошибки фильтрации получено ранее:

$$\varepsilon(k) = \beta(k)(x(k-1) + \varepsilon(k-1)) + x(k)(\alpha(k)-1) + \alpha(k)\eta(k). \quad (11)$$

Учтем уравнение, описывающее полезное сообщение: $x(k) = x(k-1) + V \cdot T$. В этом случае выражение для ошибки (11) изменится следующим образом:

$$\varepsilon(k) = (\beta(k) + (\alpha(k) - 1))x(k-1) + \beta(k)\varepsilon(k-1) + (\alpha(k) - 1)V \cdot T + \alpha(k)\xi(k). \quad (12)$$

Полагая, что связь коэффициентов $\beta(k)$ и $\alpha(k)$ не изменилась: $\beta(k) = (1 - \alpha(k))$, выражение для ошибки фильтрации (12) изменится и примет вид:

$$\varepsilon(k) = (1 - \alpha(k))\varepsilon(k-1) + (\alpha(k) - 1)V \cdot T + \alpha(k)\xi(k).$$

Учитывая, что в установившемся режиме $\varepsilon(k) = \varepsilon(k-1)$, для динамической ошибки можно записать:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\text{дин}} &= (1 - \alpha)\varepsilon_{\text{дин}} + (\alpha - 1)V \cdot T \\ &\text{или} \\ \varepsilon_{\text{дин}} &= \frac{\alpha-1}{\alpha} V \cdot T. \end{aligned}$$

Соответственно, для среднего квадрата ошибки получим:

$$D_{\text{дин}} = \left(\frac{\alpha-1}{\alpha}\right)^2 (V \cdot T)^2.$$

В установленном режиме при произвольном коэффициенте фильтрации $\alpha(k)$ дисперсию ошибки фильтрации (1) можно представить в виде суммы дисперсий динамической (9) и флуктуационной (10) ошибок для двух моделей фильтруемого сигнала:

$$D = D_{\text{дин}} + D_{\text{фл}} = \left(\frac{\alpha-1}{\alpha}\right)^2 (V \cdot T)^2 + \frac{\alpha^2}{(1-(1-\alpha)^2)} D_{\xi}.$$
$$D = D_{\text{дин}} + D_{\text{фл}} = \left(\frac{1}{\alpha(2-\alpha)} - 1\right) D_{\xi} + \frac{\alpha}{2-\alpha} D_{\eta}.$$

д. Критичность фильтра Калмана к изменению модели полезного сообщения и его параметров.

При неточном знании параметров фильтруемого сообщения D_{η} (дисперсия маневра) и уравнения наблюдения D_{ξ} (дисперсия шумов наблюдения) значение коэффициента α изменится от своего оптимального значения, что приведет к увеличению суммарных ошибок фильтрации. Кроме того, увеличение суммарных ошибок фильтрации произойдет при отличии принятой модели фильтруемого сообщения от имеющейся в действительности модели.

Заключение

Таким образом, выбран вариант фильтра Калмана, заключающийся в выполнении условий равенства нулю математического ожидания ошибки фильтрации и минимизации ее дисперсии. Проанализированы дисперсии ошибок фильтрации с выделением динамических ошибок и флуктуационных. Получены выражения для дисперсии ошибок фильтрации в случае, если принятая модель полезного сообщения не соответствует действительности. Сделан вывод о влиянии неточных параметров и отличия принятой модели фильтруемого сообщения от имеющейся в действительности на суммарные ошибки фильтрации.

Список использованной литературы

1. Васильев К.К. Методы обработки сигналов: Учебное пособие. Ульяновск, 2001. 80 с
2. Кузьмин С.З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации. М.:Сов. радио, 1974. 432 с.
3. Васильев К.К. Оптимальная обработка сигналов в дискретном времени: Учебное пособие. М.: Радиотехника, 2016. 288 с.
4. Васильев, К. К. Прием сигналов с дискретным временем: учебное пособие / К. К. Васильев. Ульяновск, 2014. 102 с.

References

1. Vasiliev K.K. Signal Processing Methods: Study Guide. Ulyanovsk, 2001. 80 p.
2. Kuzmin S.Z. Fundamentals of the theory of digital processing of radar information. M.: Sov. radio, 1974. 432 p.
3. Vasiliev K.K. Optimal Signal Processing in Discrete Time: Tutorial. M.: Radiotekhnika, 2016. 288 p.
4. Vasiliev, K. K. Reception of signals with discrete time: a tutorial / K. K. Vasiliev. Ulyanovsk, 2014. 102 p.

УДК 004.85-043.86

К ВОПРОСУ О ПРОГНОЗИРОВАНИИ НАПРАВЛЕНИЙ РАЗВИТИЯ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ В ОБЛАСТИ ОБРАЗОВАНИЯ

СЛАВИНСКАЯ О. В., ЛАГУТИНА А. А.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: slavinskaja@bsuir.by, nastyawise@mail.ru

Аннотация. Интернет-технологии Web 1.0 и Web 2.0 каждая по-своему произвели существенные изменения в методиках и средствах обучения людей, в существовавших ранее системах образования. Учебная информация благодаря им не только стала широко доступна, но и сами соответствующие сервисы стали средствами обучения, платформами для обучения. Технология Web 3.0, опирающаяся на искусственный интеллект и машинное обучение дает возможность развитию информационно-коммуникационных технологий, средств обучения людей. С их применением эффективность обучения возрастает. Это особенно важно при применении в обучении людей технологии программированного обучения, что позволит реализовывать персонализацию такого обучения.

Abstract. Internet technologies Web 1.0 and Web 2.0 each in their own way have made significant changes in the methods and means of teaching people in the education systems that existed before. Thanks to them, educational information not only became widely available, but the corresponding services themselves became learning tools, platforms for learning. Web 3.0 technology, based on artificial intelligence and machine learning, makes it possible to develop information and communication technologies and means of teaching people. With their use, the effectiveness of training increases. This is especially important when using programmed learning technology in teaching people, which will make it possible to implement the personalization of such learning.

Введение

Простыми словами машинное обучение – обучение машинами самих себя. Машинное обучение – это использование в программируемых системах алгоритмов, которые могут автоматически улучшаться с помощью опыта, основанного на анализе большого количества данных. Оно рассматривается как часть искусственного интеллекта (ИИ) и является перспективой развития современных программных средств.

Мировая система образования, обучение людей также постоянно совершенствуется, но, являясь социальной системой, развивается не впереди (перед), а на основе (после) развития технических систем, которыми владеет человечество, применяя их апробированные новшества.

Основная часть

Основными тенденциями развития мирового образования являются глобализация, цифровизация образования и индивидуализация обучения. Эти тенденции свойственны системе образования любой страны, вне зависимости от степени ее развития, использования в ее образовательных процессах информационно-коммуникационных технологий (ИКТ) и элементов онлайн-обучения. Однако каждая из этих тенденций в отдельно взятой стране, системе образования может реализовываться недостаточно полно, недостаточно интенсивно. Но они все-равно будут проявляться, хоть и недостаточно явно.

На развитие систем образования, методик и техник обучения людей существенное влияние оказали и оказывают развивающиеся интернет-технологии. Проявление технологии Web 1.0, которая давала возможность только чтения, копирования информации с интернет-источника (сайта) позволило системам образования сделать существенный шаг в распространении учебной информации. Эта информация, представленная в различных видах, стала доступной обучающимся людям.

Технология Web 2.0 позволила не только использовать возможности представленного разработчиками контента, но и самим пользователям участвовать в его создании в различных

ролях, представляемых им как объектам и субъектам обучающих систем. Приложения, использующие эти технологии, позволили пользователям быть вовлеченными в активное общение, выполнять учебную деятельность. Это дало толчок развитию дистанционного и смешанного обучения, позволив активно использовать на основе мобильных технологий элементы онлайн-обучения в традиционном учебном процессе. Что, в свою очередь, продвинуло развитие и использование ИКТ в обучении людей, видоизменило состав и эффективность используемых средств обучения, позволив учитывать и использовать в образовательном процессе методики и средства обучения, более приемлемые для современного поколения обучающихся, родившимися «цифровыми аборигенами [1]».

Интернет-технология Web 3.0, о наличии и развитии которой мы можем говорить сейчас, опирается на искусственный интеллект и машинное обучение. Дав возможность сделать шаг в развитии технологии в плане эффективной помощи конкретному пользователю, эта технология также поставила вопрос о возможности осуществления им контроля над своими данными, фиксируемыми различными программными средствами, их конфиденциальности и сохранности.

Использование технологий Web 2.0 и Web 3.0 дает возможность системе образования, консолидируя разнородные образовательные ресурсы, реализовывать эффективное управление обучением людей на различных уровнях и в образовательных системах, использовать в качестве ИКТ, средств обучения цифровой образовательный контент на основе современных технологий, включающий виртуальную и дополненную реальность, искусственный интеллект, Интернет-вещей. В процессах «цифровой трансформации образования стало играть большую роль использование открытых ресурсов и сервисов, а также ресурсов, разработанных сторонними организациями и педагогами [2]».

Цифровая трансформация современного образования «затрагивает практики преподавания и обучения [3]», соответствующим изменениям подвергаются «организация учебного процесса, учебные программы и образовательные материалы, оценивание, профессиональное развитие и инфраструктура [3]». При этом большое внимание «уделяется рискам уменьшения субъектности человека, его возможности независимо интерпретировать реальность и действовать в соответствии с собственными задачами [4]. «Учебный контент с применением виртуальной, дополненной и смешанной реальности может радикально изменить образование, делая обучение более захватывающим и увлекательным [5]».

Все это помогает реализовать указанные выше тенденции развития мировой системы образования. Тенденции взаимосвязаны, хоть и выделяются отдельно. Каждая из них, степень ее реализации влияет на остальные.

Мы хотели бы остановиться на тенденции индивидуализации обучения, которая непосредственно связана с реализацией для каждого обучающегося человека технологии адаптивного обучения, учитывающего его способности, потребности и особенности. Адаптивное обучение реализует взаимодействие информационных и образовательных технологий, и обеспечивает учет особенностей каждого. При индивидуализации обучения речь идет о некоторой адаптации содержания, методики обучения к обучающемуся, все-равно предусматривая их отнесение к определенным группам, что учитывают программисты, создавая соответствующие алгоритмы для обучающих программных средств. С возможностью использования искусственного интеллекта, и, соответственно, машинного обучения, появляется уникальная возможность не только индивидуализировать обучение, опирающееся на соответствующие программные средства, но и персонализировать его, сделать точно соответствующим именно этому конкретному обучающемуся.

В аналитической записке Института ЮНЕСКО по информационным технологиям в образовании по этому поводу указано, что искусственный интеллект «сыграет ключевую роль в реализации идеи персонализированного обучения — адаптации обучения, его содержания и темпа к конкретным потребностям каждого учащегося. ИИ обеспечивает возможность получения данных из разнообразных источников, проверки этих данных и их анализа с использованием таких инструментов, как прогнозная аналитика и машинное обучение, таким образом может быть раскрыт многообещающий потенциал ИИ в сфере образовательных технологий и его использование может сыграть роль катализатора трансформации образования для всех заинтересованных сторон – от отдельных учащихся до министерств образования [5]».

Такие технологии реализуются в методиках и программных средствах обучения, имеющих в основе технологию программированного обучения. Использование искусственного

интеллекта и машинного обучения при создании таких программных средств позволит не создавать конкретные переходы в алгоритмах изучения курса в рамках возникновения соответствующей группы условий, а учитывать программному средству возникновение конкретных условий в процессе обучения, связанных с обучающимся и его процессов обучения, и подстраиваться к ним. Варианты переходов в таких методиках обучения и, соответственно, в программных средствах станут более множественными.

Необходимо отметить, что педагог-человек отследить всю множественность условий и факторов, на них влияющих, в процессе обучения конкретного обучающегося не может в связи с тем, что их очень много. Он может отследить только основные, наиболее важные для конкретного момента. И при этом не сможет учесть, например, то, что для освоения необходимой информации нужно знать еще что-то, что не известно именно этому обучающемуся, хотя для всех остальных является уже пройденным этапом и очевидными вещами. Освоение учебной информации на основе «пустого места» невозможно. Каждое последующее знание опирается на предыдущее, как бы плохо или хорошо оно не было усвоено индивидом. Наилучшим образом это может сделать только машина. В этом случае она становится своеобразным проводником, модератором, сопровождающим обучающегося в его учебном процессе.

Однако при этом встает вопрос накапливания информации в различных базах данных о конкретном обучающемся. И не только конфиденциальности этих данных, что очень важно для человека в современном мире, но и передачи имеющихся данных из одной информационной системы в другую при переходе к ней обучающегося. В этом случае встает вопрос глобальных отслеживающих процесс обучения конкретного обучающегося систем и хранения в них данных, обращения к ним других программных средств за необходимой информацией и передачей ей накопленной, отслеженной ими. Или же вопрос обмена информацией о человеке между информационными системами. Во-первых, при этом есть опасность искажения информации, во-вторых, «отсекания» информации, которая кажется не важной в целях какой-либо экономии, в-третьих, – сохранения конфиденциальности информации о человеке, в-четвертых, правильность принятия решений машиной на основе этой информации, решений важных для человека (последующая его профессиональная деятельность, должность, уровень квалификации и т.п.). При любой потере информации или не верной ее оценке машиной (программным продуктом) существует вероятность ущемления прав человека. Но вопрос контроля за такими процессами не решен, и, на наш взгляд, не может быть полностью отдан на откуп машинам. Это неправильно, когда машина решает дальнейшую судьбу человека, а он не может в это вмешаться. Поэтому должны появиться соответствующие алгоритмы действий людей по контролю существенных выводов машин на основе данных об учебных достижениях обучающегося, учебном процессе, в котором они участвовали.

При этом мы не отрицаем важности и эффективности внедрения искусственного интеллекта и машинного обучения в учебный процесс, в современные программные средства обучения. Это особенно важно для обучения людей с ограничениями психофизического развития. Появляется уникальная возможность обучать каждого из них в соответствии с его особенностями, проблемами, в том числе и лиц с умственной отсталостью. Общество таким образом сможет их социализировать, учитывая потенциал каждого. Это даст им возможность самореализации и уменьшит финансово-социальную нагрузку на общество.

Кроме этого, в учебном процессе важную роль играет предварительная диагностика обученности личности. Во многих случаях (например, при реализации своей дисциплины на основе усвоения знаний по какой-либо еще или их совокупности) педагоги делают это интуитивно – на основе наблюдений за учебной деятельностью обучающихся, или на основе данных аттестации по предыдущим дисциплинам. Однако это не учитывает того факта, что человек изменяется, данные аттестации могут устаревать, мотивация учения может измениться. Однако это может учесть машина и «подсказать» педагогу, анализируя большой массив данных об обучающемся.

Другим важным моментом использования в обучении людей машинного обучения мы полагаем замену деятельности человека там, где обрабатывается большой объем данных. В частности, хотелось бы привести пример работы методических структур, должностных лиц с формированием содержания обучения: подготовка и оценка качества образовательных стандартов, учебных планов и учебных программ, а также средств обучения, созданных на их основе. Эти функции выполняют специалисты высокого класса, эксперты. Их не так много, и их

действия субъективны, как и каждого человека. Они учитывают ряд информации, факторов при разработке, экспертизе содержания таких материалов. Однако они люди и погрешности в их работе в связи с недостаточной ответственностью, недостаточной информированностью, коррупцией и другими условиями выполнения работы неизбежны. Особенную роль при этом играет невозможность оценить большой массив информации. Поэтому работа специалистами ведется на основе собственного опыта и актуальной информации. Ее качеству не содействует рамка времени, которая зачастую требует интенсивности выполнения работы иногда в авральном режиме. Поэтому мы считаем эффективным замену таких функций искусственным интеллектом с возможностью машинного обучения. Именно он сможет накапливать информацию в базе данных без ущерба ее объему, отслеживать новшества, которые нужно учесть (появление новых нормативов, технологий, средств обучения), реализованный положительный опыт в обучении, соответствие всех компонентов содержания обучения (например, отслеживание цепочки образовательный стандарт – учебный план – учебная программа – электронный образовательный ресурс), выявлять недостатки и давать четкие рекомендации по их устранению, возможно, с вариантами их реализации. Все это намного облегчило бы труд педагогов, устранив из него «бумажную» рутину, сократило бы количество методических работников, выполняющих экспертно-контролирующие функции и являющихся редкими специалистами со специфическими знаниями и опытом.

Заключение

Несмотря на возможные негативные последствия использования искусственного интеллекта и машинного обучения в обучении людей, это даст несомненно возросший ожидаемый результат. С их применением эффективность обучения возрастет. А недостатки так или иначе будут устраняться путем развития технологий дальше.

Список литературы

1. Славинская, О. В. Осмысление технологий медиадидактики «цифровыми мигрантами» / О. В. Славинская, М. Н. Демидко // Вестник МГИРО. – 2018. – № 2 (34). – С. 82-88.
2. Применение передовых ИКТ и технологий искусственного интеллекта для цифровой трансформации образования. Аналитический доклад Института ЮНЕСКО по информационным технологиям в образовании (ИИТО ЮНЕСКО) и Шанхайского открытого университета (ШОУ) – Cite this content as: UNESCO ITE & SOU. Analytical Report on the Use of Advanced ICT/AI for Transformation of Education, 2022. – 45 с.
3. Кириллов, П. А. Искусственный интеллект для образования. Адаптивная система обучения / П. А. Кириллов // Молодой ученый. – 2020. – № 27 (317). – С. 39-43. – Режим доступа : <https://moluch.ru/archive/317/72235/>.
4. Искусственный интеллект: медийно-информационная грамотность, права человека и свобода выражения мнения. Сборник статей. Серия : Цифровая трансформация образования» / И. Шнуренко, Т. Мурована, И. Кушу. – Media and Information Literacy, Human Rights and Freedom of Expression. Collection of Papers / I.Shnurenko, T. Murovana, I. Kushchu. – Институт ЮНЕСКО по информационным технологиям в образовании, 2021. – 129 с.
5. Искусственный интеллект в образовании: Изменение темпов обучения. Аналитическая записка ИИТО ЮНЕСКО. Серия : Цифровая трансформация образования / Стивен Даггэн; ред. С.Ю. Князева; пер. с англ.: А. В. Паршакова. — Москва : Институт ЮНЕСКО по информационным технологиям в образовании, 2020. – 44 с.

УДК 004.932.4-045.72

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЯ НА ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ

МИТЮХИН А. И.

*Институт информационных технологий
Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: mityuhin@bsuir.by

Аннотация. Рассматривается метод формирования признаков, используемых для распознавания и идентификации движущегося объекта в задачах аэрокосмического дистанционного зондирования. Метод позволяет определять параметры движения сегментированного малозаметного объекта, решать задачу понимания сцен на фоне пространственных помех. Основой метода является применение оптимального ортогонального координатного преобразования Хартли к последовательностям изображений. Алгоритм может использоваться в процессе классификации изображений, для автоматизации идентификации объектов на снимках, полученных путем зондирования земной поверхности.

Abstract. The method of formation of features used for recognition and identification of a moving object in the tasks of aerospace remote sensing is considered. The method allows you to determine the motion parameters of a segmented unobtrusive object, to solve the problem of understanding scenes against the background of spatial interference. The basis of the method is the application of the optimal orthogonal coordinate Hartley transformation to image sequences. The algorithm can be used in the process of image classification, to automate the identification of objects in images obtained by probing the earth's surface.

Введение

Аэрокосмическое дистанционное зондирование (ДЗ) земной поверхности широко используется в современной технологии «Industrie 4.0» [1] для целей экологического контроля окружающего пространства, метеорологических наблюдений, промышленного технического контроля, в военной области и пр. [2]. С развитием современных радиоэлектронных систем с высокой вычислительной производительностью появилась возможность рассматривать движение как дополнительный признак, который можно использовать в обработке изображений для решений задач распознавания объектов, понимания сцен. В качестве исходных признаков движущегося объекта могут выступать временные и пространственные изменения уровней яркостей каждого кадра снимка [3]. В этом случае анализ движения можно рассматривать в трехмерном пространстве, образованном двумя пространственными координатами x и y и одной временной t . Современный анализ изображений основывается на статистическом подходе [4], когда пространственные данные представляются в виде случайных величин яркостей и как стохастический процесс в случае представления временным рядом. Так как обработка 2D случайных процессов вычислительно затратна, более эффективное выделение значимых классификационных признаков следует производить с использованием описания на основе Фурье-подобных преобразований [5]. В работе рассматривается метод определения движения в последовательностях изображений с использованием координатного преобразования Хартли.

Теоретические принципы

Предполагается, что объект движется с постоянной скоростью r . Данные ДЗ $g(x, y, t)$ представляются в виде растровых структур ГИС [6]. Выявление движения можно связать с ориентацией в пространственно-временных изображениях. Двумерное пространственно-временное цифровое изображение с одной пространственной координатой по оси x и одной временной координатой можно записать в виде

$$g(n, t) = g(n - rt), \quad (1)$$

где n обозначает дискретное значение текущей пространственной координаты объекта интереса в дискретный момент времени t .

Изменения содержания (1) происходят в моменты времени t_0, \dots, t_{K-1} , где K – число кадров наблюдения. Объект $g(x, y, t)$ в виде пространственных (признаковых) точек с соответствующими координатами в моменты t_0, \dots, t_{K-1} образует траекторию движения объекта.

Последовательность из K сегментированных изображений можно представить в виде проекций изображений каждого кадра на координатные оси [3]. Для i -го одного кадра проекция на ось x записывается в виде последовательности g_n^i с K отсчетами. В последовательности имеется только один ненулевой отсчет. Аналогично записывается проекция g_m^i на ось y , где m – дискретное значение координаты по оси y . Рассматривая бинарный вариант изображения, яркость пиксела $g_{nm}^i = 1$.

Переход из пространственно-временной области в частотную предлагается осуществлять посредством использования координатного дискретного преобразования Хартли (ДПХ) [7]. В отличие от ДПФ, ДПХ относится к действительным преобразованиям и поэтому вычислительно более эффективное. Для этого сначала выразим дискретную функцию Хартли через параметры съемки. Длительность съемки $T = K/p$, где p – частота кадров. Подставляя параметры съемки в определение функций Хартли, имеем

$$\text{cas}(\varphi) \rightarrow \cos(\omega t) \rightarrow \cos(2\pi p t / K) + \sin(2\pi p t / K). \quad (2)$$

Пространственные проекции изображений размером $M \times N$ на оси x, y вычисляются по формулам

$$g_m(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} g(m, n, t) \text{cas}\left(\frac{2\pi m p t}{K}\right), t = 0, \dots, K-1, \quad (3)$$

$$g_n(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} g(n, m, t) \text{cas}\left(\frac{2\pi n p t}{K}\right), t = 0, \dots, K-1. \quad (4)$$

Если объект движется с постоянной скоростью r , то сдвиг за время между двумя кадрами по оси x на l_x пикселей приведет к значению частоты функции Хартли, равному $(2\pi p l_x / K)$ (2). Очевидно, чем больше величина l_x тем больше значение частоты, тем с больше скорость объекта. Величина параметра сдвига l_x и, соответственно, $(2\pi p l_x / K)$ непосредственно связаны с составляющей скорости движения объекта в пикселях на кадр по оси x . Приращение в l_x раз значения $(2\pi p / K)$ частоты приводит к изменению кодовой структуры последовательности $g_m(t)$ (3). Аналогичные рассуждения справедливы относительно проекции движения по оси y .

Далее производятся одномерные ДПХ последовательностей (3), (4). Используя форму любого координатного преобразования, получаем

$$\hat{g}_m(u) = \sum_{t=0}^{K-1} g_m(t) \text{cas}\left(\frac{2\pi u p t}{K}\right), u = 0, \dots, K-1, \quad (5)$$

$$\hat{g}_n(v) = \sum_{t=0}^{K-1} g_n(t) \text{cas}\left(\frac{2\pi v p t}{K}\right), v = 0, \dots, K-1, \quad (6)$$

где u и v – частотные индексы коэффициентов Хартли.

Для равномерного движения (в канале без шумов) в силу ортогональности базиса разложения, коэффициенты Хартли будут характеризоваться единственными максимальными ненулевыми компонентами на частотах u и v . Значения u и v определяются величинами сдвига $K l_x$ за время съемки. Максимальные значения коэффициентов Хартли с соответствующими индексами частот u и v пропорциональны скорости движения. Если известно расстояние d (масштаб) между соседними пикселями, время, затраченное на съемку всех кадров, частота

кадров p , значения индексов нормированных частот максимальных коэффициентов (5), (6), расчет составляющих скорости объекта по осям x и y выполняется по формулам

$$V_x = (dl_x pK / K) = dvp,$$

$$V_y = (dl_y pK / K) = dup.$$

Реальная физическая скорость объекта

$$V = \sqrt{V_x^2 + V_y^2}.$$

Эксперимент

Экспериментальные исследования рассматриваемого подхода проведены с использованием программных инструментов пакета MATLAB [8]. Последовательность динамических сцен состояла из $K=64$ детерминированных изображений, искаженных аддитивным некоррелированным импульсным шумом. На изображениях такой шум выглядит в виде случайных бинарных точек, как и признаки движения. Дисперсия (плотность) шума равномерно распределена по всему изображению. Моделирование проводилось с шумами различной плотностью S , рис. 1, рис. 2. Изображения показаны после пороговой обработки [5].



Рис. 1. Изображение с плотностью шума $S = 0,25$ **Рис. 2.** Изображение с плотностью шума $S = 0,45$

Набор Хартли-коэффициентов $\tilde{g}_m(u)$, $\tilde{g}_n(v)$ (5), (6) искаженных изображений определяют признаки движения малозаметного объекта. В таблице представлены максимальные коэффициенты (признаки) $\tilde{g}_m(u)_{\max}$ и, ближайшие к ним значения, по оси u . Данные показывают, как изменение интенсивности шума связано со значением признака, по которому принимается достоверное решение о обнаружения движения объекта. Частотные индексы коэффициентов Хартли с обозначением "max" характеризуют наличие динамического объекта и его скорость. Аналогично получают признаки объекта по оси x .

Таблица. Зависимость значений коэффициентов преобразования от интенсивности шума

Плотность импульсного шума	$S = 0$	$S = 0,25$	$S = 0,45$	$S = 0,6$
Коэффициент Хартли	$\tilde{g}_1(u)_{\max} = 64,$ $\tilde{g}_2(u) \div \tilde{g}_{63} = 0$	$\tilde{g}_1(u)_{\max} = 53,01,$ $\tilde{g}_{61} = 7,54$	$\tilde{g}_1(u)_{\max} = 49,60,$ $\tilde{g}_{61} = 12,56$	$\tilde{g}_1(u)_{\max} = 21,68,$ $\tilde{g}_3(u) = 21,06$

Как видно, для надежной помехоустойчивой обработки скрытно движущегося объекта при возрастании уровня шума необходимо увеличивать число сцен или времени анализа. Математическая модель на базе ДПХ позволяет эффективно выделять и описывать значимые классификационные признаки.

Заключение

Использование координатного преобразования Хартли в задачах обнаружения, сегментации динамических объектов позволяет осуществлять эффективное выделение классификационных признаков распознавания и идентификации, может применяться для приложений, связанных с необходимостью постоянного наблюдения разных поверхностных полигонов на снимках дистанционного зондирования. Экспериментальные исследования рассмотренного подхода подтверждают реальность его использования в современных радиоэлектронных системах различного назначения.

Список использованных источников

1. Digitale Transformation in der Industrie / Bundesministerien für Wirtschaft und Energie, www.bmwi.de.
2. Митюхин А.И., Конопелько В.К. Описание контура бинарного изображения объекта интереса. Восьмой Белорусский космический конгресс, 25–27 октября 2022 года, Минск: материалы конгресса: в 2 т. – Минск: ОИПИ НАН Беларуси, 2022. Т. 1. – 344 с.
3. Gonzalez R.C., Woods R.E. Digital Image Processing. New Jersey: Prentice Hall, 2002. – 793 p.
4. Jahne B. Digital Image Processing. Concepts, Algorithms, and Scientific Applications. Heidelberg: Springer-Verlag, 2013. – 383 p.
5. Burger W., Burge M.J. Digitale Bildverarbeitung. Eine Einführung mit Java und Image, Heidelberg: Springer-Verlag, 2005. – 520 p.
6. Chandra A.M. Remote Sensing and Geographical Information System. New Delhi: Narosa Publishing House; 2006. – 520 p.
7. Митюхин А.И., Пикиреня И.И. Метод обработки изображения, полученного на основе результатов аэрокосмического мониторинга // Доклады БГУИР, 2021, (4). – С. 21–27.
8. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде МАТЛАБ. Москва: Техносфера, 2006. – 616 с.

УДК [519.87+629.7.058.54]:535.317.23

МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ ВХОДНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ В СОСТАВЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ - ЦИФРОВОГО ДВОЙНИКА РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ

ДАВЫДЕНКО И. Н., КОЗЛОВ С. В., РАДИОНОВИЧ В. В.

Республиканское научно-производственное унитарное предприятие
«Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси»
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: radionovich@bsuir.by

Аннотация. Для использования в составе цифрового двойника радиолокатора с синтезированием апертуры с широкополосным зондирующим линейно-модулированным сигналом предложен быстродействующий метод формирования входной реализации от совокупности элементов разрешения земной поверхности и блестящих точек расположенных на ней объектов. Метод предполагает расчет суммы отсчетов отраженных от множества блестящих точек сигналов на выходе согласованного фильтра по дальности в пределах главного и двух-четырех боковых лепестков функции рассогласования для каждого периода повторения зондирующего сигнала, вычисление внутривысказочных спектров, деление отсчетов внутривысказочных спектров на ненулевые отсчеты комплексной частотной характеристики согласованного фильтра и вычисление обратного преобразования Фурье для каждого периода повторения с последующим добавлением отсчетов внутреннего шума приемного канала. Приведены оценки степени искажения формируемых с использованием предлагаемого метода сигналов. Показано, что выигрыш во времени моделирования пропорционален базе ЛЧМ-сигнала и приведены оценки времени моделирования для типовых ситуаций.

Abstract. For use as part of a digital twin of a radar with aperture synthesis with a broadband probing linearly modulated signal, a high-speed method for generating an input realization from a set of resolution elements of the earth's surface and bright points of objects located on it is proposed. The method involves calculating the sum of samples of the signals reflected from the set of bright points at the output of the matched filter in terms of range within the main and two to four side lobes of the mismatch function for each repetition period of the probing signal, calculating the intraperiod spectra, dividing the samples of the intraperiod spectra by nonzero samples of the complex frequency response of the matched filter and calculation of the inverse Fourier transform for each repetition period, followed by the addition of samples of the internal noise of the receiving channel. Estimates of the degree of distortion of signals generated using the proposed method are given. It is shown that the gain in simulation time is proportional to the base of the chirp signal, and simulation time estimates for typical situations are given.

Постановка задачи

Для обоснования новых способов обработки сигналов и оценке информационных возможностей радиолокаторов с синтезированием апертуры (РСА) авиационного и космического базирования широко используются их математические модели – цифровые двойники (ЦД) РСА. Неотъемлемой частью ЦД являются процедуры формирования матрицы S отсчетов $\dot{S}_{m,k}$ траекторного сигнала (ТС), где $m = \overline{0, M-1}$; $k = \overline{0, K-1}$; M - число отсчетов по наклонной дальности; K - число моделируемых периодов повторения зондирующего сигнала (ЗС). Для современных РСА ширина спектра ЗС составляет $\Delta f_0 = 50 \dots 300$ МГц, частота дискретизации по быстрому времени выбирается как $F_s = K_N \Delta f_0$, где $K_N = 1, 0 \dots 2, 0$ – коэффициент увеличения частоты дискретизации (коэффициент Найквиста). Значение M определяется полосой захвата ΔL , составляющей для РСА космического базирования величину $\Delta L = 15 \dots 25$ км [1,2], откуда $M > \frac{2\Delta L}{c} F_s = 5 \cdot 10^3 \dots 10^5$. Значение K определяется временем моделирования T_H и частотой повторения F_r , составляющих для РСА КБ $T_H = 0,5 \dots 2$ с (маршрутный и детальный режим) и $F_r = 3 \dots 5$ кГц, откуда $K = 1,5 \cdot 10^3 \dots 10^4$.

При оценке качества функционирования РСА и его информационных возможностей необходимо воспроизвести внутренние шумы приемного канала, отражения от земной поверхности, расположенных на ней неподвижных и движущихся объектов. В общем случае число элементов разрешения на земной поверхности составит $N_{зп} = \frac{\Delta L T_H V}{\Delta r \Delta r_{\perp}}$, где $\Delta r = \frac{c}{2\Delta f_0}$ -

разрешающая способность по наклонной дальности; $\Delta r_{\perp} = \frac{\lambda R}{2T_c V}$ - разрешающая способность по

поперечной дальности; $T_c < T_H$ - время синтезирования; λ - длина волны; R - наклонная дальность; V - скорость РСА, при типовом значении $\Delta r_{\perp} = 1...50$ м. Тогда

$N_{зп} = \frac{4\Delta f_0 \Delta L T_c T_H V^2}{\lambda R c} = \frac{4\Delta f_0 \Delta L T_c T_H V^2}{\lambda R c}$. Для типовых параметров РСА с длиной волны $\lambda = 3,125$

см получим $N_{зп} = 10^7...10^8$, и расчет отраженного сигнала крайне затруднителен. Поэтому ограничиваются моделированием только части радиолокационной сцены, выбирая $N_{зп} = 10^3...10^5$. Число блестящих точек для моделируемых объектов также определяется их геометрическими размерами в продольном и поперечном направлениях, сложностью конструкции и разрешающей способности РСА и может составить $N_{но} = 10^2...10^3$

Для траекторного сигнала, ограничившись отражениями от элементов разрешения земной поверхности (для блестящих точек объектов выражения аналогичны), можно в общем случае можно записать

$$\dot{U}_{m,k} = \sum_{i=1}^{N_{зп}} A_{i,k} \dot{U}_0 \left(\frac{m}{F_s} - t_{r_i,k} \right) e^{j \frac{4\pi}{\lambda} r_{i,k}} e^{j 2\pi F_{i,k} \left(\frac{m}{F_s} - \frac{2r_{i,k}}{c} \right)}, \quad (1)$$

где $A_{i,k}$, $r_{i,k}$, $F_{i,k}$ - амплитуда отраженного от i -го разрешаемого элемента ЗП сигнала в k -ом периоде повторения, дальность до указанного элемента и доплеровский сдвиг частоты отраженного сигнала, соответственно; $t_{r_i,k} = \frac{2r_{i,k}}{c}$ - время задержки; $\dot{U}_0(t)$ - закон модуляции ЛЧМ сигнала, имеющий вид

$$\dot{U}_0(t) = \begin{cases} e^{j \frac{\pi \Delta f_0}{T_0} t^2}, & 0 \leq t \leq T_0; \\ 0, & t < 0 \text{ и } t > T_0, \end{cases} \quad (2)$$

где T_0 - длительность одиночного ЗС с типовыми значениями $T_0 = 10...30$ мкс [1,2]. Третий множитель в (1) определяет изменение фазы отсчетов в пределах длительности одиночного ЗС из-за ненулевого доплеровского сдвига частоты и может не учитываться в маршрутном режиме радиолокационной съемки. Для детального режима, когда угол между вектором скорости и направлением на центр зоны синтезирования заметно отличается от $\pi/2$, учет изменения фазы на длительности импульса необходим.

Анализ (1) показывает, что основные затраты на моделирование связаны с вычислением отсчетов закона модуляции с учетом временной задержки и умножением их на фазовый

множитель $e^{j \frac{4\pi}{\lambda} r_{i,k}}$. При этом общее число отсчетов составит $M_s = F_s T_0$ с типовым значением $M_s = 500...1,8 \cdot 10^4$, то есть затраты даже для одного элемента разрешения значительны и увеличиваются при увеличении ширины спектра ЗС.

Цель работы – обоснование метода формирования входной реализации со сниженными вычислительными затратами.

Обоснование метода

Центральной идеей метода является переход от расчета при моделировании закона модуляции ЗС к использованию и расчету отсчетов функции рассогласования (ФР) ЛЧМ-

сигнала. Как известно [3], в пределах главного и трех-четырех боковых лепестков функция рассогласования ЛЧМ-сигнала может быть представлена в виде

$$C_0(\tau, \gamma) = \frac{\sin(\pi \Delta f_0 \tau)}{\pi \Delta f_0 \tau} = \text{sinc}(\pi \Delta f_0 \tau), |\tau| \leq T_0. \quad (3)$$

Боковые лепестки ФР быстро убывают с увеличением τ (рисунок 1), поэтому при моделировании сигнала на выходе согласованного фильтра (СФ) по дальности можно ограничиться значениями $\Delta f_0 |\tau| \leq \gamma$ при $\gamma = 5 \dots 10$ (главный и до четырех...девяти боковых лепестков вправо и влево) при числе вычисляемых отсчетов $M'_s = 2\gamma \frac{F_s}{\Delta f_0} - 1$. Поэтому число

вычисляемых отсчетов сократится в $\frac{T_0 F_s}{M'_s} \approx \frac{T_0 F_s}{2\gamma K_s} = \frac{T_0 \Delta f_0}{2\gamma}$ раз. Дополнительным фактором,

указывающим на возможность использования «укороченной» функции рассогласования является применение при сжатии сигнала по дальности оконных функций, снижающих относительный уровень дальних боковых лепестков сжатого сигнала до $-(30 \dots 50)$ дБ [1,2,4].

Импульсная характеристика СФ $\dot{V}(t) = U_0^*(t_0 - t)$, где $t_0 \geq T_0$ - постоянное время задержки в СФ. При вычислении ДПФ над отсчетами $\dot{V}_m = U_0^*(t_0 - m/F_s)$ импульсной характеристики получим $m = \overline{0, M-1}$ отсчетов \dot{G}_m комплексной частотной характеристики СФ (рисунок 2). Амплитудная характеристика $|\dot{G}_m|$ СФ ЛЧМ-сигнала практически прямоугольная [3]. При $K_s > 1$ примерно M/K_s с индексами $m = \overline{M - M/K_s - 1, M - 1}$ близки к нулю. Кроме того, примерно 2% отсчетов спектра с индексами $m_1 = \overline{0 \dots M_0 - 1}$ и $m_2 = \overline{M - M/K_s - M_0 \dots M - M/K_s - 1}$ могут иметь небольшую амплитуду. Параметр M_0 может быть определен по заданному (0,5) уровню от среднего значения ненулевых участков спектра.

Пусть отсчеты \dot{X}_m реализации на входе включают укороченный сжатый импульс с увеличенной в корень из коэффициента сжатия раз амплитудой

$$\dot{X}_m = \sqrt{\Delta f_0 T_0} \cdot C'_0(m/F_s - t_r - T_0, \gamma) \cdot e^{j\pi(m/F_s - t_r - T_0)F_s/K_s}, \quad (4)$$

где $C'_0(\tau, \gamma) = \begin{cases} \text{sinc}(\pi \Delta f_0 \tau), & \Delta f_0 |\tau| \leq \gamma \\ 0, & \Delta f_0 |\tau| > \gamma \end{cases}$ - укороченная функция рассогласования ЛЧМ-сигнала.

Фазовый множитель в (4) определяет соотношение между квадратурными компонентами сигнала при $K_s > 1$. При $K_s = 1$ его использование не требуется.

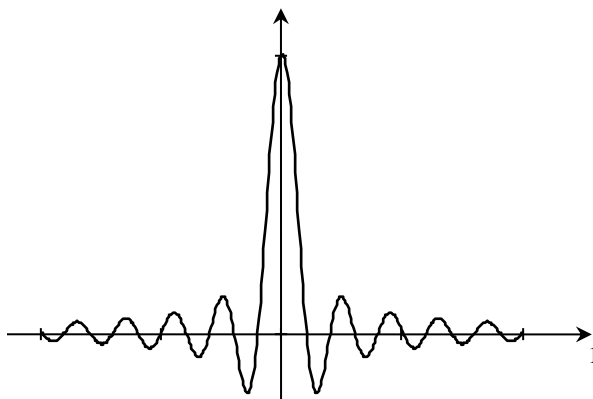


Рис. 1. Функция рассогласования

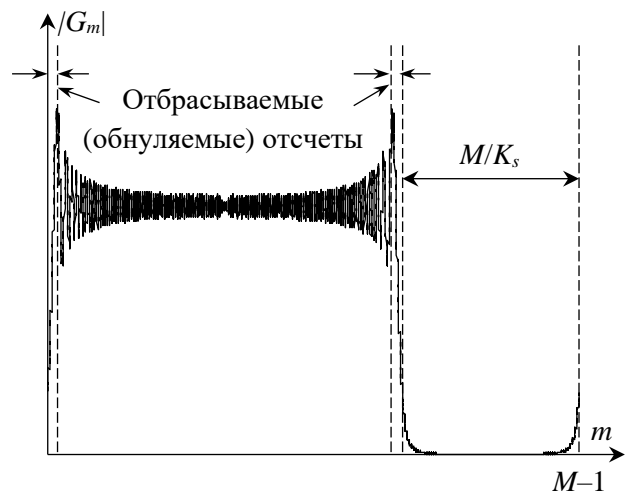


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика СФ

Вычислим ДПФ над входной реализацией $\mathbf{d} = FFT(\mathbf{x})$, где $\mathbf{d} = (\dot{D}_0, \dot{D}_1, \dots, \dot{D}_{M-1})^T$ - вектор отсчетов \dot{D}_m спектра, и отсчеты спектра на входе согласованного фильтра:

$$\dot{W}_m = \begin{cases} \frac{\dot{D}_m}{\dot{G}_m}, & m=M_0-1 \dots M-M/K_S-M_0-1; \\ 0, & m=0 \dots M_0-1 \text{ или } m=M-M/K_S-M_0 \dots M-M/K_S-1. \end{cases} \quad (5)$$

Выполнив обратное ДПФ $\mathbf{z} = IFFT(\mathbf{w})$ над вектором $\mathbf{w} = (\dot{W}_0, \dot{W}_1, \dots, \dot{W}_{M-1})^T$ отсчетов спектра, получим вектор \mathbf{z} отсчетов входной реализации.

На рисунке 3 приведен восстановленный таким образом сигнал. Расчеты приведены при $M = 2^{12}$; $M_0 = 20$; $\gamma = 10$; $K_S = 1,5$; $T_0 = 10$ мкс; Как видно из результатов расчетов, восстановление сигнала произошло достаточно точно, и его спектрально-временная структура сохранена. Так как для РСА амплитуда сигнала на входе приемника существенно меньше среднеквадратического значения внутреннего шума, то видимые на рисунке 3 искажения сигнала не являются существенными и могут рассматриваться как дополнительный аддитивный шум. Более того, аналогичные отличия сигнала от прямоугольной формы (затягивание переднего и спадание заднего фронта, выбросы амплитуды в районе переднего и заднего фронта) характерны для передатчиков импульсных радиолокационных станций [5].

Степень искажения сигнала можно оценить величиной нормированного среднего квадрата отклонения восстановленного сигнала от модельного (идеального) сигнала \dot{U}_m , сформированного согласно (1):

$$\beta = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} |\dot{X}_m - \dot{U}_m|^2}{\sum_{m=0}^{M-1} |\dot{U}_m|^2}. \quad (6)$$

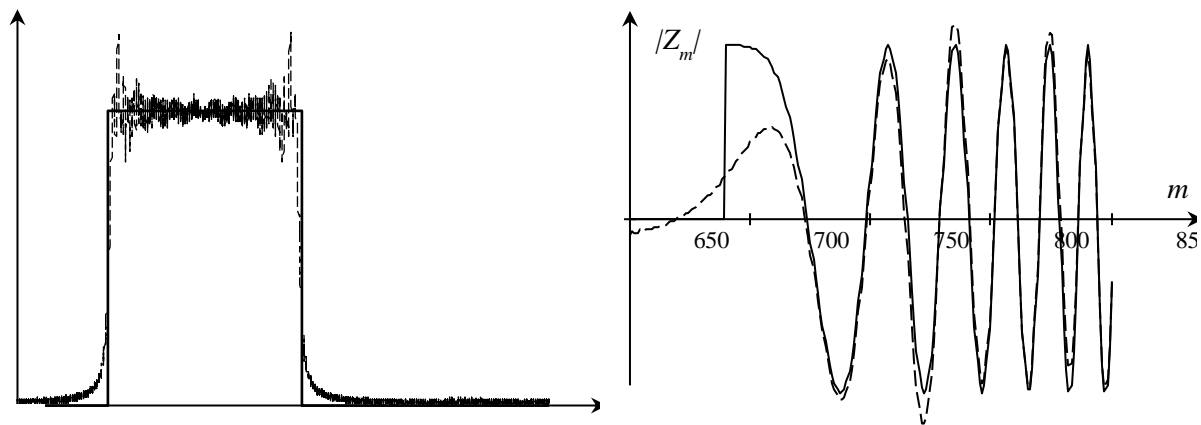
Для рассматриваемых исходных данных величина β в диапазоне $\gamma = 2 \dots 10$ изменяется в пределах $\beta = (3,5 \dots 1,9)\%$. При минимальном значении $K_S = 1$ у восстановленного сигнала могут появляться значительные паразитные компоненты вне длительности исходного импульса. Поэтому, с учетом значительного выигрыша в числе операций следует использовать кратное увеличение частоты дискретизации ($K_S = 2; 3; 4$) при формировании траекторного сигнала с соответствующей децимацией.

Алгоритм формирования траекторного сигнала и оценка выигрыша в числе операций

С использованием предлагаемого метода принимаемая реализация формируются следующим образом:

- формируются отсчеты сигнала на выходе согласованного фильтра

$$\dot{Y}_{m,k} = \sum_{i=1}^{N_{\text{зп}}} A_{i,k} \cdot \sqrt{\Delta f_0 T_0} \cdot C_0' \left(\frac{m}{F_s} - \frac{2r_{i,k}}{c} - T_0 \cdot \gamma \right) e^{j\pi \left(\frac{m}{F_s} - \frac{2r_{i,k}}{c} - T_0 \right) F_s / K_S} e^{j \frac{4\pi}{\lambda} r_{i,k}}; \quad (7)$$



а) амплитудная огибающая

б) синфазная компонента для участка в районе переднего фронта

Рис. 3. Вид исходного (сплошная кривая) и сформированного предлагаемым методом (пунктирная кривая) сигнала

- вычисляются ДПФ над каждой строкой полученной матрицы Y и выполняется операция (5) деления на ненулевые отсчеты КЧХ согласованного фильтра;
- вычисляется обратное ДПФ над каждой строкой с одновременным восстановлением сигналов от всех элементов разрешения земной поверхности на входе приемника;
- к полученной реализации добавляются внутренние шумы приемных каналов и (или) внешние помехи.

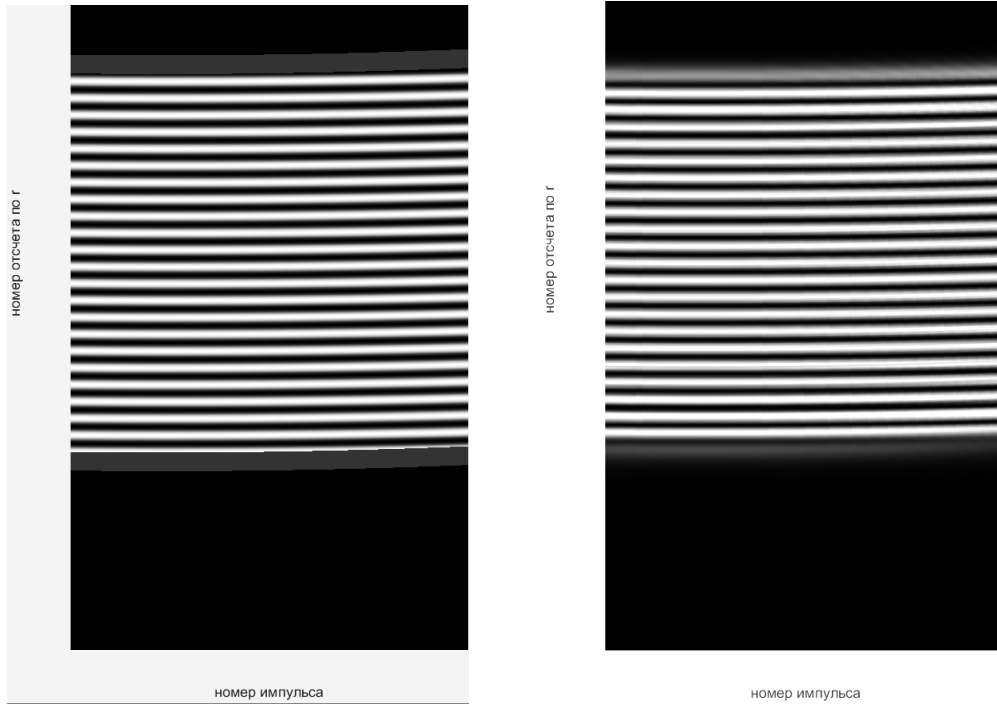
Отметим, что ввиду малой длительности «укороченной» функции рассогласования учет доплеровского сдвига частоты в данном случае не нужен. Полученная реализация траекторного сигнала практически эквивалента сформированной согласно (1) и может быть использована в качестве исходных данных при построении и анализе радиолокационных изображений, исследовании энергетических параметров входного сигнала, оптимизации параметров аналого-цифрового преобразования и т.д.

На рисунке 4 приведен траекторный сигнал в виде яркостного радиолокационного изображения (в координатах «отсчеты по быстрому времени – номер периода повторения»), сформированный исходным (1) и предлагаемым методом. Рассматривался случай наличия двух блестящих точек с одинаковой ЭПР, расположенных на некотором расстоянии друг от друга. В этом случае сигналы, отраженные от разных блестящих точек, интерферируют, что выражается в появлении на радиолокационном изображении чередующихся продольных линий. Как видно из рисунка 4, изображения траекторного сигнала для случая моделирования полной длительности содержит 23 яркие интерференционные полосы. Изображение траекторного сигнала для предлагаемого сигнала содержит 21 яркую интерференционную полосу, которые практически не отличимые от интерференционных полос траекторного сигнала при моделировании полной длительности импульса, а также 2 крайние интерференционные полосы, соответствующий и интерференционным полосам на рисунке 4а, но меньшей амплитуды.

На рисунке 5 приведены сформированные радиолокационные изображения после сжатия по азимуту. Они визуально идентичны. Дальнейшим развитием предлагаемого подхода является ситуационный выбор параметра укорочения γ , когда БТ с большой амплитудой учитываются с большим значением γ вплоть до дальних боковых лепестков функции рассогласования, элементы разрешения с малым значением амплитуды учитываются с малым γ вплоть до одного отсчета. Это позволяет адекватно учесть маскировку и искажения слабых сигналов боковыми лепестками сильных сигнала при сжатии по поперечной дальности.

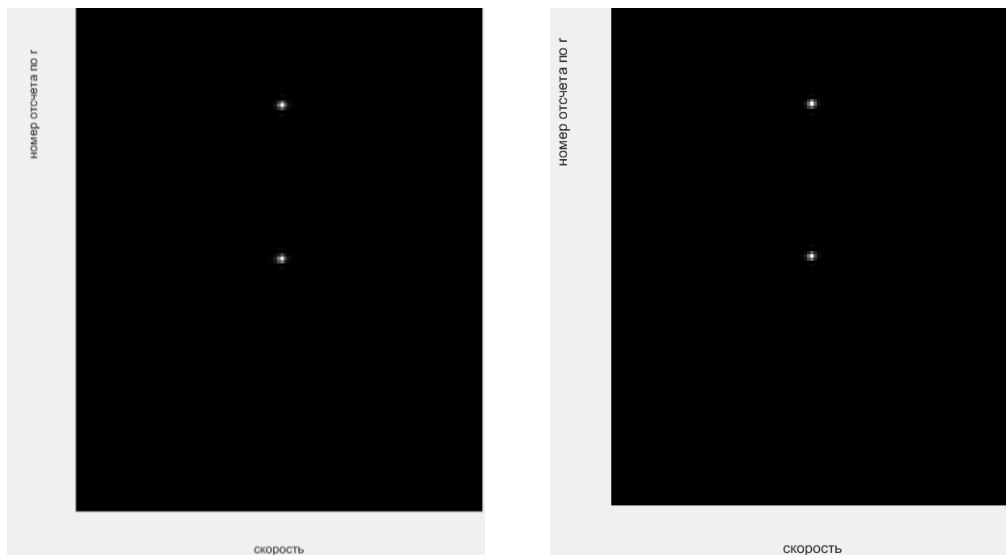
Оценим ориентировочный выигрыш в операциях комплексного умножения. При $N_{3П} \gg 1$ дополнительные операции прямого и обратного ДПФ несут существенны. При традиционном способе формирования и частоте дискретизации $F_s \geq \Delta f_0$, для каждой блестящей точки и каждого

периода повторения необходимо вычислить и накопить в выходном массиве $F_S T_0$ отсчетов. При предлагаемом способе число отсчетов снижается до $2\gamma K_S - 1$. Поэтому выигрыш можно оценить как $\mu \approx \frac{T_0 \Delta f_0}{2\gamma}$. Так, например, при моделировании сцены при $T_0 = 10$ мкс; $F_S = \Delta f_0 = 150$ МГц и $\gamma = 7$ выигрыш в числе операций составит $\mu = 107$, то есть значительную величину, причем с увеличением базы сигнала выигрыш увеличивается.



а) расчет (1) по полной длительности сигнала б) при использовании предлагаемого метода

Рис. 4. Яркостное изображение траекторного сигнала



а) расчет ТС по полной длительности сигнала б) при использовании предлагаемого метода

Рис. 5. Сформированные траекторные сигналы и радиолокационные изображения

Заключение

Предлагаемый метод формирования траекторного сигнала является эффективным с позиций вычислительных затрат и может быть использован при моделировании сложных радиолокационных сцен в составе цифрового двойника радиолокатора с синтезированием апертуры.

Литература

1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
2. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. М.: Радиотехника, 2020. – 280 с.
3. Охрименко А.Е. Основы радиолокации. – Военное издательство Министерства обороны СССР, 1983. 456 с.
4. Ричард Лайонс, Цифровая обработка сигналов. – Издательство Бином, 2006. 652 с.
5. Мельников Ю.П., Попов С.В. Радиотехническая разведка. Методы оценки эффективности местоопределения источников излучения. – М.: Радиотехника, 2008, 432.

УДК 629.735:621.391.837.3

МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ЯРКОСТИ ПИКСЕЛЕЙ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОПТИКО-ЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

ЦУПРИК С. В., СОЛОНАР А. С.

Военная академия Республики Беларусь
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: Serhio.Observer@yandex.ru, andsnew@yandex.ru

Аннотация. Разработана методика исследования статистических свойств яркости пикселей изображений, позволяющая повысить качество выбора требуемой математической модели. В соответствии с данной методикой приведены результаты анализа видеозаписей наземной фоно-целевой обстановки, полученные бортовой оптико-локационной системой беспилотного летательного аппарата. Сформулированы требования, предъявляемые к математической модели яркости в условиях наземной фоно-целевой обстановки.

Abstract. A technique has been developed for studying the statistical properties of the brightness of image pixels, which makes it possible to improve the quality of choosing the required mathematical model. In accordance with this technique, the results of the analysis of video recordings of the ground background-target environment, obtained by the onboard optical-location system of an unmanned aerial vehicle, are presented. The requirements for the mathematical model of brightness in the conditions of ground-based phono-target environment is formulated.

Введение

Вопросам эффективного использования информации, полученной от бортовой оптико-локационной системы (ОЛС) с целью слежения за наземными объектами посвящено множество отечественных и зарубежных публикаций [1,2,4-7]. К таким объектам относятся наземный транспорт гражданского и военного назначения, люди, объекты инфраструктуры и другие. При этом проблемы слежения в ОЛС усугубляются наблюдением объектов на сложном и неоднородном фоне (дорожное покрытие, ландшафт, растительность, другие наземные объекты). Так же, для наземной фоно-целевой обстановки, характерно присутствие большого количества объектов в кадре ОЛС одновременно, что усложняет решение задачи слежения в ручном режиме оператором.

В случае многоцелевой ситуации эффективным решением является автоматизация процесса слежения за наземными объектами по данным бортовой ОЛС. Чаще всего, процесс автоматизации реализуется при помощи нескольких широко известных подходов, основанных на контурном анализе изображений, выделении опорных (реперных) точек, экстремально-корреляционном анализе, а также применении нейросетевых алгоритмов [3]. Однако вопрос их эффективного применения в условиях наземной фоно-целевой обстановки остаётся актуальным, ввиду большого многообразия получаемых изображений. В свою очередь многообразие привело к появлению ряда общепринятых математических моделей изображений [1-5]. Большинство из них обеспечивают возможность анализа и синтеза алгоритмов слежения для относительно простых условий наблюдения, характеризующихся однородным фоном и стационарностью параметров наблюдаемых объектов. Для иных условий степень адекватности применения существующих математических моделей яркости изображения может быть определена путём исследования статистических свойств яркости пикселей.

В работе представлена методика исследования статистических свойств яркости пикселей изображений, позволяющая выбрать математическую модель с наибольшей степенью адекватности. Приведены результаты анализа видеозаписей наземной фоно-целевой обстановки, полученные бортовой оптико-локационной системой, позволяющие предъявить требования к выбранной математической модели.

Методика исследования статистических свойств яркости

Предлагаемая методика исследования статистических свойств яркости состоит из следующих этапов:

1. Формирование банка данных, содержащего однотипные видеозаписи для заданных условий наблюдения;

2. Извлечение из банка данных изображений, принадлежащих интересующим объектам. Формирование яркостных срезов пикселей;

3. Оценка закона и числовых параметров распределения яркости изображений методом гистограмм. Анализ распределений яркости отдельных пикселей. Построение и анализ автокорреляционных функций (АКФ);

4. Оценка динамической устойчивости яркости пикселей изображения (оценка стационарности).

Для проведения исследований в соответствии с изложенной методикой, разработан программный комплекс экспериментальных исследований, структурная схема которого приведена на рисунке 1.

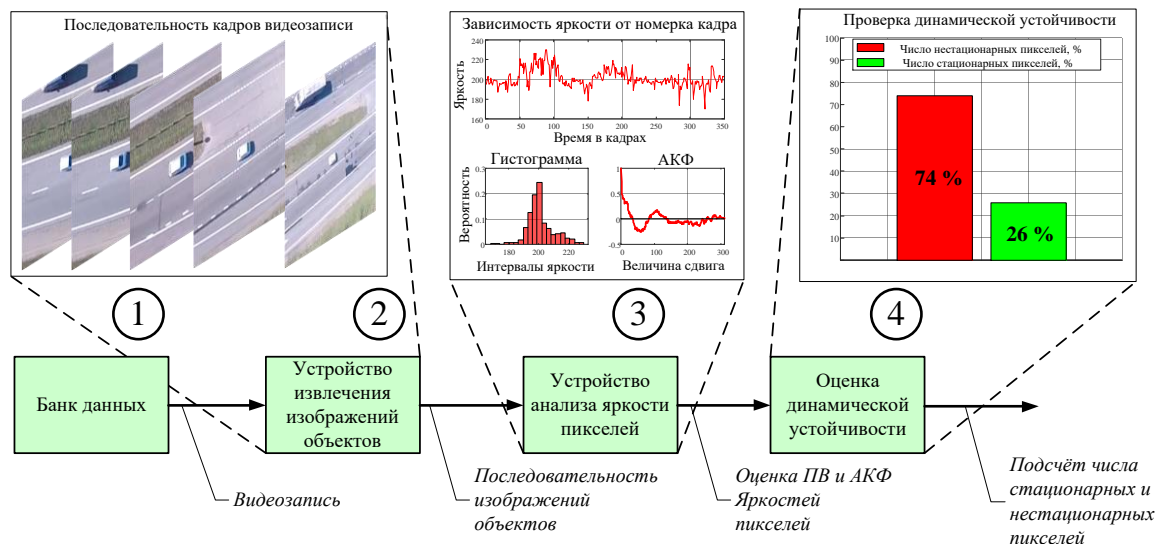


Рис. 1. Структурная схема программного комплекса экспериментальных исследований

В структуру программного комплекса входят следующие элементы: банк данных, устройство извлечения изображений объектов, устройство анализа яркости пикселей, устройство оценки динамической устойчивости.

Формирование банка данных. В банк данных записываются только те записи, которые удовлетворяют требованиям наблюдаемости отдельных объектов на неоднородном фоне. К таким записям можно отнести результаты наблюдения транспортных средств, движущихся по оживленной магистрали или пересечённой местности. В качестве фона могут выступать дорожное покрытие с нанесённой разметкой, дорожные знаки, а также участки с зелёными насаждениями. Изображения объекта и фона, как правило, носят мультипликативный характер, что приводит к возможности полного или частичного затенения объектами друг друга в кадре. Для обеспечения объективности анализа записи должны быть сделаны для однотипных условий наблюдения одной камерой. Для обеспечения наблюдаемости объектов записи должны проводиться в светлое время суток при отсутствии осадков и прочих условий, мешающих наблюдению. Устойчивое наблюдение объектов на пестром фоне при размере объекта не менее 8 пикселей по каждой координате, но не более чем размер кадра.

Извлечение изображений объектов из видеозаписей банка данных. Извлечение изображений объектов из видеозаписей происходит последовательно на каждом кадре. Выбор области на изображении, принадлежащей объекту, осуществляет оператор в ручном режиме путём выдачи целеуказания на изображении кадра видеозаписи. При этом должно выполняться требование наблюдаемости объекта (объект не затеняется другими объектами или элементами фона). Размеры объекта на протяжении всей записи не должны существенно изменяться, и считаются равными размерам изображения на первом кадре. Выделенные изображения объекта упорядоченно во времени запоминаются в буфер для дальнейшей обработки.

Анализ яркостей пикселей изображений объектов, хранящихся в буфере. Процедура анализа яркости пикселя осуществляется в трёх цветовых каналах RGB и включает в себя 3 этапа:

1. Извлечение значений яркости пикселей на последовательно каждом кадре (зависимости яркости от номера кадра). Формирование яркостных срезов пикселей;
2. Построение гистограмм яркости. Оценка числовых характеристик распределения яркости;
3. Построение и анализ автокорреляционной функции яркости;

Оценка динамической. Оценка динамической устойчивости (стационарности) осуществляется независимо в каждом пикселе в трёх цветовых каналах RGB методом выделения интервалов стационарности. Для определения границ интервалов стационарности применяется метод тестирования временного ряда на стационарность KPSS (Kwiatkowski-Phillips-Schmidt-Shin) [8]. Выбор данного метода обусловлен высокой точностью и независимостью от закона распределения. Яркость пикселя считается динамически устойчивой во времени, если длительность интервала стационарности равна времени наблюдения объекта в кадре. В противном случае процесс изменения яркости пикселя считается нестационарным. Итоговая оценка динамической устойчивости определяется путём подсчёта пикселей изображения объекта, являющихся стационарными и нестационарными. Так, процесс изменения яркости изображения объекта считается динамически устойчивым, если более 60% всех пикселей являются стационарными, а наличие случайной динамики во времени не оказывает существенного влияния.

Результаты экспериментальных исследований

Исходными данными для проведения экспериментальных исследований являются видеозаписи, полученные бортовой ОЛС. На записях изображены движущаяся наземная техника, как военного, так и гражданского назначения (рис. 3). Съёмка производилась в светлое время суток в условиях хорошей видимости и отсутствия мешающих факторов (дождь, снег, туман и т.д.). Запись осуществлялась с разрешением 1920×1080 пикселей и 29 кадров в секунду.



а



б



в



г

Рис. 2. Условия наблюдения наземных объектов по данным бортовой ОЛС: а), б) – движение гражданской техники по автомагистрали; в), г) – военная техника на марше

В соответствии с пунктами 1 и 2 методики сформирован банк данных изображений объектов, состоящий из 18 записей. Общий размер анализируемой выборки составил более 100000 отсчётов яркости. Размеры изображений объектов фиксированы и составили 32x32 пикселей. При этом считается, что в процессе наблюдения размеры изображений объектов остаются неизменными. Объекты наблюдаются с различных ракурсов за счёт собственного движения, движения БЛА и поворота ОЛС. Фон имеет сложную структуру, поскольку включает в себя различные элементы, такие как дорогу с нанесённой разметкой, участки растительности, а также другие проезжающие мимо автомобили. Считается, что часть пикселей фона принадлежит изображениям объектов и составляет не более 10 % от общего числа пикселей.

В соответствии с пунктом 3 методики проведён анализ распределения яркостей пикселей и их корреляционных свойств по данным яркостных срезов (рисунок 3). Анализ распределения осуществлялся методом гистограмм. Число интервалов группировки для построения гистограмм составило 50. Полученные гистограммы показывают, что распределения яркости пикселей и изображения носят многомодовый характер, что означает изменение параметров распределения в процессе наблюдения. В основном, изменения параметров распределения происходит за счёт изменения ориентации наблюдаемого объекта в пространстве, что приводит к искажению его изображения.

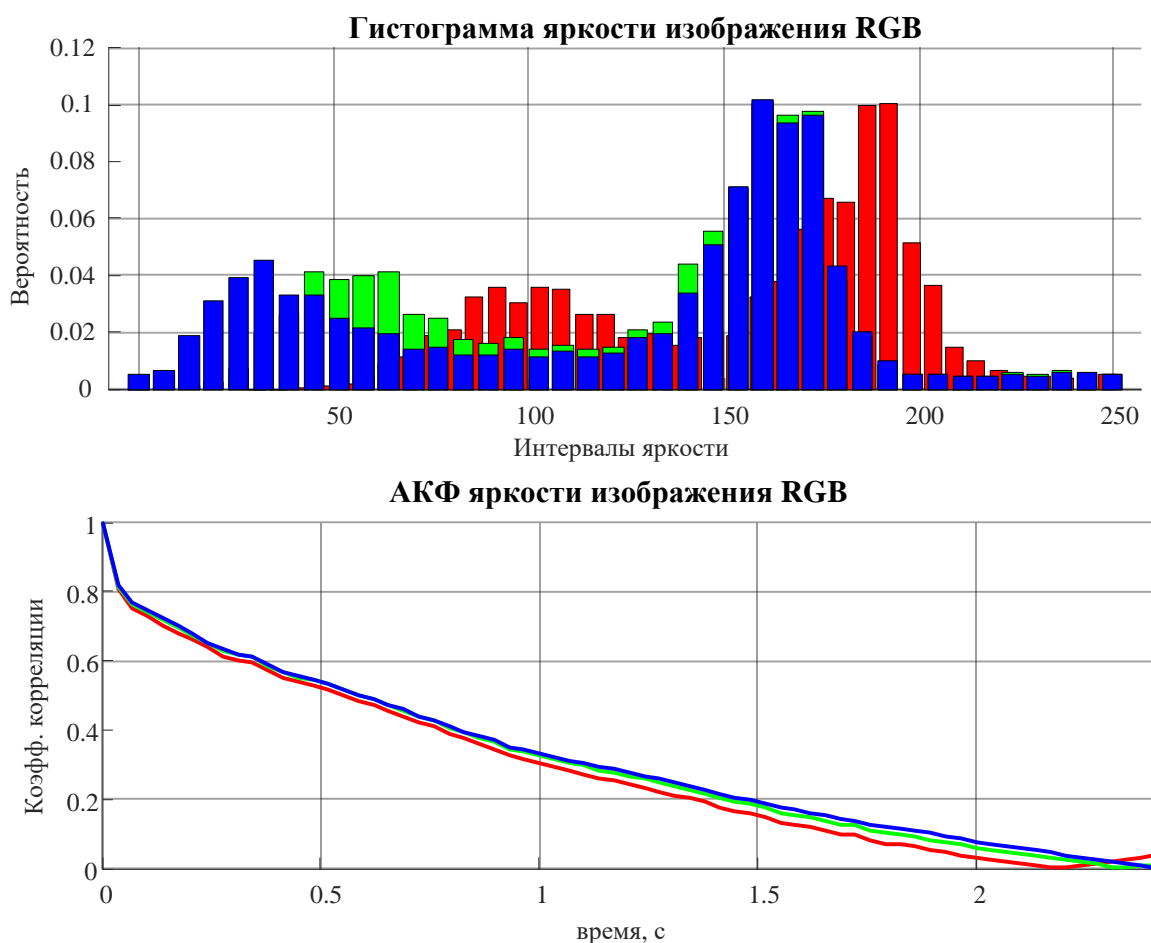


Рис. 3. Гистограммы яркости и АКФ изображения наземного объекта в трёх цветовых каналах RGB

Для оценки корреляционных связей между значениями яркости в разные моменты времени анализировались АКФ яркости изображения по всем пикселям на всём интервале наблюдения. Анализируя форму АКФ яркости, можно сделать вывод о том, что она может быть аппроксимирована экспоненциальной корреляционной функцией. Однако для каждого отдельного пикселя время корреляции может существенно отличаться. Поэтому для аппроксимации экспоненциальной АКФ время корреляции следует выбирать как среднее по всем пикселям изображения.

Изменение параметров распределения свидетельствует о нестационарности наблюдаемого процесса. Для подтверждения данной гипотезы произведена оценка динамической устойчивости KPSS. Результаты проверки приведены на рисунке 4 а). На графике видно, что 74% пикселей изображений, составляющих банк данных, являются нестационарными, что значительно больше, чем допустимый процент, определённый методикой проведения исследований. Оценка длительности интервалов стационарности приведена на рисунке 4 б). Полученная оценка распределения свидетельствует о высокой степени соответствия показательному закону. Для оценки степени соответствия использован известный

статистический критерий согласия хи-квадрат Пирсона. В результате установлено, что полученное распределение интервалов стационарности с доверительной вероятностью не меньше 0.9 соответствует показательному закону.

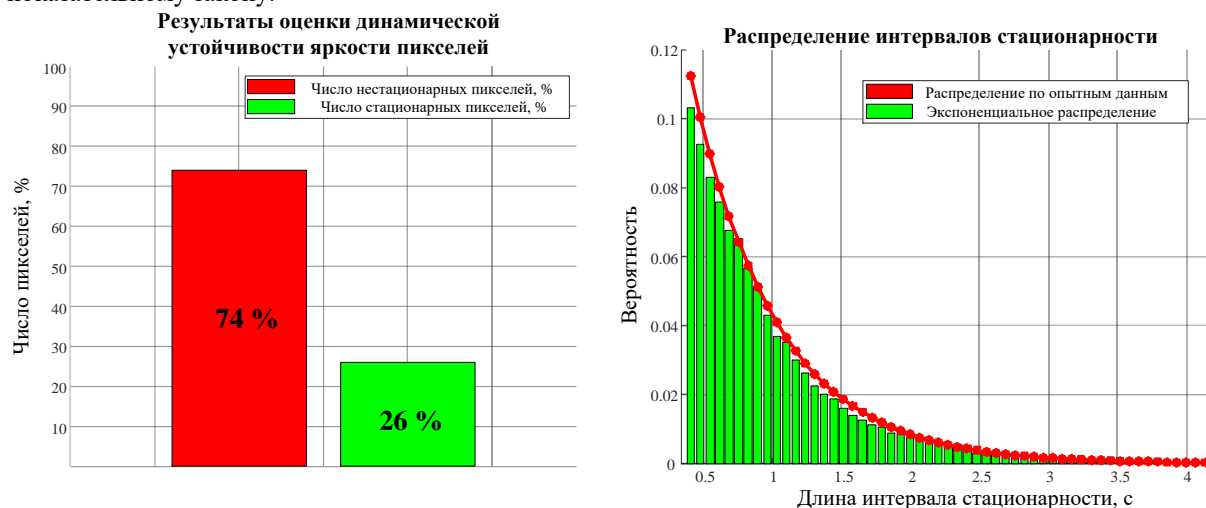


Рис. 4. Результаты оценки динамической устойчивости и распределения интервалов стационарности яркости пикселей

Соответствие длительностей временных интервалов показательному закону говорит о том, что процесс изменения яркости во времени может быть получен при помощи модели марковской последовательности с непрерывным временем, задаваемым Пуассоновским потоком событий.

Результаты экспериментальных исследований

Таким образом, в соответствии с предложенной методикой исследований статистических свойств яркости пикселей изображений, формируемых бортовой ОЛС, математическая модель яркости пикселя, принадлежащего изображению наземного объекта должна обладать следующими свойствами:

1. Закон распределения яркости пикселей не известен и имеет многомодовую структуру;
2. Процесс изменения яркости во времени носит преимущественно нестационарный характер (74 %) и обладает свойствами динамической системы, параметры которой изменяются во времени;
3. Длительности интервалов стационарности распределены по показательному закону, а смена состояний происходит в случайные моменты времени по Пуассоновскому закону;
4. Автокорреляционные свойства яркости во времени могут быть описаны АКФ экспоненциальной формы, время корреляции которой соответствует среднему значению времени корреляции в каждом пикселе изображения объекта.

Список использованных источников

1. Прэт, Э. Цифровая обработка изображений / Э. Прэт; перевод с английского под ред. Д.С. Лебедева. – М.: Мир; 1992 – 312 с.
2. Ягольников, С.В. Автоматическое обнаружение и сопровождение динамических объектов на изображениях, формируемых оптико-электронными приборами в условиях априорной неопределённости. Методы и алгоритмы / О.Б. Гузенко, А.Н. Катулев, А.А. Храмыч, С.В. Ягольников. – М.: Радиотехника, 2015. – 280 с.
3. Сойфер, В.А. Методы компьютерной обработки изображений / В.А. Сойфер и др. – 2-е изд., испр. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 784 с.
4. Алпатов, Б.А. Системы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление / Б.А. Алпатов, П.В. Бабаян, О.Е. Балашов, А.И. Степашкин. – М.: Радиотехника, 2008. – 176 с.
5. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс; пер. с англ. под ред. П.А. Чочиа. – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.
6. Крашеников, В.Р. Статистические методы обработки изображений: учебное / В.Р. Крашеников. – Ульяновск: УлГТУ, 2015. – 167 с.
7. Артемьев, В.М. Основы автоматического управления систем РЭС. Теория динамических систем со случайными изменениями структуры.
8. Kwiatkowski D. Testing of the Null Hypothesis of Stationary against the Alternative of a UnitRoot / D. Kwiatkowski, P.C.B. Phillips, P. Schmidt, Y. Shin (1992) // Journal of Econometrics, 54, 159-178.

УДК 621.396.677.51:621.376

МЕТОДИКА РАСЧЕТА СТРУКТУРЫ И ПАРАМЕТРОВ ОБНАРУЖИТЕЛЯ ЛЧМ СИГНАЛОВ С НЕИЗВЕСТНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

КОВАЛЕВИЧ В. В., ИВАНЮК В. С., РАХОЦКИЙ Д. А.

Военная академия Республики Беларусь
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: vlad.kovalevich@gmail.com

Аннотация. В статье получено универсальное эмпирическое выражение, описывающее потери выигрыша в отношении сигнал/шум при обработке линейного частотного модулированного сигнала с неизвестными параметрами на основе использования дискретного преобразования Фурье. Обоснованы структура и параметры обнаружителя ЛЧМ сигналов, обеспечивающих обнаружение сигналов источников радиоизлучения с потерями выигрыша в отношении сигнал/шум, не превышающими заданную величину.

Abstract. In article the universal empirical expression describing losses of prize in signal-to-noise ratio when processing line frequency modulated signal with unknown parameters on the basis of use of discrete transform of Fourier is received. The structure and parameters of the detector of the LFM-signals providing detection of signals of sources of radio emission with the losses of prize in signal-to-noise ratio which are not exceeding the set value are proved.

Задача пеленгования и определения местоположения радиоэлектронных средств (РЭС) позволяет принять своевременные меры по огневому поражению и радиоэлектронному подавлению вскрытых объектов противника [1, 2], что и определяет ее особую актуальность. При этом задача определения местоположения пеленгуемых РЭС или источников радиоизлучения (ИРИ) осложняется вследствие априорной неопределённости относительно вида и параметров закона модуляции пеленгуемых сигналов. Использование традиционных подходов к решению задачи оптимального обнаружения сигнала в таких условиях не обеспечивает заданное отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе устройств обработки, что приводит к уменьшению дальности обнаружения и снижению точности пеленгования ИРИ. Это особенно характерно при обнаружении источников радиоизлучения, использующих сложные сигналы с большой базой. В контексте рассматриваемой темы будут исследованы возможности обнаружения, обработки и оценки параметров часто применяемого современными РЭС сложного линейного частотного модулированного (ЛЧМ) сигнала с неизвестными параметрами.

В настоящее время разработано достаточно большое количество методов обнаружения и оценки параметров ЛЧМ сигналов с неизвестными параметрами [3, 4, 5]. Все эти методы предполагают определение частотно-временных параметров сигнала, что подразумевает построение многомерной зависимости и поиск ее максимума [3]. Данная задача характеризуется очень высокой вычислительной сложностью. Естественно, что в этом случае необходимо переходить к цифровой обработке принятого ЛЧМ сигнала. Одним из возможных способов цифровой обработки является дискретное преобразование Фурье (ДПФ), обеспечивающее решение задач с высокой вычислительной сложностью [5].

Следует отметить, что способ обработки с применением ДПФ основан на обеспечении взаимосвязи параметров устройства обработки со значением скорости изменения частоты (крутизны) ЛЧМ сигнала [5, 6]. При этом согласование параметров обнаружителя с крутизной ЛЧМ сигнала обеспечивает так называемое «квазиоптимальное» обнаружение ИРИ. Под термином «квазиоптимальное» обнаружение ИРИ понимается обнаружение сигналов с наилучшим выигрышем (W) в ОСШ на выходе устройства обработки (q_{out}) в условиях априорной неопределенности относительно вида и параметров закона модуляции пеленгуемых сигналов. При использовании ДПФ «квазиоптимальное» обнаружение сложных сигналов ИРИ обеспечивается за счет сужения эквивалентной шумовой полосы пропускания фильтров ДПФ ($\Delta f_{эkv}$) до оптимального значения полосы пропускания, определяемого в данном случае скоростью изменения частоты (крутизной) ЛЧМ сигнала. Использование «квазиоптимального» устройства обнаружения позволяет получить потенциальный выигрыш (W) в ОСШ, пропорциональный корню квадратному от базы ЛЧМ сигнала [5]

$$q_{out}^2 = \frac{E_c}{N_0} = \frac{P_c \tau_n}{P_n / \Delta f_{экр}} = \frac{P_c \tau_n \Delta f_{экр}}{P_n} = \frac{P_c}{P_n} \tau_n \sqrt{\frac{\Delta F_M}{\tau_n}} = q_{in}^2 \sqrt{B} = q_{in}^2 W, \quad (15)$$

где q_{in}^2 , q_{out}^2 – отношение сигнал-шум по мощности на входе и выходе «квазиоптимального» устройства обнаружения; E_c – энергия принятого сигнала; N_0 – спектральная плотность мощности входного шума; P_c , P_n – импульсная мощность полезного сигнала и средняя мощность шума на входе «квазиоптимального» устройства обнаружения; τ_n , ΔF_M , B – длительность импульса, девиация и база ЛЧМ-сигнала; $\Delta f_{экр}$ – эквивалентная шумовая полоса приемника.

Достоинством метода обнаружения, основанного на ДПФ, является возможность мгновенного поиска по всем частотно-временным параметрам ЛЧМ сигнала – по длительности, временному положению, центральной частоте, скорости изменения частоты [3].

Постановка задачи

Пусть известны диапазоны возможных значений изменения девиации, длительности импульса и несущей частоты ЛЧМ сигнала ИРИ.

Требуется рассчитать параметры обнаружителя, обеспечивающего «квазиоптимальное» обнаружение ЛЧМ сигнала ИРИ. Такой расчет параметров обнаружителя является двухкритериальной оптимизационной задачей, определяющей минимально необходимое количество каналов обнаружения при максимальном значении выигрыша в ОСШ (минимальных потерях выигрыша) в заданном диапазоне изменения значений девиации, длительности импульса и несущей частоты ЛЧМ – сигнала.

Решение

Задача расчета параметров многоканального фильтрового обнаружителя, обеспечивающего «квазиоптимальное» обнаружение ЛЧМ сигнала предполагает определение полосы пропускания набора «гребенок» узкополосных фильтров, обеспечивающих выигрыш в ОСШ с уровнем потерь, не превышающим заданную величину. Данная процедура может быть реализована путем использования ДПФ с длительностью выборки (количеством отсчетов), обеспечивающей заданную полосу пропускания узкополосных фильтров.

Для расчета параметров «квазиоптимального» обнаружителя ЛЧМ сигналов требуется определить аналитическое выражение, описывающее выигрыш в ОСШ для случая, например, когда величина девиации ЛЧМ сигнала имеет фиксированное значение.

Выражение, характеризующее потери L выигрыша в ОСШ на выходе детектора, получено в середине прошлого века Шлезингером [7, 8] и имеет следующий вид:

$$L_{Schlesinger} = \left(1 + 0,2 \left(\frac{\Delta F_M}{\tau_n \Delta f_{\phi}^2} \right)^2 \right)^{-\frac{1}{4}} = \left(1 + 0,2 \left(\frac{\gamma}{\Delta f_{\phi}^2} \right)^2 \right)^{-\frac{1}{4}}, \quad (16)$$

где ΔF_M – девиация ЛЧМ сигнала; Δf_{ϕ} – полоса пропускания фильтра; γ – крутизна ЛЧМ сигнала.

Далее Хоэфф вывел эмпирическое соотношение [9] поправочного коэффициента потерь, учитывающее не только ширину полосы пропускания фильтра, но и его полную передаточную характеристику по отношению к импульсному сигналу:

$$L_{Hoeff} = \frac{\Delta F_M T_M}{4\alpha} \left(1 + \frac{\alpha}{\Delta F_M \tau_n} \right)^2 = \frac{\Delta F_M}{4f_{\phi}} \left(1 + \frac{f_{\phi}}{\Delta F_M} \right)^2. \quad (17)$$

Однако приведенные выражения для оценки потерь выигрыша в ОСШ (1,2) при выполнении ДПФ дают приближенные результаты.

Уточнение результатов может быть получено путем проведения имитационно-математического моделирования (ИММ) при пропускании ЛЧМ сигнала с постоянной величиной девиации частоты и изменяемой длительностью импульса через канал ДПФ с

фиксированными параметрами. При этом очевидно, что изменение длительности импульса от $\tau_{i \max}$ до $\tau_{i \min}$ при постоянном значении девиации частоты (ΔF_M) обеспечивает изменение крутизны ЛЧМ сигнала в диапазоне ($\gamma_{\min} - \gamma_{\max}$) соответственно.

Зависимости, представленные на рис. 1, а характеризуют потери выигрыша в ОСШ, при обработке сигналов в заданном диапазоне крутизны одним каналом ДПФ с фиксированными параметрами. Данный канал ДПФ является «квазиоптимальным» ($L=0$) лишь для одного значения крутизны ЛЧМ-сигнала. Потери в ОСШ для него являются *относительными*, поскольку они получены для всего заданного диапазона изменения крутизны относительно ее заданной величины, на которую настроен канал ДПФ. Поэтому квазиоптимальное обнаружение ЛЧМ сигнала в заданном диапазоне изменения его параметров требует наличия нескольких таких каналов ДПФ с разными параметрами. Потери в ОСШ, полученные для одного канала ДПФ, относительно потенциального выигрыша в ОСШ являются *абсолютными* для данного канала.

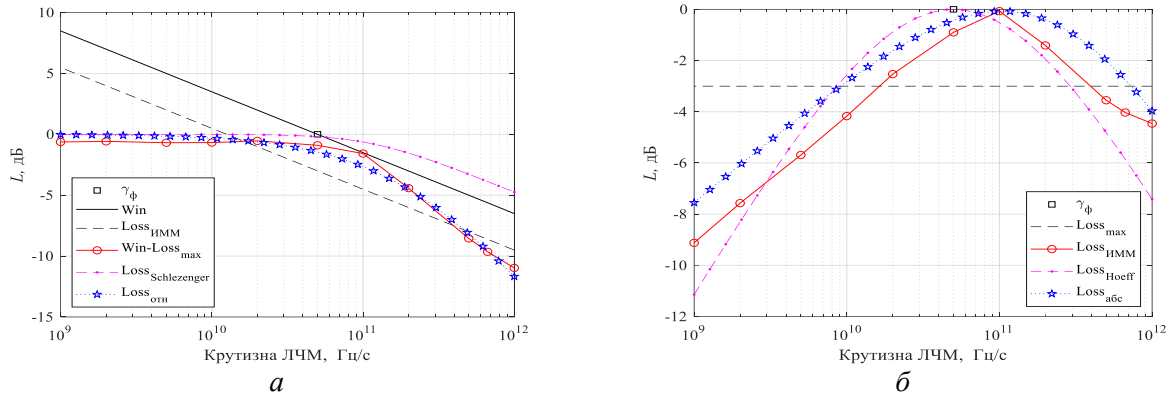


Рис.1. Зависимости потерь выигрыша в отношении сигнал/шум от крутизны ЛЧМ сигнала при фиксированных параметрах канала ДПФ без учета (а) и с учетом (б) потенциального достижимого выигрыша

Графики, представленные на рисунке 1, а показывают, что при увеличении крутизны ЛЧМ сигнала относительно «квазиоптимальной» (γ_ϕ) присутствуют потери выигрыша в ОСШ. Потери обусловлены как рассогласованием параметров канала ДПФ и ЛЧМ сигнала, так и уменьшением базы сигнала. Наклон зависимости составляет (-10 дБ) на декаду. При уменьшении крутизны ЛЧМ-сигнала выигрыш не уменьшается, что обусловлено компенсацией потерь, вызванных рассогласованием параметров фильтра и ЛЧМ сигнала, а также возрастанием базы сигнала, при этом зависимость наклона не имеет.

Графики зависимостей, представленные на рисунке 2, б показывают потери выигрыша в ОСШ при «квазиоптимальной» обработке. При изменении (увеличении/уменьшении) крутизны ЛЧМ-сигнала появляются потери, обусловленные рассогласованием параметров канала ДПФ и ЛЧМ сигнала. При этом зависимость полученных абсолютных потерь характеризуется наличием наклона (-5 дБ) на декаду.

Сравнительный анализ потерь, полученных с помощью имитационного математического моделирования и выражения (2) показал, что они отличаются. В частности, зависимость потерь, описываемая выражением (2), при увеличении крутизны ЛЧМ сигнала имеет наклон (-5 дБ) на декаду, что не соответствует модельным данным равным (-10 дБ). Зависимость относительных потерь с неверным наклоном от крутизны не имеет пересечений с линией допустимых потерь. При использовании выражения (2), всегда будет один результат: требуется один канал с «квазиоптимальной» крутизной, равной минимальной заданной. Данный результат на практике не даст никакого выигрыша, а наоборот значительно уменьшит ОСШ и как следствие вероятность правильного обнаружения.

Анализ зависимостей, представленных на рисунке 2, б показал, что значения абсолютных потерь, полученных с помощью выражения (3), не значительно отличаются от результатов имитационно-математического моделирования. Потери, описываемые выражением (3), характеризуются наличием сдвига в сторону меньшей крутизны, а также большим наклоном зависимости (-10 дБ на декаду, а необходимо -5 дБ). Сдвиг, а также не правильный наклон зависимости (в случае выбора допустимых потерь более 7 дБ) может привести к значительному

увеличению абсолютных потерь выигрыша в ОСШ и как следствие, ухудшению возможностей обнаружителя ЛЧМ-сигналов.

Таким образом, выражения (16) и (17) не позволяют описать потери выигрыша и соответственно провести расчет параметров обнаружителя ЛЧМ сигнала. В то же время выражения (16) и (17) могут быть использованы для описания потерь выигрыша в ОСШ полученных по результатам ИММ.

Поэтому с учетом (16) и (17) были получены эмпирические выражения, описывающие относительные и абсолютные потери выигрыша в ОСШ полученные по результатам ИММ.

$$L_{\text{отн}} = \sqrt{\left(1 + \frac{\gamma}{4\gamma_{\phi}}\right)^{-3}}, \quad (4)$$

$$L_{\text{абс}} = \frac{2\gamma_{\phi}}{\gamma} \left(0.5 + \frac{\gamma_{\phi}}{\gamma}\right)^{-2}. \quad (5)$$

где $\gamma_{\phi} = \Delta f_{\phi} / \tau_{\phi} \approx \Delta f_{\phi}^2$.

Таким образом, структура «квазиоптимального» обнаружителя ЛЧМ сигналов может быть представлена многоканальным устройством с количеством и параметрами каналов, определяемыми заданной величиной потерь в ОСШ.

Для расчета параметров «квазиоптимального» обнаружителя, необходимо найти такое (пороговое) значение крутизны ЛЧМ-сигнала ($\gamma = \gamma_{\text{пор}}$) при котором потери равны максимально допустимым ($L=L_{\text{max}}$). Для этого выражение (5) может быть преобразовано следующим образом:

$$\begin{aligned} L_{\text{max}}^{-1} &= \frac{\gamma_{\text{пор}}}{2\gamma_{\phi}} \left(0.5 + \frac{\gamma_{\phi}}{\gamma_{\text{пор}}}\right)^2 = \frac{\gamma_{\text{пор}}}{2\gamma_{\phi}} \left(0.25 + \left(\frac{\gamma_{\phi}}{\gamma_{\text{пор}}}\right)^2 + 2 \cdot 0.5 \frac{\gamma_{\phi}}{\gamma_{\text{пор}}}\right) = \\ &= \frac{\gamma_{\text{пор}}}{8\gamma_{\phi}} + \frac{\gamma_{\phi}}{2\gamma_{\text{пор}}} + \frac{1}{2} = \frac{\gamma^2 + 4\gamma_{\text{пор}}\gamma_{\phi} + 4\gamma_{\phi}^2}{8\gamma_{\text{пор}}\gamma_{\phi}}. \end{aligned} \quad (6)$$

После выполнения преобразований получим:

$$\gamma_{\text{пор}}^2 + \left(4 - \frac{8}{L_{\text{max}}}\right) \gamma_{\text{пор}}\gamma_{\phi} + 4\gamma_{\phi}^2 = 0. \quad (7)$$

Полученное уравнением является квадратным, и может быть решено относительно двух переменных $\gamma_{\text{пор}}$ и γ_{ϕ} . Решение квадратного уравнения (7) относительно γ_{ϕ} позволяет найти «квазиоптимальное» значение крутизны канала ДПФ.

$$\gamma_{\phi} = \left(\frac{1}{L_{\text{max}}} + \sqrt{\frac{1}{L_{\text{max}}^2} - \frac{1}{L_{\text{max}}}} - 0.5 \right) \gamma_{\text{пор}}. \quad (8)$$

Начальное значение пороговой крутизны примем наименьшей из возможных значений крутизны ЛЧМ сигнала $\gamma_{\text{пор}} = \gamma_{\text{min}}$.

Решение квадратного уравнения (7) относительно $\gamma_{\text{пор}}$ позволяет найти пороговое значение крутизны ЛЧМ сигнала, при которой данный канал ДПФ обеспечивает потери в ОСШ равные заданным

$$\gamma_{\text{пор}} = 4 \left(\frac{1}{L_{\text{max}}} + \sqrt{\frac{1}{L_{\text{max}}^2} - \frac{1}{L_{\text{max}}}} - 0.5 \right) \gamma_{\phi}. \quad (9)$$

Расчет необходимого количества каналов может быть представлен в виде рекуррентного алгоритма последовательных вычислений «квазиоптимальных» значений каналов ДПФ и соответствующих им пороговых значений крутизны с использованием выражений (8) и (9)

$$\begin{aligned} \gamma_{\phi 1} = f(\gamma_{\text{пор}0}, L_{\text{max}}) \Rightarrow \gamma_{\text{пор}1} = f(\gamma_{\phi 1}, L_{\text{max}}) \Rightarrow \gamma_{\phi 2} = f(\gamma_{\text{пор}1}, L_{\text{max}}) \Rightarrow \\ \Rightarrow \gamma_{\text{пор}2} = f(\gamma_{\phi 2}, L_{\text{max}}) \Rightarrow \gamma_{\phi 3} = f(\gamma_{\text{пор}2}, L_{\text{max}}) \Rightarrow \gamma_{\text{пор}3} = f(\gamma_{\phi 3}, L_{\text{max}}) \Rightarrow \dots \Rightarrow \\ \Rightarrow \gamma_{\phi k} = f(\gamma_{\text{пор}k-1}, L_{\text{max}}) \Rightarrow \gamma_{\text{пор}k} = f(\gamma_{\phi k}, L_{\text{max}}), \end{aligned} \quad (10)$$

где k – требуемое количество каналов ДПФ.

Анализ выражений (8) и (9) для расчета «квазиоптимальной» крутизны канала ДПФ и пороговых значений интервалов крутизны показал, что они могут быть преобразованы к обобщенным выражениям, позволяющим произвести расчет значения «квазиоптимальной» крутизны k -ого канала и соответствующего ему порогового значения интервала крутизны:

$$\begin{aligned} \gamma_{\phi k} &= \left(\frac{1}{L_{\text{max}}} + \sqrt{\frac{1}{L_{\text{max}}^2} - \frac{1}{L_{\text{max}}}} - 0,5 \right) \gamma_{\text{пор}k-1}; \\ \gamma_{\text{пор}k} &= 4 \left(\frac{1}{L_{\text{max}}} + \sqrt{\frac{1}{L_{\text{max}}^2} - \frac{1}{L_{\text{max}}}} - 0,5 \right) \gamma_{\phi k}. \end{aligned} \quad (11)$$

где $k = 1, 2, \dots, N_{\phi}$.

Последовательная подстановка выражений (11) друг в друга выполняется до тех пор, пока k -ое значение пороговой крутизны канала ДПФ не превысит максимально возможное значение крутизны ЛЧМ сигнала γ_{max} .

$$\gamma_{\text{пор}k-1} < \gamma_{\text{max}} \leq \gamma_{\text{пор}k}. \quad (12)$$

Количество последовательных подстановок определяет количество каналов ДПФ (N_{ϕ}). Каждый из каналов ДПФ $\gamma_{\phi}(k)$ обеспечивает величину потерь выигрыша в ОСШ в диапазоне крутизны ЛЧМ-сигнала от $\gamma_{\text{пор}k-1}$ до $\gamma_{\text{пор}k}$.

Последовательная подстановка выражений (11) друг в друга позволяет получить «квазиоптимальные» и пороговые значения крутизны каналов ДПФ. Графики зависимости потерь выигрыша в ОСШ от крутизны ЛЧМ-сигнала, построенные по приведенному выше алгоритму, представлены на рисунке 2.

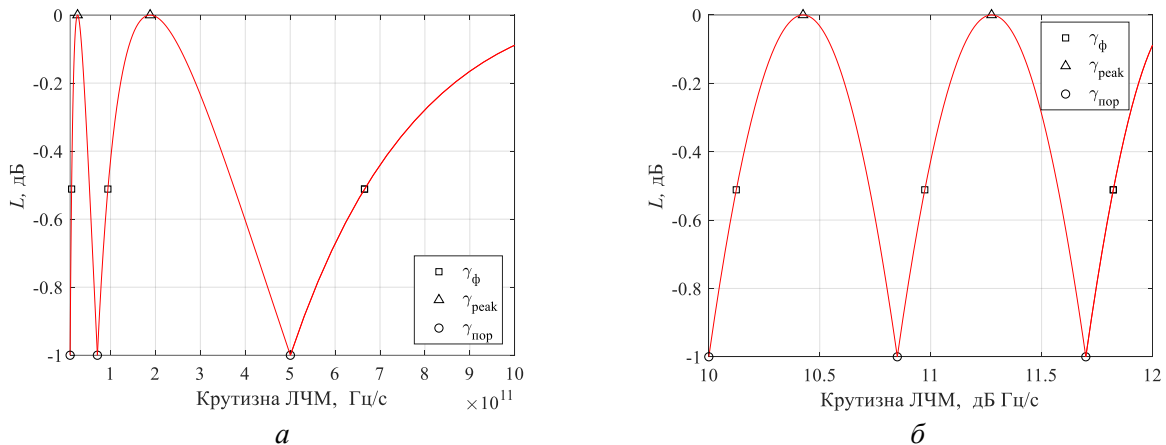


Рис. 2. Зависимости потерь выигрыша в ОСШ от крутизны ЛЧМ сигнала при заданных максимальных потерях в линейном (а) и в логарифмическом (б) масштабе

Как видно из графиков, в линейном масштабе (рисунок 2, а) представленные зависимости не симметричны, но имеют регулярное в логарифмическом масштабе (рисунок 2, б) расположение вдоль оси крутизны. Данная закономерность объясняется тем, что номинальные значения, рассчитанные по системе (11), соответствуют членам конечного степенного ряда вида $a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n$. Использование указанной закономерности позволяет получить необходимое число каналов ДПФ и значения их полос пропускания не рекуррентным алгоритмом, а прямым.

Следует отметить, что количество каналов ДПФ, должно обеспечивать перекрытие возможного диапазона крутизны ЛЧМ сигнала. В случае, когда в возможном диапазоне изменения крутизны ЛЧМ сигнала укладывается не целое количество каналов ДПФ, производится округление. Округление к большему целому позволяет расширить диапазон

параметров ЛЧМ сигнала при ведении радиотехнической разведки, а также снизить потери выигрыша в канале ДПФ. Так как требуемый диапазон параметров известен или обоснован и соответственно в расширении не нуждается, то следует минимизировать потери в каналах. Для этого необходимо расположить округленное количество каналов ДПФ внутри возможного диапазона крутизны ЛЧМ сигнала равномерно.

Таким образом, выполнено аналитическое обоснование структуры и параметров «квазиоптимального» обнаружителя зондирующих ЛЧМ сигналов, обеспечивающих обнаружение сигналов с потерями выигрыша в отношении сигнал-шум, не превышающих заданные. Одним из важнейших достоинств предложенной методики является возможность обеспечения «гарантированного» обнаружения и пеленгования зондирующего сигнала при любой крутизне закона линейной частотной модуляции. Единственным условием является нахождение данной величины в пределах известного (определяемого условиями боевого применения) диапазона значений крутизны ЛЧМ сигнала. Использование «квазиоптимального» обнаружителя ЛЧМ сигналов открывает широкие перспективы его практического внедрения в бортовую аппаратуру радиотехнической разведки (РТР) с целью получения координат ИРИ и дальнейшего использования их в качестве целеуказания средствам огневого поражения.

Список используемой литературы

- 1 Дрогалин В.В., Меркулов В.И., Федоров И.Б. и др. Алгоритмы оценивания угловых координат источника излучения, основанные на методах спектрального анализа. – Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1998, №2.
- 2 Дрогалин В.В., Меркулов В.И., Чернов М.В. Модифицированный алгоритм совместного оценивания угловых координат, мощности и число источников излучения на основе метода Прони и алгоритма Берлекампа. – Радиотехника, 2001, №8.
- 3 Канатчиков А.А. Сравнительный анализ методов обнаружения и определения параметров зондирующих сигналов РСА космического базирования. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №7. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.7.2>.
- 4 Naeff, A.V.: Minimum detectable radar signal and its dependence on parametrs of radar system. – “Proc. IRE”, v. 34, p. 857–861, 1946.
- 5 Гатальский А. М. / Обоснование способа цифровой обработки ЛЧМ-сигнала на основе применения дискретного преобразования Фурье / А. М. Гатальский, А. Г. Боровой вестник ВА РБ №2 2021.
- 6 Космическая радиолокационная съемка земной поверхности в условиях помех [Текст]: монография / И.Ф.Купряшкин, В.П.Лихачев. – Воронеж: Издательство-полиграфический центр «Научная книга», 2014. – 460 с. ISBN 978-5-4446-0481-6.
- 7 Р. Шлезенгер / Радиоэлектронная война, М.: Воениздат. 1963, 320 с.
- 8 Методы и средства радиоэлектронной защиты: учеб. пособие / С. В. Козлов. – Минск: БГУИР, 2019. – 188 с.: ил. ISBN 978-985-543-501-4.
- 9 Отчет о НИР «Ртуть» (заключ.) / Воен. Акад. Респ. Беларусь; рук. А. М. Гатальский; исполн.: В. В. Ковалевич, В.С. Иванюк [и др.]. – Минск, 2021. – 92 с.

УДК 004.77

ОБ ОДНОМ ПОДХОДЕ К ПОВЫШЕНИЮ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОМЫШЛЕННОГО ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ

ЛИСТОПАД Н. И., КАЛЕНКОВИЧ Е. Н.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: listopad@bsuir.by

Аннотация. В статье рассмотрен один из подходов повышения эффективности функционирования промышленного Интернета вещей. Это может быть достигнуто за счет оптимизации сетевого оборудования и применения методов превентивного (профилактического) обслуживания, что позволит обеспечить требования промышленной информатизации по безопасности, доступности, эффективности, надежности и заданного качества обслуживания.

Abstract. The article considers one of the approaches to improve the efficiency of the industrial Internet of things. This can be achieved by optimizing network equipment and applying preventive maintenance methods, which will meet the requirements of industrial informatization for security, availability, efficiency, reliability and a given quality of service.

Введение

Актуальность и важность Интернета вещей заключается в базовых инновационных технологиях, которые обеспечивают его эффективность. Аналитика и моделирование, высокая скорость сети, сенсорные технологии и периферийные вычисления составляют основу Интернета вещей. Поскольку данные поступают от интеллектуальных устройств, необходимы аналитические системы, основанные на искусственном интеллекте и машинном обучении. Многие «вещи» или устройства разрабатываются с поддержкой беспроводных соединений, подключаясь как к Интернету, так и друг к другу. В этой связи Интернет вещей должен поддерживать большую безопасность, эффективность и принятие решений посредством сбора и анализа данных [1].

Особенности предлагаемого подхода

В настоящее время наблюдается неотложный спрос промышленной информатизации на безопасность, доступность, эффективность и надежность сетей промышленного Интернета вещей, обеспечивая при этом требования заданного качества обслуживания. Для решения поставленных задач необходимо оптимизировать функционирование сетевого оборудования при одновременном проведении профилактического обслуживания. Такой подход предлагается как один из методов повышения эффективности функционирования сетей Интернет вещей.

Для реализации данного подхода необходимо сначала точно описать характеристики и функционирование сетевых устройств, затем учесть миграцию сетевых устройств между производственными подсетями и провести анализ их состояния.

Затем на основе методов обнаружения ролей необходимо определить шаблоны связи на уровне узлов в производственных подсетях гибкого производственно-ориентированного промышленного Интернета вещей.

Такая последовательность действий позволит провести анализ состояния сетевых устройств в режимах онлайн и офлайн, выполнить прогнозирование отказов и срока службы оборудования, а также оптимизировать системные служебные данные.

При поддержке промышленного Интернета вещей, производственного оборудования, роботов, мастерских, датчиков и других элементов, с применением искусственного интеллекта и ключевых технологий больших данных выносится решение о проведении профилактического обслуживания [2].

Таким образом, для проведения профилактического обслуживания оборудования предлагается использовать сеть (независимо от того, проводная или беспроводная) для обмена информацией (рабочий статус, роль, данные датчиков и т. д.) между заводскими устройствами. Решение для проведения такого обслуживания принимается по результатам моделирования основных характеристик сети промышленного Интернета вещей, обнаружения ролей, интеллектуального анализа пространственно-временных данных.

На сегодняшний день изначальная идея глобально взаимосвязанных устройств, предметов и вещей дополняется взаимодействием виртуально-цифрового и физического мира, а также характеризуется неизбежной разнородностью стандартов и технологий получения, хранения, обработки и передачи информации на всех уровнях. Как следствие, несмотря на множество попыток реализации Интернета Вещей по всему миру, современная наука и техника до сегодняшнего момента не смогла запустить наподобие Интернета универсально функционирующую, а также достаточно надёжную и безопасную систему Интернета вещей.

В настоящее время вопросы эффективности функционирования промышленного Интернета вещей приобретают особую актуальность в связи ограниченными возможностями использования имеющего сетевого оборудования, а также частотного диапазона. Это особенно актуально для беспроводных сетей, где, как правило, выделенный частотный ресурс является недостаточным для обеспечения заданного качества обслуживания (QoS). В этой связи вопросы функционального моделирования сетей с учетом анализа их состояния и оценки их работы являются важными и актуальными, так как позволяют обеспечить безопасность, снизить затраты, а также повысить эффективность и качество функционирования промышленного Интернета [3].

Вторая не менее важная проблема состоит в обеспечении заданного качества обслуживания при оптимизации размещения и функционирования сетевого оборудования, используемого для Интернета вещей [4].

В предлагаемом подходе представлено теоретическое обоснование обеспечения эффективного функционирования промышленного Интернета вещей на основе беспроводных сетей с обеспечением необходимой производительности сетей передачи данных и заданного качества обслуживания.

Для реализации предлагаемого подхода необходимы новые функциональные модели сети с учетом анализа ее состояния с целью обеспечения безопасности, снижения затрат, повышения эффективности и качества промышленного Интернета вещей.

Необходимы новые рекомендации по повышению эффективности Интернета вещей на основе оптимизации сети передачи данных и повышению эффективности профилактического обслуживания составляющего сеть оборудования.

Требуют разработки и апробации новые критерии и стратегии обеспечения требований QoS для сетей передачи данных, обеспечивающих эффективное функционирование промышленного Интернета вещей.

Заключение

Предлагается один из подходов повышения эффективности функционирования промышленного Интернета вещей путем оптимизации функционирования сетевого оборудования путем точного описания характеристик сетевых устройств, учитывая их миграцию между производственными подсетями и анализ их состояния. На основании проведенных исследований по результатам моделирования основных характеристик сети промышленного Интернета вещей, обнаружения ролей, интеллектуального анализа пространственно-временных данных формируется решение для проведения профилактического обслуживания оборудования.

Резюмируя предлагаемый подход и на основании вышеизложенного предполагается решение следующих задач и направлений исследования.

1. Разработка моделей функционирования промышленного Интернета вещей, позволяющих корректно описывать характеристики и поведения сетевых устройств.
2. Применение методов обнаружения ролей для анализа функционирования сетевых устройств в производственных подсетях гибкого промышленного Интернета вещей.

3. Разработка методов и рекомендаций для оптимизации профилактического обслуживания, применяя технологии машинного обучения и анализа данных
4. Разработка методов сбора и обработки информации о состоянии устройств и данных датчиков сети Интернета вещей с целью минимизации максимальной задержки.
5. Разработка новых критерии и стратегий обеспечения требований QoS/QoE, ориентированных на функционирование промышленного Интернета вещей и обеспечивающие надежность всей сети.
6. Разработка моделей, методик, рекомендаций по безопасности, доступности, эффективности и надежности функционирования промышленного Интернета вещей.

Материал публикации подготовлен при финансовой поддержке Белорусского Республиканского Фонда Фундаментальных Исследований.

Список используемых источников

1. Грингард, С. Интернет вещей. Будущее уже здесь / С. Грингард. – Москва: Альпина Паблишер, 2016. – 185 с.
2. Фан Пейру, Ли Цзюнь. Пути развития безопасности цепочки поставок промышленного Интернета // Китайская инженерная наука. 2021. № 2. С. 57–60.
3. Zhiwei Zhao, Wei Dong, Jiajun Bu, Liu Peng/ Link correlation aware data dissemination in wireless sensor networks.// IEEE Transactions on industrial electronics. — 2015. — Vol. 62, N 9. — P. 5747 — 5757.
4. Листопад Н. И., Лавшук О. А. OoS маршрутизация в сетях телекоммуникаций// Доклады БГУИР. 2022; № 5 (3):45-53.

УДК 004.93'1

ОБЗОР АЛГОРИТМОВ РАСПОЗНАВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

БОБРОВА Н. Л., ЧАЙКИН И. С.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: bobrova@bsuir.by, ighor.chaikin@gmail.com

Аннотация. В данной статье автором рассматриваются наиболее используемые алгоритмы распознавания изображений, в том числе и алгоритмы получения признаков распознавания. Тема является актуальной, так как в последние годы появляется всё больше проектов в сфере компьютерного зрения, в том числе и от начинающих разработчиков, поэтому необходимо знать механизм работы наиболее востребованных алгоритмов распознавания, их преимущества и недостатки.

Введение

Распознавание изображений — основная задача в области компьютерного зрения. В настоящее время известно множество методов и алгоритмов для её решения. Часто свойства объекта, который необходимо обнаружить на изображении, не имеют строгих математических параметров, их необходимо формализовать. Но описать все свойства практически невозможно, а избыточная подробность описания делает вычисления неоправданно сложными и ресурсоёмкими. Поэтому, в процессе математической формализации допускаются упрощения, которые в результате снижают качество алгоритма и понижают точность [1]. Таким образом, выбор конкретного алгоритма зависит от оптимального соотношения допустимой сложности вычислений и необходимой точности результата.

Примитивы Хаара

Необходимо определить все признаки, характеризующие сущность распознаваемых объектов или явлений, так как неполнота информации приводит в дальнейшем к ошибкам или невозможности правильной классификации [2]. Примитивы Хаара - один из наиболее простых алгоритмов получения признаков, являющийся результатом сравнения яркости двух прямоугольных областей. Различают два случая, для каждого из которых существуют свои отличные вариации формул: пересекающиеся и непересекающиеся области (см. рис. 1).

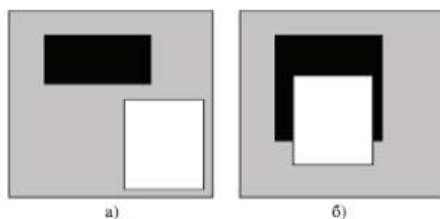


Рис. 1. Признаки распознавания объектов:

а) – пересекающиеся области б) – непересекающиеся области

Признак, называемый также откликом, для непересекающихся областей можно вычислять по следующим формулам:

$$R = \frac{S_w}{N_w} - \frac{S_b}{N_b} \quad (1)$$

$$R = S_w - S_b \quad (2)$$

$$R = \begin{cases} 1, & \frac{S_w}{N_w} > \frac{S_b}{N_b} \\ -1, & \frac{S_w}{N_w} \leq \frac{S_b}{N_b} \end{cases} \quad (3)$$

Для пересекающихся областей используются иные формулы:

$$R = \frac{S_w}{N_w} - \frac{S_b - S_{b \cap w}}{N_b - N_{b \cap w}} \quad (4)$$

$$R = S_w - (S_b - S_{b \cap w}) \quad (5)$$

$$R = \begin{cases} 1, & \frac{S_w}{N_w} > \frac{S_b - S_{b \cap w}}{N_b - N_{b \cap w}} \\ -1, & \frac{S_w}{N_w} \leq \frac{S_b - S_{b \cap w}}{N_b - N_{b \cap w}} \end{cases} \quad (6)$$

При этом формулы (4), (5) и (6) для пересекающихся областей являются альтернативой формулам (1), (2) и (3) для непересекающихся соответственно. S - сумма яркостей находящихся под областью пикселей. N - количество находящихся в области пикселей. Индексы w , b и $b \cap w$ относятся к белой, чёрной областям и пересечению чёрной и белой областей соответственно. Преимущество откликов подобного свойства в том, что они не зависят от масштабирования изображения, а также смещения по шкале яркости [1].

Алгоритм Хафа

Данный алгоритм используется для поиска (распознавания) прямых либо кривых линий на изображении. Рассмотрим поиск прямых. Идея состоит в том, что любую прямую, заданную уравнением $y = kx + b$, можно описать парой параметров ρ, θ , где первый означает длину перпендикуляра, опущенного на прямую из точки с координатами $(0, 0)$, а второй - угол между данным перпендикуляром и положительным направлением оси абсцисс (см. рис. 2)

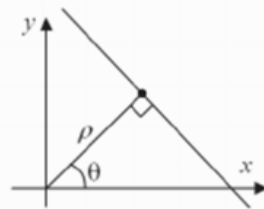


Рис. 2. Задание прямой параметрами ρ и θ

Через точку в декартовой плоскости можно провести бесконечное множество прямых. Если эта точка имеет координаты (x_0, y_0) на изображении, то все прямые, проходящие через неё, соответствуют уравнению $\rho(\theta) = x_0 \cdot \cos\theta + y_0 \cdot \sin\theta$ [3]. В пространстве (ρ, θ) такое уравнение описывает синусоиду. Точки пространства (x, y) , принадлежащие одной прямой, в свою очередь, соответствуют одной определённой точке пространства (ρ, θ) (пространство Хафа). Точка пересечения нескольких синусоид в пространстве Хафа, имеющая координаты (ρ_0, θ_0) (см. рис. 3), соответствует прямой, которой принадлежат несколько точек пространства (x, y) .

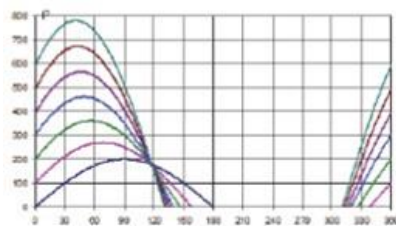


Рис. 3. Пересечение синусоид в пространстве

При этом каждой точке пространства (x,y) соответствует своя синусоида. Каждой точке (ρ_0, θ_0) пространства (ρ, θ) можно поставить в соответствие счётчик, соответствующий количеству точек (x,y) , лежащих на прямой $x \cdot \cos \theta_0 + y \cdot \sin \theta_0 = \rho_0$ [3]. Поиск прямых сводится к выбору точек пространства (ρ, θ) с наибольшими значениями счётчика.

Алгоритм сравнения с шаблоном

Данный алгоритм представляет собой универсальный способ найти объект на изображении, ориентируясь на его форму. Шаблон определённой формы в процессе перемещения по изображению (см. рис. 4) сравнивается с фрагментом, соответствующим текущему местоположению шаблона. При каждом изменении положения изображения вычисляется метрика, отражающая совпадение. Метрика записывается в итоговую матрицу R для каждого положения в виде (x,y) [1]. В зависимости от выбранной формулы, координаты наиболее вероятного местоположения объекта соответствуют максимальному либо минимальному значению рассчитанной метрики (см. рис. 5). В большинстве случаев в качестве метрики используют среднеквадратичную разность значений яркости изображений шаблона и текущего фрагмента.

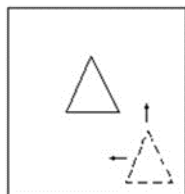


Рис. 4. Перемещение шаблона

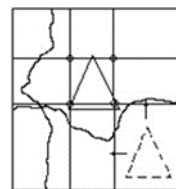


Рис. 5. Обнаружение наиболее вероятного местоположения объекта

Данный алгоритм является наиболее простым для понимания, однако среди недостатков можно отметить высокую ресурсоёмкость. К тому же, изображение шаблона не является динамически масштабируемым – то есть, если объект в кадре несколько меньше или больше шаблонного – он, скорее всего не будет выделен [4].

Заключение

Алгоритмы распознавания изображений являются основой для проектирования новых и модернизации имеющихся систем распознавания. В зависимости от сложности поставленной задачи и требуемой точности выполнения, могут быть выбраны различные алгоритмы и их комбинации. Немаловажен, в частности, ответственный подход к выбору алгоритмов получения признаков. При этом стоит внимательно относиться к преимуществам и недостаткам того или иного алгоритма в конкретной ситуации. В данной статье были рассмотрены наиболее хорошо изученные алгоритмы распознавания изображений, которые уже могут быть использованы в процессе проектирования приложений, выполняющих задачу распознавания.

Список литературы

1. Цветков, А. А. Алгоритмы распознавания объектов / А. А. Цветков, Д. К. Шорох, М. Г. Зубарева, С. В. Юрсков, А. В. Шуклин, А. Л. Хамуш, И. Б. Ануфриев // Технические науки: проблемы и перспективы: материалы IV Междунар. науч. конф., Санкт-Петербург, июль 2016 г./редкол.: И. Г. Ахметов (гл. ред.) [и др.]. – СПб.: Свое издательство, 2016. – Т.38. – С. 20–27.
2. Серебряная, Л. В. Методы и алгоритмы принятия решений: учеб.пособие / Л. В. Серебряная, Ф. И. Третьяков. – Минск БГУИР, 2016. – 64 с.
3. Кудрина, М. А. Использование преобразования Хафа для обнаружения прямых линий на изображении / М. А. Кудрина // Изв. Самарского научного центра РАН. – 2014. – Т.16, №4(2) – С. 476–478.
4. Национальная библиотека им. Н.Э. Баумана [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ru.bmstu.wiki>. – Дата доступа: 25.10.2022.

УДК 004.032.26+57.087.1

ОБЗОР НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В БИОМЕТРИИ

АЙТЖАНОВ С. Д., БУРАМБАЕВА Н. А., КАЗИЕВА Н. М.

*Евразийский Национальный Университет имени Л.Н. Гумилева
(г. Астана, Казахстан)*

Аннотация. Современные технологии развиваются семимильными шагами и биометрические методы информации не отстают и сделали большой толчок в темпе развития этой отрасли. И конечно, современные технологии не обходятся без искусственного интеллекта, что можно также сказать и про биометрию. Большой вклад в развитие биометрии внесли нейронные сети. Какие нейронные сети применяются в отрасли биометрии? В статье представлен краткий обзор существующих нейронных сетей, наиболее часто используемых для обработки биометрической информации.

Abstract. Modern technologies are developing by leaps and bounds and biometric methods of information are not lagging behind and have made a big push in the pace of development of this industry. And of course, modern technologies cannot do without artificial intelligence, which can also be said about biometrics. Neural networks have made a great contribution to the development of biometrics. What neural networks are used in the biometrics industry? The article provides a brief overview of the existing neural networks most commonly used for processing biometric information.

Введение

Биометрия это процесс, который позволяет проводить измерения человеческих физиологических и поведенческих характеристик. Являясь уникальными характеристиками человека, на основе этих данных имеется возможность провести идентификацию личности человека. С каждым годом биометрические методы совершенствуются и изобретают новые виды биометрической идентификации. В биометрии можно получить данные множества измерений, наподобие отпечатков пальцев, лицевой биометрии и заканчивая структурой вен на тыльной стороне ладони. Биометрические методы защиты информации позволяют повысить меры безопасности в определенных местах, которые должны быть безопасными. Это способствует находиться в большей безопасности для общества, позволяя только авторизованным людям покидать охраняемые объекты и не допуская посторонних людей. Высокий уровень развития современных цифровых технологий предоставляет возможность проводить идентификацию по биометрическим данным довольно быстро, безопасно, просто, практически без ошибок и с низкими затратами [1].

Необходимо понимать, что сегодня информация занимает критически важное место в жизненном процессе практически всех организаций, и биометрическая информация, не является исключением. Современные отрасли безопасности и частные лица находят биометрию как эффективное решение для безопасной идентификации. Являясь такой же цифровой информацией, как и все другие, биометрическая информация не застрахована от кражи, изменения и даже удержания с целью получения выкупа. Она, как и другая информация, используемая для идентификации, может подвергаться всем видам утечек данных и правонарушениям, которые могут иметь колоссальное влияние как на жизнеспособность организации, так и лично на жизнь человека. И сегодня остро стоит вопрос защиты биометрической информации, которая может быть использована для идентификации.

Анализ используемых нейронных сетей

Наиболее часто используемыми идентификаторами является отпечаток пальца, лицо, радужная оболочка глаза, геометрия руки, термограмма лица, ДНК, рисунок вен, почерк, походка человека, голосовые характеристики человека и многие другие. Надо отметить, что современное общество не имеет должного понимания о возлагаемых на них рисках конфиденциальности и безопасности при использовании биометрических методов идентификации. Далеко не секрет, что для идентификации людей используются современные методы идентификации личности. И среди них наиболее активными являются биометрические методы идентификации. В большинстве случаев для обработки полученных биометрических необходимы нейронные сети. Причиной этого является то, что биометрическая информация имеет большой объем, который надо обработать быстро и без ошибок. Передовые технологии позволяют создавать различные новые системы идентификации на основе биометрической информации, которые применять отличные от текущих методов определения. Однако, когда дело доходит до потенциальной идентификации, необходимо понимать, что нейронные сети не одинаковы. Все биометрические системы собирают биометрическую информацию, вводят эти данные в базу данных и продолжают собирать новую информацию для сопоставления с базой данных в поисках соответствия. Но нейронные сети отличаются по способу идентификации. Все они хорошо работают для идентификации людей с помощью компьютерного анализа различных частей тела. Также они позволяют решать классы задач в распознавании человека по изображению лица, такие как поиск в больших базах данных, контроль доступа и контроль фотографий в документах. Они имеют рядовые отличия как по виду требования, которые предоставляются к системам распознавания, так и по методам их решения [2].

Необходимо отметить, что нейронные сети позволяют разбивать пространство признаков на определенные области, которое подходит классам классификации, распознавания и кластеризации. Нейронные сети упрощают процесс извлечения важных характеристик, проводить сжатие и реконструкцию образов, прогнозировать временные ряды и находить решения по АП. Задачи с организованным преобразованием пространства и его распознаванием с учетом топологии пространства решаются нейронными сетями [3].

При исследовании нейронных сетей необходимо понимать, что они различаются по многим характеристикам по требованию к их функционированию. В случае использования нейронных сетей в биометрии, то они будут различаться по характеру связей, формированию связей, его функционированию, характеру настройки синапсов и другим характеристикам [4].

Для проведения вычислений биометрии применяют большой ассортимент нейронных сетей. Чаще всего применяют однослойные и многослойные нейронные сети, сверточные нейронные сети, нейронные сети прямого распространения, нейронные сети высокого порядка, рекуррентные нейронные сети и многие другие [5]. Какой стоит выбрать тип нейронной сети для оптимального проведения вычислений биометрических характеристик? Для ответа на этот наводящий вопрос проведем исследование ряда некоторых общеизвестных, так и менее известных, внушающих надежду, типов нейронных сетей, которые можно применить в изучении биометрии.

Рассмотрим основные отличительные особенности у некоторых типов нейронных сетей. У однослойной нейронной сети входной слой проводит прием и распределение сигналов нейронов. Далее со входного слоя сигналы перенаправляются на выходной слой, что в итоге необходимые расчеты производятся во втором слое. В процессе проводится преобразование сигнала и выводится ответ. Причиной этого является то, что входные нейроны объединены с основным слоем благодаря разновесным синапсам, которые предоставляют лучшую связь [6].

Многослойная нейронная сеть формируется из последовательно соединенных слоев, где нейроны предыдущего слоя своим выходом непосредственно имеют связь с нейроном каждого слоя и т.д. Также там формируются ряд промежуточных слоев. Их количество напрямую связано с уровнем сложности нейронной сети. Процедура анализа полученной информации устроена так, что на имеющемся промежуточном слое данные анализируются и распределяются. Помимо этого, многослойная нейронная сеть имеет ряд определенных трудностей с локальным минимумом, при процессе выбора архитектуры, при установке скорости обучения нейронной сети. На рисунке 1 изображена многослойная нейронная сеть [7].

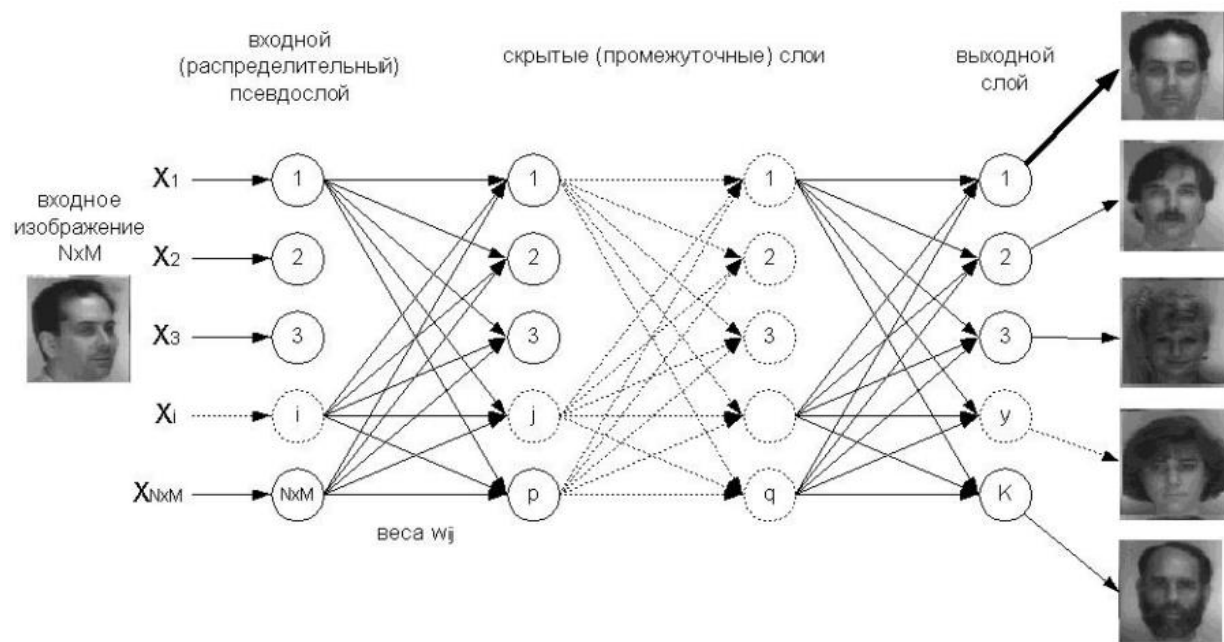


Рис. 1. Многослойная нейронная сеть [8].

Сверточная нейронная сеть имеет отличительную структуру. Она содержит в себе целый ряд слоев. Первым слоем является входной слой. Этим слоем является JPEG-изображение с размером 48x48 пикселей. При загрузке изображение разделяется на синий, красный и зеленый каналы и тем самым выводит 3 изображения. Данный слой берет во внимание двумерную топологию изображений и содержит некоторое количество карт признаков. Бывают случаи, когда количество карт признаков равен одному. Это обуславливается характером изображения, а точнее когда изображение серого цвета. Следующим слоем является сверточный слой. Он содержит карты признаков, каждая из которых имеет синаптическое ядро, что является одним из отличительных фишек этой нейронной сети. При большом количестве карт повышается уровень качества распознавания. При этом время, требуемое на вычисления, увеличивается [9]. Ядра задаются определенными габаритами для достижения четного размера карт признаков сверточного слоя. Впоследствии это дает избежать потерь данных при изменении показателя размерности в подвыборочном слое. Веса сверточной нейронной сети дают возможность уменьшить количество связей и найти те же значения определенного признака по всей области текущего изображения. Подвыборочный слой сокращает значения размерности карт признаков предыдущего слоя как минимум в 2 раза. Причиной является в размере ядра (2x2). Полносвязный слой классифицирует, проводит моделирование сложной нелинейной функции и дополнительно проводит ее модификацию чем повышается показатель качества распознавания. Последний слой сверточной нейронной сети - выходной слой. Этот слой имеет связь с предыдущим слоем.

Итоговое число нейронов на этом слое зависит от классов распознавания, которые задаются пользователем. На рисунке 2 изображена общая структура сверточной нейронной сети [10].

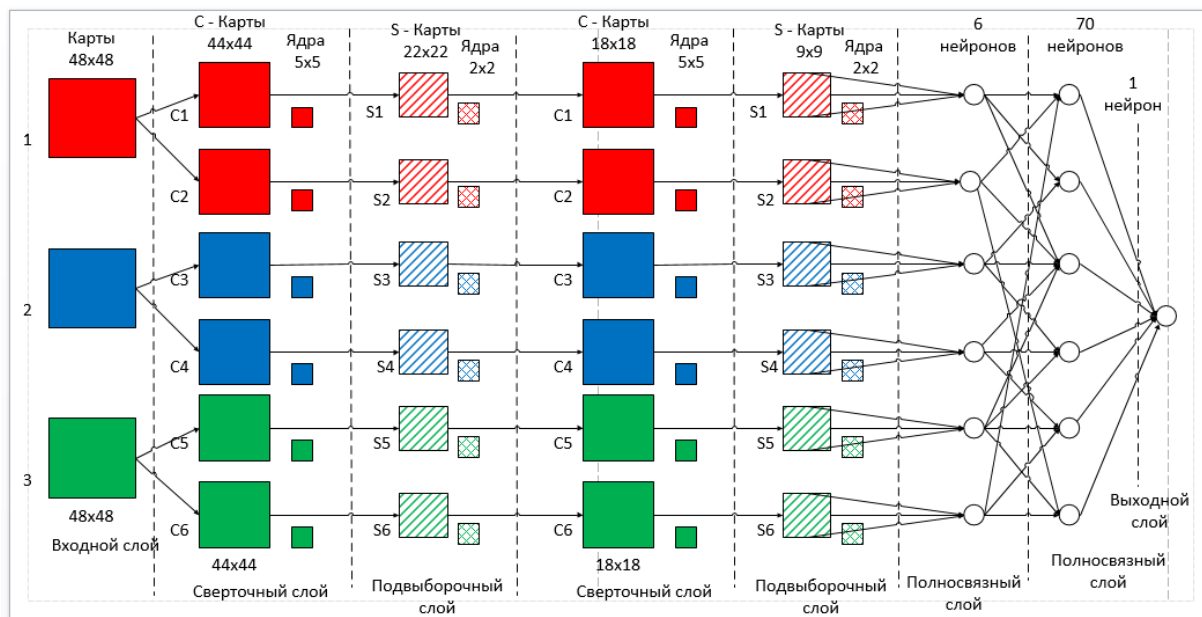


Рис. 2. Структура сверточной нейронной сети [11].

Следующая нейронная сеть является рекуррентная нейронная сеть. Суть этой сети состоит в поэтапном применении данных. Особенность этой сети состоит в осуществлении идентичного задания для фрагмента последовательности, итог связан от предшествующих расчетов. Говоря простыми словами, это нейронная сеть, сохраняющая данные, и предусматривающая предыдущие данные. Этот вид нейронных сетей успешно применяются при выполнении заданий NLP. LSTM является разновидностью рекуррентной нейронной сети, которая более предпочитаема в большинстве случаев по причине лучшего хранения предшествующих данных. На рисунке 3 изображена общая структура рекуррентной нейронной сети [12].

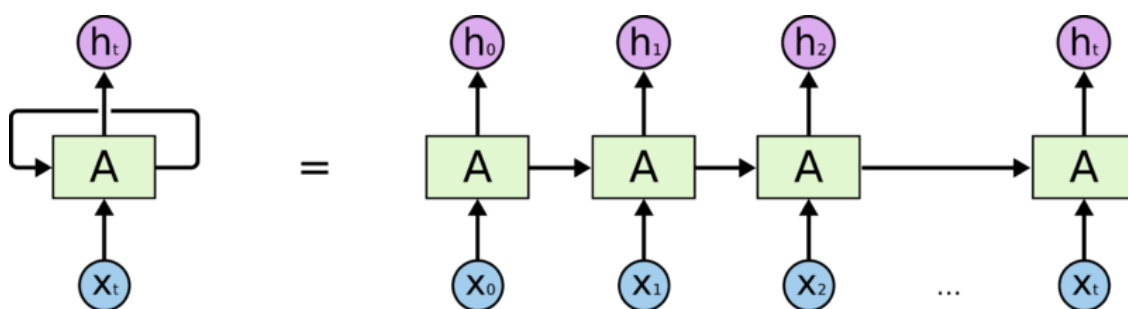


Рис. 3. Структура рекуррентной нейронной сети [13].

Заключение

Ежегодно изобретаются новые виды применения и обучения нейронных сетей для отрасли биометрии. Нейронные сети позволяют упростить и повысить качество работы все больше и больше. Развитие биометрических методов с применением нейронных сетей дадут большой шаг к перспективному безопасному будущему, а также защите личных данных каждого человека. На

сегодняшнее время огромный потенциал биометрических методов защиты информации еще не полностью раскрыт, но даже сейчас современные технологии обеспечивают нашему обществу безопасность как в бытовых ситуациях, так и на глобальном уровне.

Список использованных источников

1. Порхун М. И. Моделирование слуховых патологий и методы их коррекции на основе субполосной обработки звукового сигнала. – 2019.
2. Jiao L. et al. A survey of deep learning-based object detection //IEEE access. – 2019. – Т. 7. – С. 128837-128868.
3. Wang C. et al. A framework for behavioral biometric authentication using deep metric learning on mobile devices //IEEE Transactions on Mobile Computing. – 2021.
4. Solano J. et al. A Siamese Neural Network for Behavioral Biometrics Authentication. – 2020.
5. Чурилин Г. Н., Максимова Е. А. Биометрия в информационной безопасности //NBI-technologies. – 2019. – Т. 13. – №. 4. – С. 30-36.
6. Катасёв А. С., Катасёва Д. В., Кирпичников А. П. Нейросетевая биометрическая система распознавания изображений человеческого лица //Вестник Казанского технологического университета. – 2016. – Т. 19. – №. 18. – С. 135-138.
7. Иванов А. И. Автоматическое обучение больших искусственных нейронных сетей в биометрических приложениях //Пенза: ОАО «ПНИЭИ. – 2013.
8. <https://habr.com/ru/post/322392/>
9. <https://otus.ru/nest/post/1263/>
10. http://uiip.basnet.by/structure/1_ori/starovoitov/Starovoitov_Publication_section/11_Starovoitov02prep.pdf
11. <https://waksoft.susu.ru/2021/11/01/chto-takoe-nejronnye-seti-s-priamoj-svyazyu/>
12. <https://neurohive.io/ru/osnovy-data-science/glubokaya-svertochnaja-nejronnaja-set/>
13. <https://neurohive.io/ru/osnovy-data-science/rekurrentnye-nejronnye-seti/>

УДК 612.81:004.032.26

ОБРАБОТКА ДАННЫХ С ВОЛНОЙ P300 НЕЙРОСЕТЯМИ

ЖУРАВЛЁВ Д. В., РЕЗИНЧЕНКО А. А.

Воронежский государственный технический университет
(г. Воронеж, Российская Федерация)

E-mail: ddom1@yandex.ru, andrei.reznichenko2017@yandex.ru

Аннотация. В статье представлен обзор нейросети предназначенной для обработки данных с волной P300. Рассматриваемая нейросеть имеет меньшую точность в сравнении с профессиональным оборудованием для регистрации данных ЭЭГ. Однако, она может быть использован в учебных целях.

Abstract. The article presents an overview of the neural network intended for data processing with the P300 wave. The considered has less in comparison with professional equipment for recording EEG data. However, it can be used for training.

Введение

Электроэнцефалография (ЭЭГ) – это высокоточный способ диагностики функционального состояния головного мозга посредством измерения его биоэлектрической активности. Биоэлектрическая активность представляет собой разность потенциалов, которая генерируется в результате активации работы нейронов головного мозга. Запись ЭЭГ осуществляют за счёт расположения особым образом электродов электроэнцефалографа.

Описание работы НКИ

Важно правильно распознать сигналы электроэнцефалограммы. Для этих целей создаются специальные нейрокомпьютерные интерфейсы (НКИ). НКИ обеспечивает канал связи между пациентом и компьютером. НКИ - это компьютерная система, производящая обмен данными между головным мозгом и вычислительным устройством. К основным функциям НКИ можно отнести:

- предварительная обработка полученных данных
- классификация данных
- преобразование в команду
- осуществление двух сторонней связи с пользователем

На рис. 1 представлено описание работы НКИ.

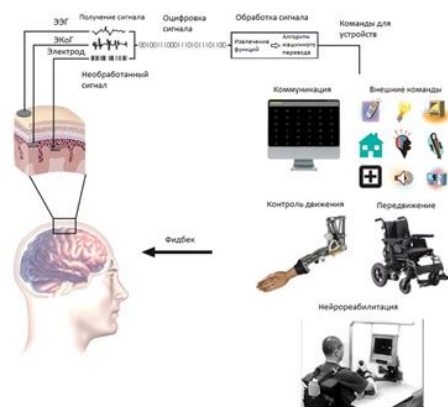


Рис. 1. Описание работы НКИ

В настоящее время, для совершенствования представления о когнитивных процессах, ведётся изучение потенциала, связанного с событием или волны P300. Волна P300 это электрофизическая реакция, возникающая в результате активации работы нейронов головного мозга. Эта реакция представляет собой положительный всплеск на ЭЭГ. Максимальное значение потенциала P300 достигается примерно через 300 мс после активации стимулирующего воздействия.

Обзор нейросети

В данной работе представлен обзор работы нейроинтерфейса Emotiv EPOC для регистрации и обработки данных с волной P300. Нейроинтерфейс Emotiv EPOC имеет 14 датчиков, которые считывают сигналы головного мозга. В процессе работы нейроинтерфейс регистрирует сигналы, как от мозга, так и от мышц. Сигналы от мышц сильнее, чем от мозга, поэтому их нужно отфильтровать. Чтобы это сделать, необходимо получить дополнительный сигнал оттуда, где имеется сигнал от мышц, но отсутствует сигнал от мозга. Это могут быть точки в височной или ушной области. Поскольку возможны два способа расположения опорных каналов, то необходимо добавить ещё четыре дополнительных датчика. Схема расположения датчиков представлена на рис. 2.

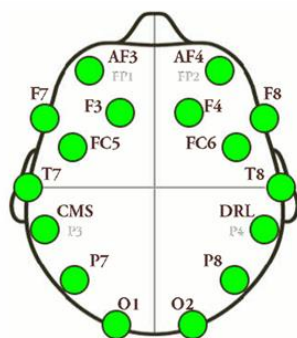


Рис. 2. Схема расположения электродов НКИ для снятия ЭЭГ

В табл. 1 представлены исходные данные для нейросети.

Таблица 1. Исходные данные для нейросети.

Параметр	Значение
Общее число каналов	14
Наименование каналов	AF ₃ , AF ₄ , F ₃ , F ₄ , F ₇ , F ₈ , FC ₅ , FC ₆ , P ₇ , P ₈ , T ₇ , T ₈ , O ₁ , O ₂
Тип дискредитации	Последовательный доступ, один АЦП
Частота дискредитации	128 Гц
Разрешение	16 бит
Пропускная способность	0.2-45 Гц
Динамичный диапазон	256 mVpp
Тип связи	По переменному току
Связь с компьютером	Проприетарный протокол, частота 2.4 ГГц
Тип батареи	Литий-ионный
Длительность работы с использованием батареи	12 ч

Как уже отмечалось ранее, волна P300 это отклик мозга на стимулирующее воздействие (рис. 3). P 300 это положительный всплеск с амплитудным значением 2-5 мкВ и временной задержкой примерно 300-600 мс с момента подачи стимулирующего воздействия. Измерение волны P300 происходит при расположении особым образом электродов в областях головы Fz,

Cz, Pz (рис. 4). Поскольку амплитудные значения сигнала отклика мозга на стимулирующее воздействие очень небольшие, то довольно часто этот сигнал не виден на записи ЭЭГ, так как он скрыт шумом. Поэтому, для его обнаружения нужно найти средние значения сегментов сигнала каждого отклика мозга на стимулирующее воздействие. Эти средние значения называются эпохой. Для получения среднего значения необходимо несколько раз повторить эксперимент.

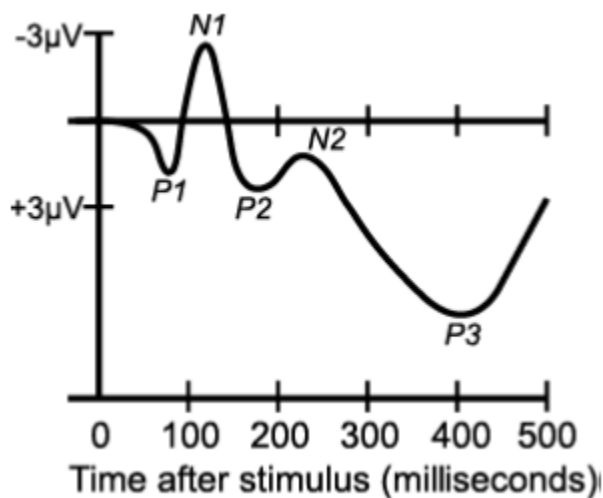


Рис.3. Компоненты волны P300

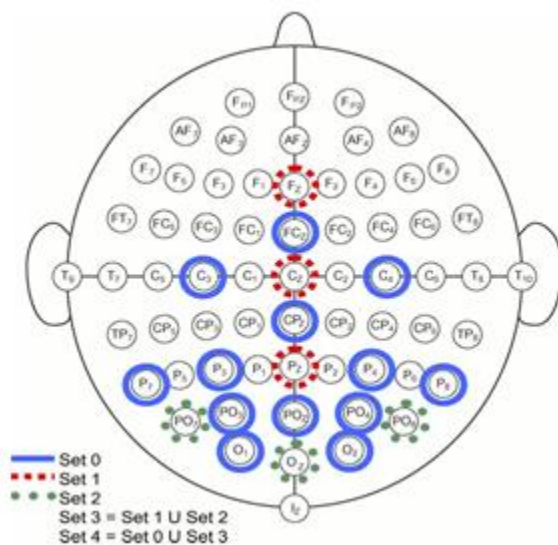


Рис. 4. Схема расположения электродов на голове

Эксперимент

Эксперимент проводился по следующей схеме. Для получения волны P300 использовалась программа OpenVibe. Длительность стимулирующего воздействия (вспышки) была взята 125 мс. Данные сигналов мозга записывались в нейросеть. Затем, запись ЭЭГ была отфильтрована с полосой пропускания 20 Гц. Данные обрабатывались программой MathLAB. На рис. 5 представлена блок схема эксперимента.

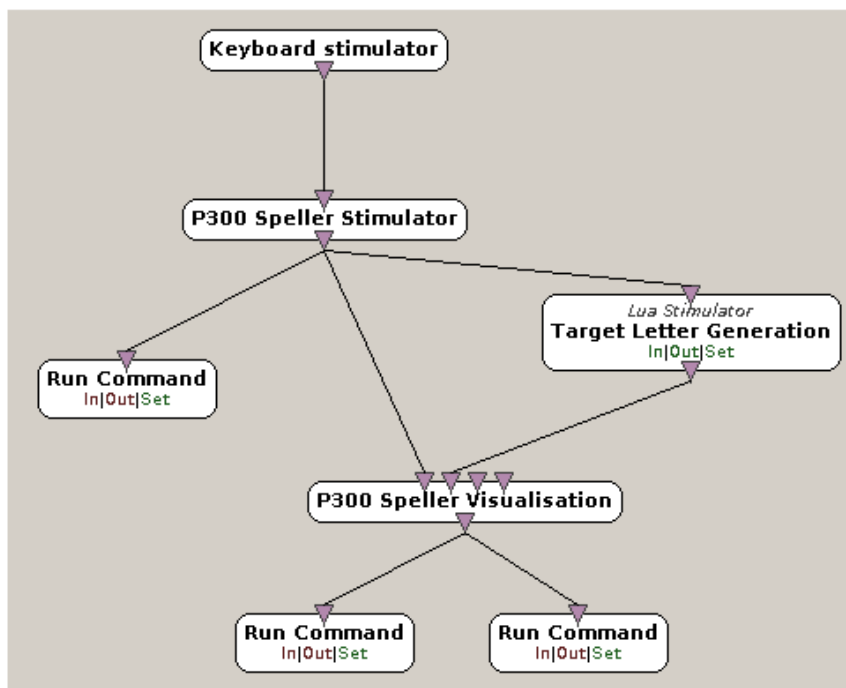


Рис. 5. Блок схема эксперимента

На первом этапе эксперимента были получены данные ЭЭГ. Затем, было проведено обучение нейросети. Данные ЭЭГ обрабатывались фильтром xDAWN, необходимого для снижения количества каналов, имеющих влияние на вызванный потенциал. Программа рассчитала весовые коэффициенты для каждого канала нейроинтерфейса. Также был определён канал, оказывающий существенный вклад на вызванный потенциал. Во второй части эксперимента было проведено обучение нейросети различию строк и столбцов. Обучение проходило по принципу первой части эксперимента. Далее OpenVibe определяет оценку точности работы классификатора. Точность составила примерно 71%.

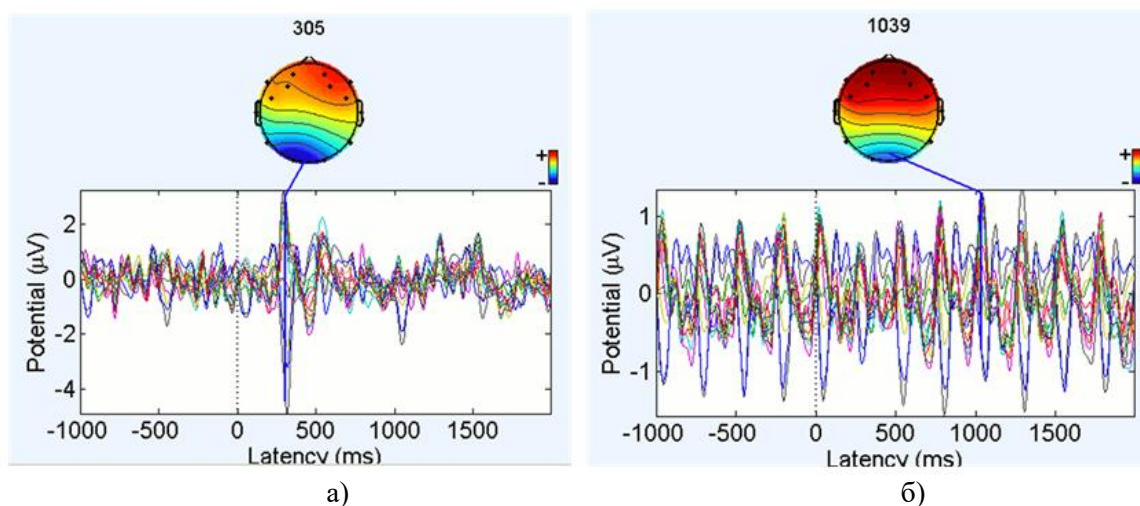


Рис. 6. График отклика целевых(а) и нецелевых(б) сигналов

На рис. 6 (а) видно, что через 305 мс после подачи стимулирующего воздействия по всем каналам ЭЭГ появляются сигналы волны P300, в то время как на рис. 6 (б) такого не происходит, так как отсутствует стимулирующее воздействие. Следует отметить, что амплитуда волн нецелевых сигналов ниже, чем амплитуда волн целевых сигналов.

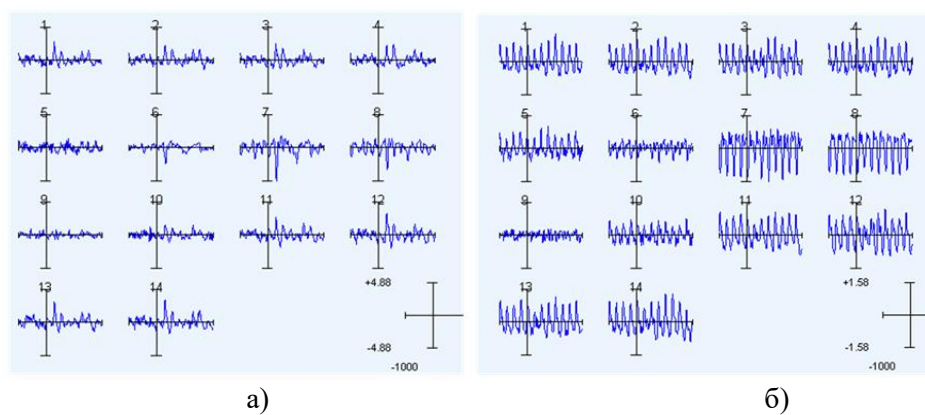


Рис. 7. Отклик волн мозга на целевое(а) и нецелевое(б) стимулирующее воздействие по каждому каналу.

На рис. 7 (а) самое высокое значение амплитуды отклика мозга на целевое стимулирующее воздействие находится в каналах 7 и 8.

Заключение

Таким образом, нейросеть даёт возможность обнаружить сигналы головного мозга. Действие шумовых составляющих можно снизить путём использования особых техник, например, фильтрация, усреднение. В то же время, данная нейросеть имеет более низкую точность, в сравнении с профессиональным оборудованием.

Список использованных источников

1. Журавлев Д.В. Аппаратура для электроэнцефалографических исследований: монография / Д.В. Журавлёв; ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет». – Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2021. – 258 с.
2. Звездочкина Н. В. Исследование электрической активности головного мозга / Н. В. Звездочкина. - Казань: Казанский ун-т, 2014. 59 с
3. Каплан А.Я. Нестационарность ЭЭГ: методологический и экспериментальный анализ//Успехи физиологических наук. 1998 Т.29. №3

УДК 004.93:004.4'244

ПОСТПРОЦЕССИНГОВАЯ ОБРАБОТКА ДАННЫХ С АППАРАТНОГО ГЕНЕРАТОРА СЛУЧАЙНЫХ ЧИСЕЛ

ПИКУЗА М. О.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: maksimpikuza@gmail.com

Аннотация. Рассмотрены и программно реализованы методы постпроцессинговой обработки, такие как метод исключяющего ИЛИ, метод фон Неймана, метод Н-функции, метод S-блоков, метод конечных разностей. Проведено тестирование с использованием наборов статистических тестов NIST исходной и программно обработанных последовательностей с опытного образца квантового генератора случайных чисел. Показаны результаты тестирования и сделан вывод о наиболее эффективном методе постпроцессинговой обработки.

Abstract. Methods of post-processing processing, such as the XOR method, the von Neumann method, the H-function method, the S-box method, and the finite difference method, are considered and software implemented. Testing was carried out using sets of NIST statistical tests of the original and software-processed sequences from a prototype quantum random number generator. The results of testing are shown and a conclusion is made about the most effective method of post-processing processing.

Введение

В качестве источника случайности используют аппаратные генераторы случайных чисел (ГСЧ). Основой случайности в таких генераторах являются хаотически изменяющиеся параметры физических процессов, такие как тепловой и квантовый шум. Воздействие внешних факторов может значительно ухудшить статистические характеристики аппаратных ГСЧ, что ограничивает сферы его использования. Для улучшения статистических характеристик ГСЧ используются различные методы постпроцессинговой обработки [1].

Методы постпроцессинговой обработки данных с ГСЧ

Существует множество методов постобработки, которые позволяют улучшить статистические характеристики случайной последовательности, полученной с аппаратного ГСЧ. Применение методов постобработки приближают энтропию к идеальному значению и позволяют устранить смещение распределения. Недостатком большинства методов постобработки является уменьшение длины выходной последовательности. Рассмотрим некоторые из методов постпроцессинговой обработки.

Метод исключяющего ИЛИ (XOR). Входной поток случайных чисел разбивается на блоки по два бита, после чего над каждым блоком проводится операция исключяющее ИЛИ, результат которой записывается в выходной поток.

Метод фон Неймана (Von Neumann). Входной поток случайных чисел разбивается на блоки по два бита. Если блок равен 01, то в выходной поток записывается 0, если блок равен 10, то в выходной поток записывается 1, если блок равен 00 или 11, то в выходной поток не записывается ничего.

Метод Н-функции (H function). Входной поток случайных чисел разбивается на блоки по 16 бит, каждый блок разбивается на два байта: A1 и A2. Далее применяется Н-функция, которая вычисляется как: $H(A1, A2) = A1 \oplus RL(A1, 1) \oplus A2$, где \oplus - операция исключяющего ИЛИ, $RL(A1, 1)$ - операция циклического сдвига влево на 1 байта A1. Результат выполнения Н-функции размером 8 бит записывается в выходной поток в двоичном виде.

Метод S-блоков (S-box). Входной поток случайных чисел разбивается на блоки по 48 бит, каждый блок разбивается на 8 частей по 6 бит. Каждой из частей соответствует своя заранее заданная таблица (S1-S8) из 4-х строк (0-3) и 16-ти столбцов (0-15), в каждой из ячеек таблицы содержатся числа от 0 до 15, при чем в строках числа не повторяются. Из 6-ти бит каждой части

получается необходимая позиция в таблице согласно следующему принципу: номер строки образуется из старшего и младшего бита (5-й, 0-й), номер столбца образуется из оставшихся 4-х бит (4-й, 3-й, 2-й, 1-й). Число из полученной ячейки размером 4 бита записывается в выходной поток в двоичном виде [2].

Метод конечных разностей (Finite differences). Входной поток случайных чисел разбивается на блоки по 8 бит., т.е. по байтам. Каждый байт преобразуется в число с плавающей запятой. Далее производится вычисление конечной разности 47-го над полученной последовательностью байтов. Результат вычисления преобразуется в положительное целое число и представляется в двоичном виде. От этого двоичного числа берется 45 младших бит и записывается в выходной поток [3].

Проверка эффективности методов постпроцессинговой обработки

Для проверки эффективности методов постпроцессинговой обработки было написано специализированное программное обеспечение, реализующее рассмотренные ранее методы постобработки. Данная программа позволяет открыть файл с исходной последовательностью случайных чисел, применить выбранный метод постобработки и сохранить полученную последовательность чисел в новый файл.

В качестве источника случайной последовательности был взят опытный образец квантового ГСЧ. Данный ГСЧ работает следующим образом. Светодиод под воздействием импульсов низкой интенсивности в результате квантовых процессов генерирует поток фотонов. Эти фотоны регистрируются кремниевым фотоэлектронным умножителем, на выходе которого формируется аналоговый сигнал пропорционально количеству зарегистрированных фотонов. Далее аналоговый сигнал с помощью порогового дискриминатора и делителя частоты преобразуется в двухуровневый цифровой шум. Полученная последовательность двоичных чисел объединяется в байты и отправляется на ПЭВМ.

В ходе проверки с ГСЧ была получена и записана в файл последовательность случайных чисел. К полученной последовательности применялись рассматриваемые методы постобработки. Образованные после применения методов новые последовательности чисел записывались в отдельные файлы. Размер файлов и процент отношения размеров новых файлов к исходному указаны в таблице 1.

Таблица 1. Размеры исходного и преобразованного файлов

Метод обработки	Размер файла (байт)	Отношение к исходному размеру
Hardware RNG	11109571	100%
XOR	5554785	50%
Von Neumann	2012567	18,1%
H function	5554785	50%
S-box	7406380	66,7%
Finite differences	62491072	562,5%

Для сравнения статистических характеристик исходной последовательности и последовательностей после применения методов постобработки использовался набор статистических тестов от NIST, позволяющий исследовать различные типы отклонения от случайности [4]. Результаты тестирования файлов с последовательностями приведены в таблице 2.

Таблица 2. Результаты тестирования методов постобработки тестами NIST

Тесты \ Методы обработки	Hardware RNG	XOR	Von Neuman n	H function	S-box	Finite differences
Frequency				+		+
Block Frequency						+
Cumulative Sums				+		+
Runs	+	+	+		+	+
Longest Run				+		+
Rank				+		+
FFT				+		
Non Overlapping Template						+
Overlapping Template						+
Universal						+
Approximate Entropy						
Random Excursions				+		+
Random Excursions Variant				+		+
Serial						
Linear Complexity	+	+	+	+	+	+
Σ	2	2	2	8	2	12

В таблице указаны результаты проведения тестов NIST (в столбце 1 названия тестов) над исходной последовательностью с ГСЧ (столбец 2) и последовательностями, полученными разными методами постобработки (столбцы 3-7). Успешно пройденные тесты отмечены символом «+» в соответствующих строках. В последней строке указана сумма всех успешно пройденных тестов для конкретного метода постобработки.

Из результатов тестирования видно, что большинство рассматриваемых методов уменьшают длину выходной случайной последовательностей относительно исходной. Исключением является метод конечных разностей, после применения которого длина последовательности увеличилась. Это связано с тем, что из каждых входных 8 бит алгоритм извлекает 45 бит. Также из результатов видно, что только применение метода Н-функции и метода конечной разности показали увеличение количества пройденных статистических тестов, что говорит об улучшении статистических характеристик выходной последовательности. Остальные методы не смогли улучшить характеристики ГСЧ, т.к. исходная последовательность имеет достаточно плохие статистические характеристики, что связано с воздействием внешних факторов на ГСЧ.

Заключение

В ходе изучения возможности улучшения статистических характеристик аппаратного ГСЧ при помощи постпроцессинговой обработки было установлено, что наиболее эффективными методами являются метод Н-функции и метод конечной разности. При этом после применения метода конечной разности длина последовательности увеличилась более чем в 5 раз, а количество пройденных статистических тестов возросло с 2 до 12. Это говорит о том, что данный метод является эффективным и его можно применять для улучшения статистических характеристик различных аппаратных ГСЧ.

Список использованных источников

1. Herrero-Collantes M. Quantum Random Number Generators / M. Herrero-Collantes, J.C. Garcia-Escartin // *Reviews of Modern Physics*. – 2017. – №89(1).
2. Avaroglu E., Tuncer T. A novel S-box-based postprocessing method for true random number generation / E.Avaroglu, T. Tuncer // *Turk J Elec Eng & Comp Sci*. – 2020. – №28. – P. 288-301.
3. Chizhevsky V.N. Symmetrization of single-sided or non-symmetrical distributions: the way to enhance a generation rate of random bits from a physical source of randomness / V.N. Chizhevsky // *Phys. Rev. E*. – 2010. – №82(5).
4. A Statistical Test Suite for Random and Pseudorandom Number Generators for Cryptographic Applications / National Institute of Standards and Technology. – Gaithersburg, Maryland, 2010.

УДК 621.396.96

ПРИМЕНЕНИЕ ЛОГАРИФМИЧЕСКОЙ АРУ В РЛС

МАРЧУК Т. М., ГРИНКЕВИЧ А. В.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: timur23martschuk@yandex.ru

Аннотация. В докладе рассматривается логарифмическая АРУ, ее преимущества и недостатки, реализация в Matlab/Simulink.

Abstract. The report discusses the logarithmic AGC, its advantages and disadvantages, implementation in Matlab/Simulink.

В большинстве РЛС для обеспечения линейной обработки (без ограничения амплитуды) принятых сигналов применяются те или иные средства для управления уровнем общего усиления.

Регулировка усиления приемника необходима для настройки его чувствительности таким образом, чтобы обеспечить наилучший прием сигналов с амплитудами, изменяющимися в широких пределах. При этом различие амплитуд может быть вызвано не только зависимостью от дальности. Принимаемые сигналы могут быть отраженными от целей с разной эффективной поверхностью или представлять собой помехи. Поэтому в некоторых радиолокационных приемниках применяют схемы автоматической регулировки усиления (АРУ) по среднему уровню принимаемого сигнала [1].

Как правило, современные РЛС содержат несколько каскадов автоматической регулировки уровня усиления сигнала (АРУ). Часть из них выполняется в аналоговом виде и обеспечивает постоянный уровень сигнала на входе АЦП для наиболее эффективной работы блоков ЦОС. Цифровая часть приемной системы также нередко содержит несколько систем регулировки усиления. От уровня входного сигнала зависят параметры работы петли синхронизации, построенной на основе петли ФАПЧ [2].

Структурная схема цифровой петли автоматического регулирования уровня сигнала показана на рисунке 1.

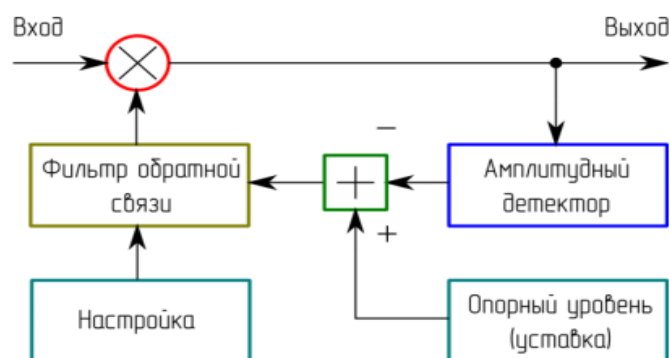


Рис. 1. Структурная схема цифровой петли автоматического регулирования уровня сигнала

На рисунке 2 представлена реализация логарифмической АРУ в Matlab/Simulink, на рисунке 3 представлена Subsystem1 в АРУ.

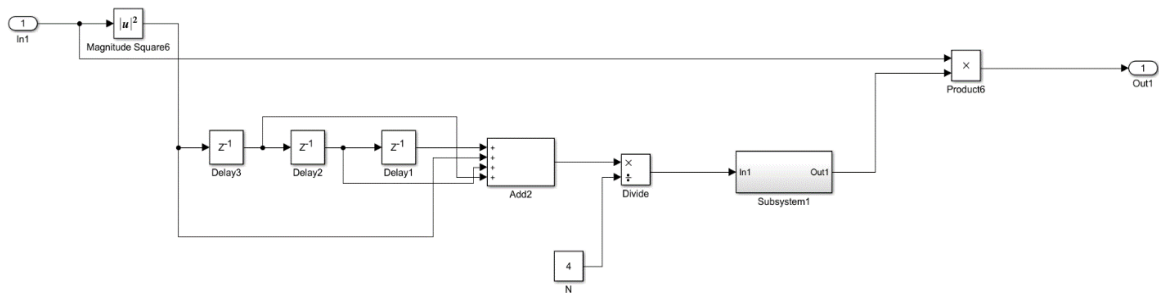


Рис. 2. Реализация логарифмической АРУ в Matlab/Simulink

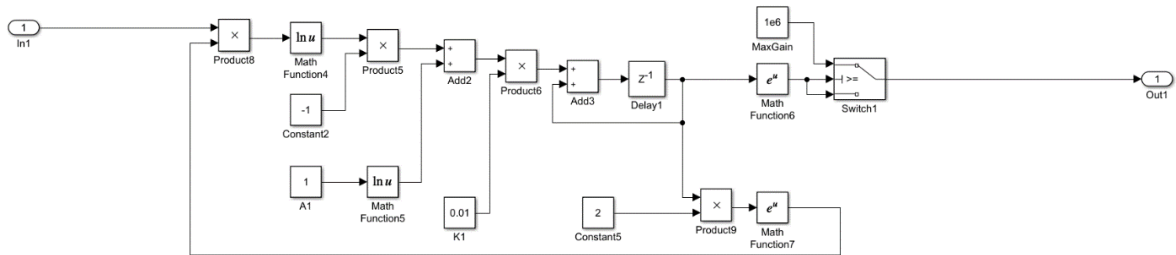


Рис. 3. Subsystem1 в АРУ

N – Averaging length – период обновления (длина окна усреднения в выборках). Увеличение длины усреднения уменьшает дисперсию мощности относительно установившегося значения.

Subsystem1 в АРУ:

A – Desired output power – опорный (желаемый) уровень выходной мощности (в ваттах по отношению к 1 Ом).

K – размер шага (Step size). При его увеличении АРУ быстрее реагирует на изменение уровня входного сигнала. Размер шага влияет на скорость сходимости мощности к заданному значению (с увеличением шага быстрее сходится). Большой размер шага приводит к менее точной коррекции усиления. K изменяется в диапазоне от 0 до 1.

На рисунке 4 представлены результаты моделирования без применения АРУ и с применением логарифмической АРУ (желаемый уровень выходной мощности равен 1 Вт).

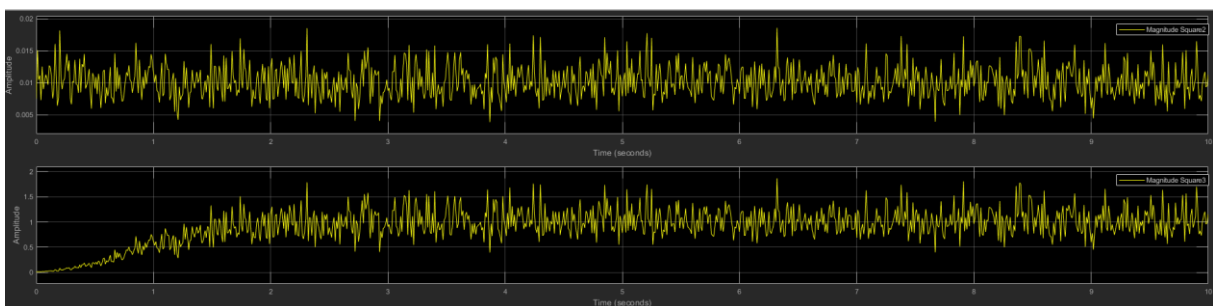


Рис. 4. Результаты моделирования

Преимущество логарифмической АРУ: длительность переходного процесса обратно пропорциональна значению размера шага и не зависит от уровня входного сигнала.

Недостаток логарифмической АРУ: сложность реализации вычисления логарифма.

Заключение

В докладе рассмотрена логарифмическая АРУ, ее преимущества и недостатки, реализация в Matlab/Simulink. По результатам моделирования логарифмическая АРУ показала хороший результат. Ее можно использовать в РЛС для автоматической регулировки и для ручной регулировки (она позволяет оператору выбирать усиление в зависимости от интенсивности отраженного сигнала).

Список использованных источников

1. Основы радиолокации. <https://www.radartutorial.eu/09.receivers/rx08.ru.html>, 16.11.2022.
2. Боев, Н. Системы связи. Подвижные системы связи. Лекции: учебно-методическое пособие / Н. Боев. – Красноярск: Электрон, 2013. – 60 с.

УДК 004.383.1:617.761-027.31

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭМГ/ЭОГ ИНТЕРФЕЙСА ЧЕЛОВЕК-КОМПЬЮТЕР

ГОРЕЛЬЧЕНКО С. В., ШАПОШНИКОВА С. В.

*Воронежский государственный технический университет
(г. Воронеж, Российская Федерация)*

E-mail: wrk8285@gmail.com

Аннотация. Мы представляем электромиографическое/электроокулографическое (ЭМГ/ЭОГ) устройство ввода текста. Оно позволяет пользователям писать предложения, используя только моргание. Моргание обнаруживается с помощью простого порогового метода. Кроме того, устройство удобно в использовании. Устройство основано на бесплатном программном обеспечении с открытым исходным кодом, а также на недорогом оборудовании OpenBCI. Оценка производительности устройства производилась с помощью эксперимента. Результаты показали, что: символы распознавались с точностью 89%; 100% морганий было зарегистрировано.

Abstract. We present Electromyography/Electrooculography (EMG/EOG) speller. It allows users to write sentences or phrases using blinking exclusively. Eye blinks are detected through simple threshold method. Moreover, the speller is comfortable to use. We based it on Open Source software available for free, as well as low-cost OpenBCI hardware. We measured the performance of the interface in an experiment. The results showed that: symbols were recognised at 89% accuracy rate; 100% of eye blinks was detected.

Введение

Интерфейсы человек-компьютер (НСИ) позволяют пользователям отправлять и получать информацию от машины. НСИ различаются по методам и областям применения. Наиболее известными примерами НСИ являются компьютерные периферийные устройства, такие как клавиатура или монитор, используемые для повседневного взаимодействия с компьютером. Однако существуют и более сложные методы, которые позволяют управлять машиной без помощи рук (например, интерфейсы на основе мозговых волн, виртуальная реальность и отслеживание взгляда).

Одним из конкретных примеров полезности НСИ является то, что он может служить средством коммуникации для пациентов с нейродегенеративными заболеваниями, такими как боковой амиотрофический склероз. Эти пациенты имеют ограниченный контакт с окружающей средой или вообще его отсутствие. Для них создаются узкоспециализированные устройства, обеспечивающие взаимодействие человека с компьютером. Одним из таких решений является Brain Computer-Interface (BCI), который измеряет электрическую активность мозга [1]. Однако указанные интерфейсы требуют специального проектирования и обучения пользователей, не говоря уже о затратах на подобного рода программно-аппаратные средства.

Поэтому, если пациенты могут самостоятельно управлять хотя бы одной мышцей, рекомендуется использовать другие способы общения. Среди этих альтернативных методов есть программы, основанные на измерении движений глазных яблок или анализе моргания. Последнее часто включает в себя написание отдельных букв или цифр. Пользователь просматривает матрицу знаков, из которой затем выбирается один [2]. Сигнал для анализа с помощью компьютера измеряется в области глаз.

Основная часть

В этой статье мы представляем высокоэффективное недорогое устройство ввода текста, которое использует простой усилитель биопотенциалов для определения моргания.

Для получения данных мы использовали плату OpenBCI. OpenBCI представляет собой 8-канальную ЭЭГ (с использованием усилителя ADS1299 производства Texas Instruments и 8-

разрядного микроконтроллера Atmega328P). Основной электрод помещали на FPz (стандарт 10-20) с референтным электродом на мочке уха (рис. 1) [3].

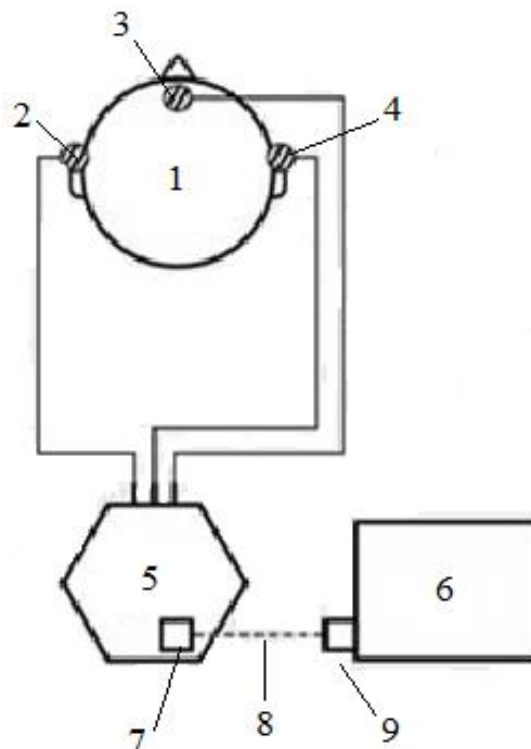


Рис. 1. Расположение и монтаж электродов. Схематическое изображение аппаратной конфигурации, необходимой для устройства ЭОГ/ЭМГ.

1 – Голова участника; 2 – Референтный электрод; 3 – FPz электрод; 4 – GND; 5 – плата OpenBCI; 6 – CPU; 7 – BT адаптер; 8 – Bluetooth соединение; 9 – USB BT адаптер

Основным языком программирования был выбран Python, а основной код для связи с платой и чтения данных был основан на программном обеспечении, предоставленном разработчиком.

После некоторых модификаций адаптированного класса (с дополнительными модулями Python, такими как Scipy или NumPy) мы собрали простой программно-аппаратный комплекс для нашего устройства ввода. Графический интерфейс был создан с использованием пакета Python PsychoPy. Наше приложение позволяет: получать, обрабатывать и обнаруживать моргание в режиме реального времени.

Исходный сигнал был предварительно обработан с использованием фильтра Баттерворта 4-го порядка (сначала полоса пропускания 49–51 Гц, затем полоса пропускания 1–50 Гц). В качестве метода обнаружения моргания использовался пороговый классификатор. Это очень простой, но эффективный способ выявить обширные колебания сигнала [4]. Если полученный сигнал превышает некоторое постоянное значение напряжения (например, 50 мкВ), то фиксируется моргание (рис. 2). После этого ожидается, что сигнал пересечет значение 0 мкВ, чтобы позволить алгоритму обнаружить следующее колебание сигнала, которое можно определить как моргание. С помощью этого метода все моргания успешно обнаруживаются, даже когда субъект очень часто закрывает и открывает глаза. Схематическая версия рабочего процесса обработки в реальном времени изображена на рис. 3.

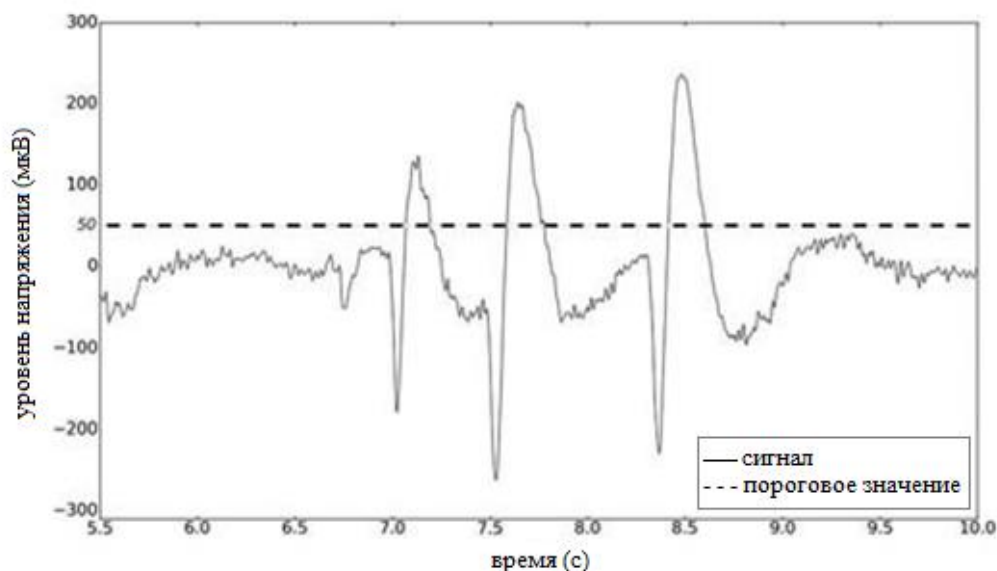


Рис. 2. Обнаружение моргания с использованием порогового алгоритма. Когда сигнал превышает фиксированный порог, событие моргания отправляется в интерфейс устройства.



Рис. 3. Блок-схема, показывающая этапы обработки

Мы провели эксперимент, чтобы проверить производительность нашего устройства. 10 здоровых добровольцев попросили написать одну фразу с помощью нашего устройства. Ни у кого из них не было опыта использования устройств ввода без задействования рук. Матрица знаков (5x5), основанная на матрице, предложенной Дончиным [1] отображалась на экране (рис. 4). Матрица состоит из 25 знаков, включая специальные символы, такие как «удалить» и «пробел». Сначала горизонтальная рамка переключаются между строками, а затем вертикальная рамка между столбцами (пример процедуры приведён на рис. 5). На рисунке текст курсивом, круги и стрелки являются частью описания, а не входят в устройство. Пунктирные стрелки указывают направление переключения строк/столбцов. В поле «Text target» отображается текст, который необходимо набрать, а в поле «Text typed» отображается набранный текст.



Рис. 4. Внешний вид интерфейса

Теперь опишем процесс выбора знака из матрицы. В начале каждый ряд по порядку выделяется на 500 мс (рис. 5а). Участник должен моргнуть, чтобы остановить переключение рядов, тогда выбранный ряд оставался отмеченным. Далее тот же процесс происходит для столбцов (рис. 5б). Введённая буква будет буквой на пересечении отмеченной строки и столбца (рис. 5в).

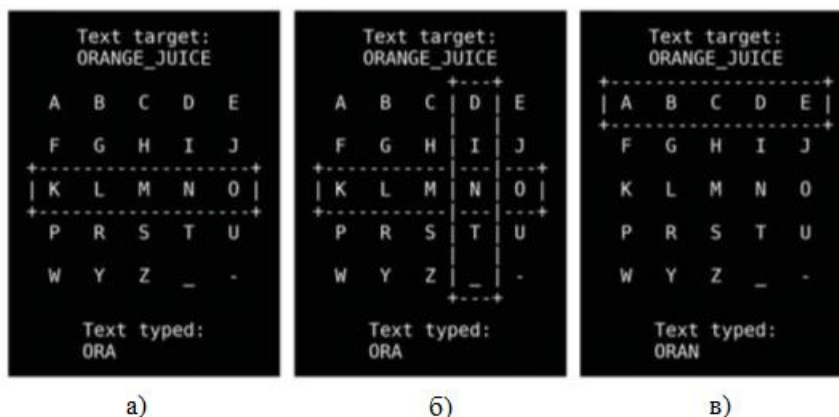


Рис. 5. Процесс выбора знака

Эксперимент состоял из двух частей. Первый этап был тренировочным. Задача на этом этапе состояла в том, чтобы написать «YELLOW_ZEBRA». Идея этапа обучения заключалась в том, чтобы испытуемые узнали, как использовать устройство и его ограничения. Мы можем изменять порог обнаружения моргания индивидуально для каждого участника (амплитуда сигнала во время моргания индивидуальна). Результаты тренировки не записывались. Вторая, и основная, часть была похожа на первую, за исключением того, что нужно было написать другую фразу, а именно: «ORANGE_JUICE». Результаты этого этапа были зафиксированы. Обе фразы состояли из 12 символов.

Мы отдельно проанализировали производительность нашего интерфейса при наборе текста и обнаружении моргания. Правильность написания — это соотношение правильно написанных символов (включая правильное использование удаления знака) ко всем написанным символам. Точность обнаружения моргания — это способность нашего алгоритма правильно обнаруживать моргание (как произвольное, так и спонтанное) в полученном сигнале.

Наше устройство показало очень высокую точность написания знаков (89%). Среднее время написания всех 12 символов составило 66 секунд (таблица 1), что дает 5,5 секунды на каждый знак.

Все моргания были правильно распознаны. Следовательно, точность нашего порогового алгоритма при обнаружении моргания составила 100 % для всех испытуемых.

Таблица 1. Результаты для отдельных испытуемых: точность написания и время, необходимое для написания экспериментальной фразы.

Номер испытуемого	Точность написания знаков (%)	Время написания (с)
1	100	56,1
2	83	85,4
3	93	48,3
4	93	47,2
5	83	52,1
6	83	67,8
7	93	66,5
8	88	75,9
9	93	83,7
10	83	77,6
Итого	89	66,1

Наши результаты в целом аналогичны или лучше, чем у других авторов [5, 6, 7]. Основным преимуществом нашего решения является более короткий период времени, необходимый для написания предложения. Более того, испытуемые относительно быстро учатся пользоваться нашим средством ввода текста на основе ЭОГ.

Результат точности в 89% выше, чем в случае BCI [8]. Кроме того, обычно тренировки для методов с использованием ЭОГ/ЭМГ занимают меньше времени и усилий. На подготовку оборудования (всего 3 электрода) и прохождение тренинга ушло относительно короткое время.

Заключение

Устройство, которое мы представили в этой статье, является одновременно надежным и экономичным. Оно основано на недорогом оборудовании и открытом исходном программном обеспечении. Кроме того, наше устройство ввода текста эффективно и просто в использовании даже после краткого изучения. Мы надеемся, что интерфейсы, внедряемые в медицинских и реабилитационных целях (например, для людей с ограниченным контролем волевых мышц), станут дешевле и доступнее для всех нуждающихся. Наша работа показывает, что эта цель достижима.

Список использованных источников

1. Журавлёв, Д.В. Аппаратура для электроэнцефалографических исследований: монография / Д.В. Журавлёв; – Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2021. – 258 с.
2. Donchin E, K. M. Spencer and R. Wijesinghe. The mental prosthesis: assessing the speed of a P300-based braincomputer interface // IEEE transactions on rehabilitation engineering – 2000. – № 8.2. – P. 174-179.
3. Jukiewicz M. and A. Cysewska-Sobusiak. Low-cost evoked potentials detection for brain computer-interfaces. Computer Applications in Electrical Engineering. – 2015. – № 13. – P. 102-110.
4. Журавлёв, Д.В. Сравнительный анализ параметров усилителей биопотенциалов / Д.В. Журавлёв, В.А. Мещеряков, М.В. Шубин, М.А. Сиваш, В.С. Волков, Д.С. Потапов // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2020. – Т. 16. – № 2. – С. 83 – 89.
5. Vasiljevas M. Development of a concept-based EMG-based speller. // Dyna. – 2015. – №82.193. – P. 170-179.
6. Usakli A. B., S. Gurkan, F. Aloise, G. Vecchiato and F. Babiloni Design of a novel efficient human–computer interface: An electrooculogram based virtual keyboard. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2010. – №59.8. – P. 2099-2108.
7. Zheng M.M., X-R. Gao, Research of Speller System Based on EOG // Chinese Journal of Biomedical Engineering. – 2012. – № 6.
8. Guger C., S. Daban, E. Sellers, C. Holzner, G. Krausz, R. Carabalona, F. Gramatica and G. Edlinger. How many people are able to control a P300-based brain–computer interface (BCI) // Neuroscience letters. – 2009. – №462.1. P. 94-98.

УДК [658.58-047.25+621.376.4]:534.8

РАЗЛИЧЕНИЕ НЕИСПРАВНОСТЕЙ ОБОРУДОВАНИЯ ПРИ ПОМОЩИ МЕЖКОМПОНЕНТНОЙ ФАЗОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

КЕЧИК Д. А., ДАВЫДОВ И. Г.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: ya.dan.kechik@yandex.by

Аннотация. В настоящей работе предложен способ различения величин расцентровки валов, основанный на использовании распределений межкомпонентных фазовых отношений сигналов вибрации. Амплитуды компонентов вибросигнала зависят от скорости вращения вала, что затрудняет анализ вибросигналов широко используемыми методами. Предложенный способ позволяет обойти этот недостаток.

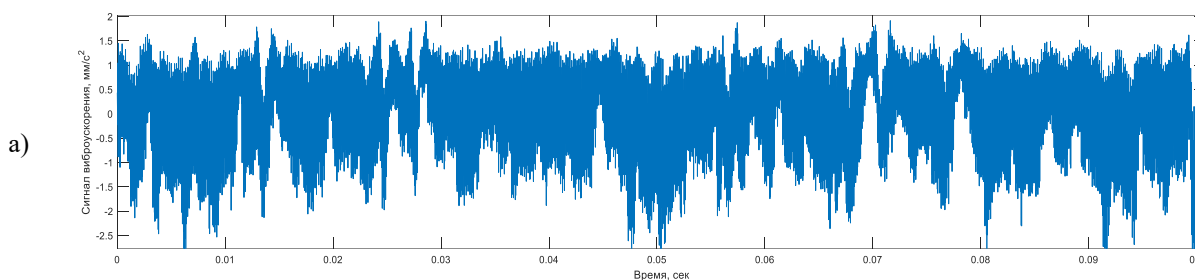
Abstract. Shaft misalignment severity distinction approach, based on inter-component phase relations distribution analysis, has been proposed in this work. The vibrational signal components amplitudes are dependent on shaft speed. That complicates vibration analysis based on wide-spread approaches. The proposed approach allows to overcome this issue.

Введение

Один из способов существенного повышения эффективности производства – внедрение обслуживания оборудования по его фактическому состоянию. Состояние работающего агрегата оценивается методами неразрушающего контроля, в том числе методами виброакустической диагностики. Затраты производства снижаются за счёт уменьшения времени простоя оборудования, предотвращения его внезапных отказов, уменьшения числа ошибок монтажа при сборке за счёт удлинения межремонтного интервала, своевременного выявления подобных ошибок [1].

Одной из распространённых проблем сборки оборудования, приводящая к значительному росту частоты отказа его узлов, является расцентровка соединяемых валов [2]. Выделяют два вида расцентровок: угловая и параллельная. В первом случае, оси соединяемых валов представляют собой пересекающиеся прямые, во втором – параллельные. Наличие обоих видов расцентровки приводит к скрещивающимся осям валов.

Выводы о наличии расцентровки делаются на основании анализа амплитудного спектра вибрации. Как правило, расцентровка характеризуется повышенной амплитудой второй (иногда и третьей) гармоник частоты вращения вала. Пример спектра вибрации, полученной на корпусе подшипника одного из расцентрованных валов, приведён на рисунке 1. Амплитуды составляющих вибрации зависят от мощности оборудования и режима его работы, в том числе нагрузки и скорости. Соотношение между амплитудами так же зависит от скорости вала, поскольку частоты составляющих вибрации могут приближаться к собственным частотам агрегата.



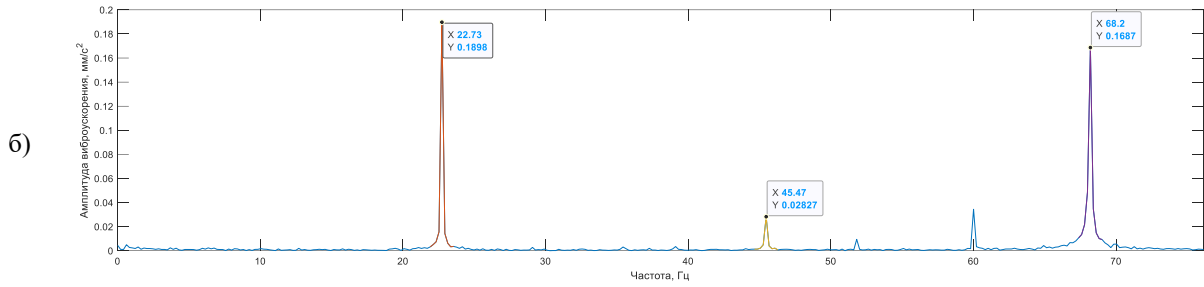


Рис.1. Временная реализация (а) и спектр (б) сигнала вибрации

Чтобы устранить указанные недостатки, в настоящей работе предлагается различие видов и степеней выраженности расцентровки при помощи методов межкомпонентной фазовой обработки сигналов (МКФОС). МКФОС состоит в вычислении линейных комбинаций полных фаз узкополосных компонентов сигнала. Данные комбинации не зависят от начала отсчёта времени.

Предложено оценивать состояния оборудования на основании оценок параметров распределения МКФО. Показано, что распределения МКФО различаются при различных состояниях оборудования. Обоснован выбор теоретического закона распределения.

Предложенный способ обработки вибрации

Полигармоническая вибрация вала моделируется в виде суммы узкополосных колебаний:

$$x(t) = \sum_{h=1}^H x_0(h, t) = \sum_{h=1}^H A_h(t) \cos \Psi_0(h, t) = \sum_{h=1}^H A_h(t) \cos(h\Phi_0(h, t) + \theta(h) + \gamma(h, t)), \quad (1)$$

$$\Phi_0(h, t) = 2\pi \cdot F_0 t + \Delta\phi(t) + \phi_0, \quad \Delta\phi(t) = 2\pi \int_0^T \Delta f_0(t) dt, \quad (2)$$

где H – число квазигармонических колебаний, $A_h(h, t)$ – амплитуда h -го колебания. $\Phi_0(h, t)$ состоит из неинформативных составляющих: $\Delta\phi(t)$ – случайная составляющая, обусловленная флуктуацией частоты, ϕ_0 – начальная постоянная фаза компонентов вибрации, обусловленная случайным моментом начала записи. $\theta(h)$ – постоянная величина, обусловленная запаздыванием возникновения кинематических сил, порождающих колебания на разных частотах. $\gamma(h, t)$ – составляющая, обусловленная влиянием шума.

Существуют линейные комбинации фаз составляющих сигнала, не содержащие неинформативных составляющих $\Phi_0(h, t)$. Такие комбинации называются межкомпонентными фазовыми отношениями (МКФО). Запишем общее выражение МКФО:

$$\begin{aligned} \Theta(k, t) &= \sum_{h=0}^H k(h) \cdot \Psi_0(h, t) = \sum_{h=1}^H k(h) \cdot (h\Phi_0(h, t) + \theta(h) + \gamma(h, t)) = \\ &= \Phi_0(h, t) \cdot \sum_{h=1}^H k(h)h + \sum_{h=1}^H k(h) \cdot (\theta(h) + \gamma(h, t)) \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \Theta(k, t) &= \sum_{h=0}^H k(h) \cdot \Psi_0(h, t) = \\ &= \sum_{h=1}^H k(h) \cdot (h\Phi_0(h, t) + \theta(h) + \gamma(h, t)) = \\ &= \Phi_0(h, t) \cdot \sum_{h=1}^H k(h)h + \sum_{h=1}^H k(h) \cdot (\theta(h) + \gamma(h, t)) \end{aligned}$$

Здесь $k \in Z$ – коэффициенты линейной комбинации. Выражение (3) не зависит от $\Phi_0(h, t)$ при условии

$$\sum_{h=1}^H k(h)h = 0 \quad (4)$$

В качестве информативных признаков состояния оборудования удобно использовать средние значения $\Theta(k, t)$: $\Theta(k) = E[\Theta(k, t)]$. Тогда возможно оценить распределение величины $\Theta(k)$ при различных состояниях оборудования: типах расцентровки и её величине. На основании полученных эмпирических распределений возможно установить пороговые значения $\Theta(k)$. Решение о текущем состоянии оборудования принимается путём сравнения значения $\Theta(k)$ с порогом.

Схема алгоритма оценки $\Theta(k)$ приведена на рисунке 2. Комплексный односторонний спектр $X_h(\omega)$, $i = 1, 2, \dots, H$, h -й составляющей сигнала вибрации $x(t)$ получается умножением комплексного спектра сигнала $X(\omega)$ на оконную функцию:

$$X_h(\omega) = X(\omega) \cdot W(h, \omega),$$

$$W(h, \omega) = \begin{cases} 0, & \text{if } \omega \notin [2\pi \cdot h \cdot (F_0 - \Delta F), 2\pi \cdot h \cdot (F_0 + \Delta F)] \\ 1, & \text{if } \omega \in [2\pi \cdot h \cdot (F_0 - \Delta F), 2\pi \cdot h \cdot (F_0 + \Delta F)] \end{cases} \quad (5)$$

В качестве F_0 принимается частота вращения вала. $\Delta F = 1$ Гц установлена опытным путём. Аналитические сигналы $x_h(t)$, получаемые обратным быстрым преобразованием Фурье (ОБПФ), можно представить в виде:

$$x_h(t) = A_h(t) \cdot \exp(j \cdot \Psi_0(h, t)) \quad (6)$$

Комплексный сигнал $y(t)$, фаза которого представляет собой искомое МКФО, вычисляется по формуле:

$$y(t) = \prod_{h=0}^H (x_h(t))^{k(h)} = \prod_{h=0}^H (A_h(t))^{k(h)} \cdot \exp(j \cdot k(h) \cdot \Psi_0(h, t)) =$$

$$= \left(\prod_{h=0}^H (A_h(t))^{k(h)} \right) \cdot \exp(j \cdot \sum_{h=0}^H k(h) \cdot \Psi_0(h, t)) = A_\Theta(t) \cdot \exp(j \cdot \Theta(h, t)) \quad (7)$$

$\Theta(k, t)$ находится при помощи функции *angle* пакета MatLab по формуле:

$$\Theta(k, t) = \begin{cases} \text{arctg}(S / C), & \text{if } S > 0, C > 0, \\ \text{arctg}(S / C) + \pi, & \text{if } S > 0, C < 0, \\ \text{arctg}(S / C) - \pi, & \text{if } S < 0, C < 0, \\ \text{arctg}(S / C), & \text{if } S < 0, C > 0; \end{cases} \quad (8)$$

$$S = \text{Im}\{y(t)\}, C = \text{Re}\{y(t)\}.$$

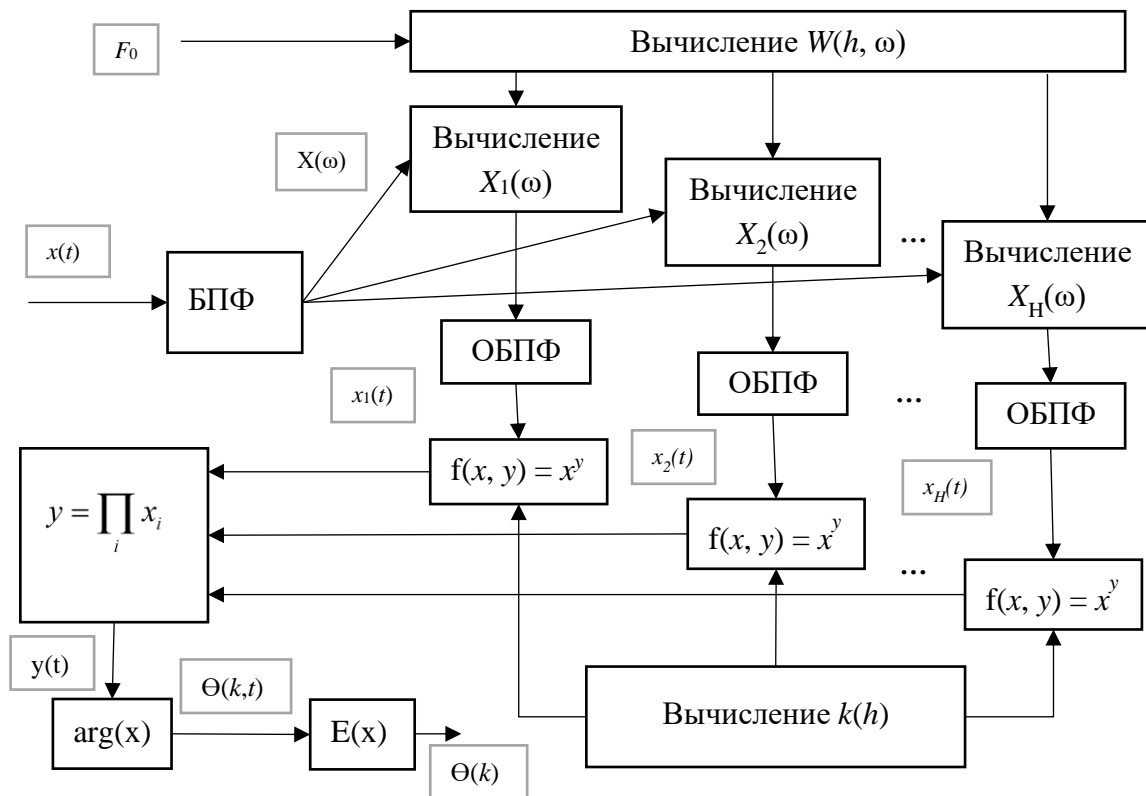


Рис. 2. Схема алгоритма оценки $\Theta(k)$

В настоящей работе оценивались две комбинации: $k_1 = \{2, -1, 0\}$, $k_2 = \{1, -2, 1\}$. Опытным путём установлено, что $\Theta(k)$ быстро изменяется при малом изменении частоты вращения вала, если частота составляющей с номером $h \in K$, где K – множество индексов ненулевых коэффициентов вектора k , близка к собственной частоте агрегата. При использовании нескольких комбинаций $\Theta(k)$, возможно оценить распределение тех из них, которые не зависят от частоты вращения вала в диапазоне частот её изменения.

Статистические распределения

Пусть θ_j , $j = 1, \dots, n$ – независимые, одинаково распределённые случайные величины, причём $-\pi < \theta_j \leq \pi$, $E(\theta) = 0$, $E(x)$ – математическое ожидание x . Тогда, согласно [3], распределение величины

$$S_n = 1/\sqrt{n} \cdot \sum \theta_j \pmod{2\pi} \quad (9)$$

стремится к обратному нормальному распределению [4]. Его плотность вероятности определяется выражением:

$$f(x; \mu, \sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{(x + 2\pi k - \mu)^2}{2\sigma^2}\right), \quad (10)$$

где $x \in [0, 2\pi)$, $\mu \in [0, 2\pi)$ – среднее значение, σ – концентрация распределения, связанная с дисперсией выражением $\text{var} = 1 - \exp(-\sigma^2/2)$.

Результаты

В настоящей работе использовались сигналы виброускорения, измеренные на поверхности корпуса подшипника, на который опирается один из расцентрованных валов [5]. 50 сигналов записаны при условии горизонтальной параллельной расцентровки величиной в 0,5 мм, а 49 – величиной в 2 мм. Частота вращения вала менялась в каждой записи в диапазоне от 12 до 61 Гц в обоих случаях.

Ниже приведены результаты измерений МКФО и амплитуд на сигналах вибрации с горизонтальной параллельной расцентровкой. На рисунке . 3 (а) и (б) изображены графики изменения амплитуд составляющих сигнала (1) и изменения отношения амплитуд высших составляющих к амплитуде первой соответственно. Видно, что амплитуды растут с ростом номера сигнала, т.к. растёт частота вращения вала. Вблизи критической частоты амплитуды резко возрастают.

На рисунке 4 (а) приведён график изменения $\Theta(k_1)$ с ростом номера сигнала. Зависимости от растущей частоты вращения вала не наблюдается, за исключением сдвига на π радиан при прохождении критической частоты агрегата. $\Theta(k_2)$ не претерпевает подобных сдвигов, рисунок 4 (б). На рисунке 4 (в) изображена гистограмма эмпирического распределения $\Theta(k_2)$. Величины расцентровок, при которых были записаны вибросигналы, различимы по распределениям $\Theta(k_2)$.

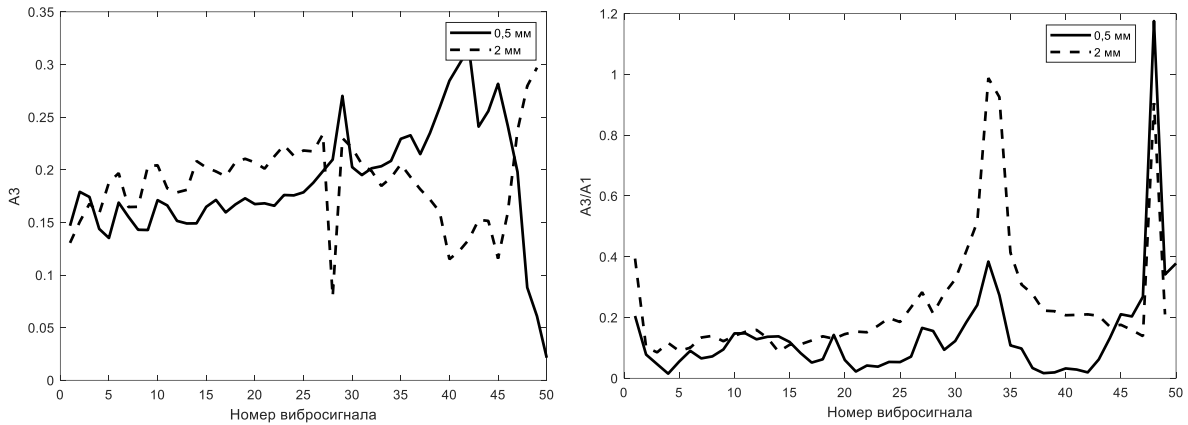
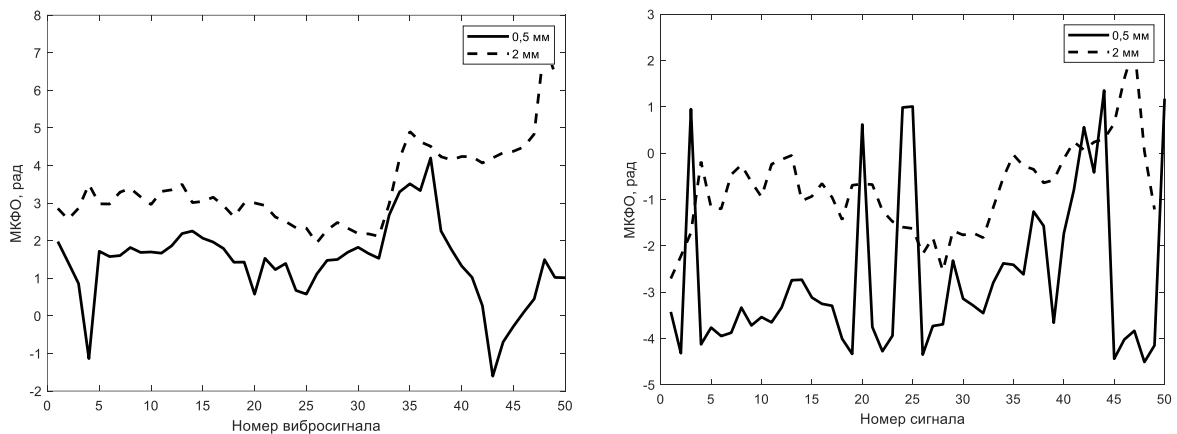
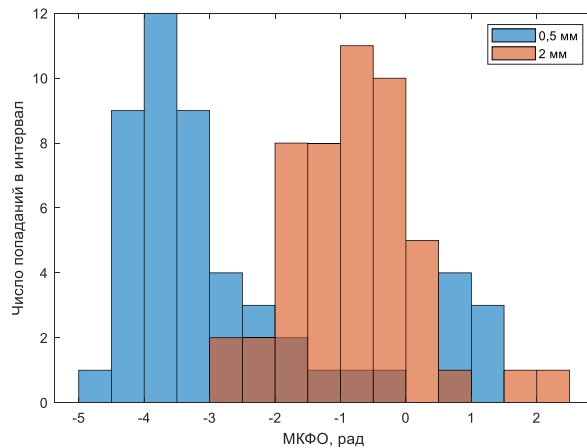


Рис. 3. Изменение амплитуды (а) и отношения амплитуд (б)



а)

б)



в)

Рис. 4. Изменение МКФО $\Theta(k_1)$ (а), $\Theta(k_2)$ (б) и гистограмма эмпирического распределения $\Theta(k_2)$ (в)

Заключение

Опытным путём показано, что средние значения МКФО представляют собой стационарный временной ряд. Ряд МКФО сохраняет свойство стационарности в том числе при условии, что частота вращения вала приближается к критическим частотам оборудования. Параметры распределения МКФО могут быть использованы для различения величин расцентровки. Достоинство метода состоит в независимости результатов измерений от скорости вращения вала.

Список использованных источников

1. Абрамов, И.Л. Вибродиагностика энергетического оборудования / И.Л. Абрамов. – Кемерово : КузГТУ, 2011. – 81 с.
2. Hariharan, Dr.V. Vibration analysis of misaligned shaft – ball bearing system / Dr.V. Hariharan // Indian J. Sci. Technol. – 2009. – Т. 2. – С. 45-50.
3. Mardia, K.V. Statistics of Directional Data / K.V. Mardia. – Academic Press, 2014. – 380 p.
4. Мардиа, К. Статистический анализ угловых наблюдений / К. Мардиа. – М. : Главная редакция физико-математической литературы изд-ва «Наука», 1978. – 240 с.
5. MAFAULDA :: Machinery Fault Database [Online] [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www02.smt.ufrj.br/~offshore/mfs/page_01.html#SEC2. – Дата доступа: 08.09.2022.

УДК 621.397.2+621.396.96+681.5

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА РАЗДЕЛЕНИЯ ВИДЕОПОТОКОВ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В БОРТОВЫХ СИСТЕМАХ ВИДЕОКОНТРОЛЯ СЛОЖНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

ДМИТРИЕВ В. Т., ПИСАКА П. С., ГРИБКО К. В., АЛЕКСЕНКО С. О.

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина
(г. Рязань, Российская Федерация)*

E-mail: so.aleksenko@gmail.com

Аннотация. В данной работе предложен алгоритм разделения видеопотоков для применения в бортовой системе видеоконтроля. Предложенный алгоритм реализует разделения группового сигнала на независимые видеопотоки, учитывая идентификационные номера камер видео фиксации, а также механизм распознавания и запоминания ошибок.

Abstract. In this paper, we propose an algorithm for separating video streams for use in an onboard video monitoring system. The proposed algorithm implements the division of a group signal into independent video streams, taking into account the identification numbers of the video recording cameras. The proposed algorithm implements a mechanism for recognizing and storing errors.

Введение

В состав бортовой системы видеоконтроля (БСВК), используемой при испытаниях и эксплуатации сложных технических объектов, входит до 4 камер видеофиксации. Каждая из камер осуществляет независимую запись процессов, протекающих на внешней стороне борта изделия. В ходе процедуры формирования группового телеметрического кадра и радиосигнала, передаваемого на наземные приемные станции, видеопотоки объединяются в единую структуру [1]. Поскольку от БСВК видеосигнал поступает в групповом виде, т.е. несколько видеопотоков передаются единым сигналом, необходима разработка и реализация алгоритма разделения видеопотоков (АРВП).

Основная часть

Назначение АРВП – идентификация и разделение видеопотоков группового сигнала. В процессе работы разрабатываемого АРВП должен быть сформирован набор данных, содержащий множество независимых видеопотоков, соответствующих информации, сформированной камерами видеофиксации.

Рассматриваемая бортовая система видеоконтроля предназначена для:

- видеофиксации цветного изображения с борта изделий в реальном масштабе времени при помощи видеокамер в количестве до четырех штук;
- кодирования видеоинформации для повышения помехоустойчивости передачи;
- временного хранения видеоданных в оперативном запоминающем устройстве, входящем в состав БСВК;
- приема внешних команд управления напряжением питания системы и сброса бортового времени, а также выдачи ответных сигналов и сообщений;
- формирования выходного видеопотока и передачи на приемно-регистрирующую станцию в дециметровом диапазоне [1].

Рассматриваемая в данной работе БСВК обеспечивает передачу видеоинформации по радиоканалу с применением фазовой манипуляции несущей частоты [2]. Передающее устройство системы видеоконтроля осуществляет передачу радиосигнала в дециметровом частотном диапазоне. Видеокамеры (ВК), входящие в состав БСВК обеспечивает видеосъемку в

реальном масштабе времени в формате MJPEG. При этом, в состав системы может входить до четырех ВК.

На рисунке 1 представлена структурная схема, отражающая состав системы видеоконтроля и особенности взаимодействия её составных частей.



Рис. 1. Обобщенная структурная схема взаимодействия составных частей БСВК

В соответствии с рисунком 1, БСВК объединяет видеопоследовательности, зафиксированные с помощью ВК, в единую группу и передает групповой видеопоток на систему формирования и передачи единого носителя телеметрической информации (ТМИ). Далее сформированный на борту изделия сигнал передается в составе единого носителя ТМИ к наземной принимающей радиостанции (НПРС) по радиоканалу. НПРС осуществляет формирование из принятого сигнала сетевых пакетов, которые направляются к наземному технологическому оборудованию БСВК, где проводится декодирование, обработка и непосредственное отображение видеоинформации [3].

В ходе обработки, осуществляемой алгоритмом приема телеметрического радиосигнала, осуществляется декодирование информации и выделение служебной информации. Далее сигнал видеоинформации передается, при необходимости, смежным системам отображения или передачи видеоинформации. Функциональная схема разработанного алгоритма приема телеметрического радиосигнала предназначенного для передачи видеоинформации приведена на рисунке 2.

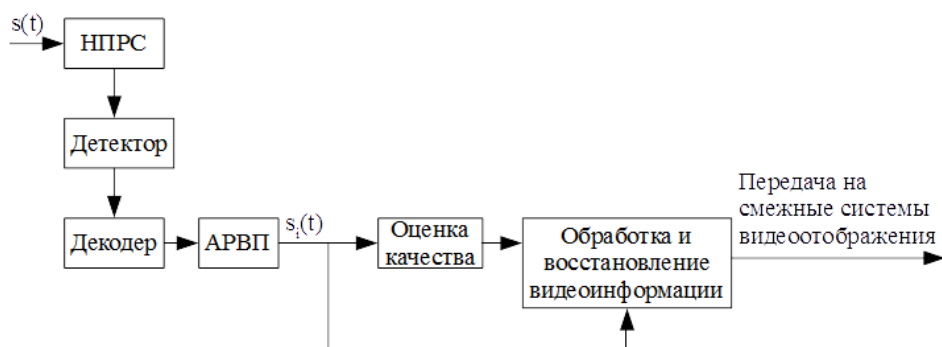


Рис. 2. Функциональная схема алгоритма приема телеметрического радиосигнала

Согласно схеме, приведенной на рисунке 2, на вход алгоритма приема телеметрического радиосигнала поступает телеметрический сигнал $s(t)$, содержащий видеоинформацию. Сигнал с борта принимается оборудованием НПРС, далее сигнал от НПРС поступает на детектор сигнала. В декодере осуществляется декодирование сигнала и извлечение из сигнала служебной телеметрической информации, используемой для количественной оценки состояния изделия.

Алгоритм разделения видеопотоков (АРВП) осуществляет разделение единого потока информации на несколько независимых видеопотоков $s_i(t)$, $i = 1, 2, \dots, N$, где N - число видеопотоков. В блоке оценки качества с помощью алгоритма многокритериальной оценки качества видеoinформации (МОКВ) определяется качество видеoinформации [4]. На основе произведенных расчетов оценки качества видеoinформации осуществляется обработка и восстановление видеoinформации. По окончании работы, алгоритм приема телеметрического радиосигнала выдает декодированную видеoinформацию на смежные системы отображения видеoinформации.

Каждая камера видеофиксации, входящая в состав БСВК оснащена уникальным идентификационным номером, позволяющим на приемной стороне определить принадлежность каждого отдельного видеопотока определенной камере. Идентификационный номер камеры (ИНК) имеет строго определенный вид и записывается в виде семизначного числа. В структуре кадра БСВК определены позиции, в которых размещается ИНК. Идентификационный номер присваивается каждой камере в процессе её изготовления.

Таким образом, для идентификации и разделения видеопотоков в процессе обработки сигнала необходимо использовать детектор ИНК. Детектор ИНК выполняет функцию выделения значения ИНК из потока телеметрической информации, что может быть описано как:

$$D_{ИНК} = \begin{cases} 1, & s(t) \times K_{ИНК} = ИНК \\ 0, & s(t) \times K_{ИНК} \neq ИНК \end{cases} \quad (1)$$

где $s(t)$ – сигнал БСВК; $K_{ИНК}$ – константа, используемая для выделения ИНК.

На рисунке 3 показана поразрядная структура ИНК.

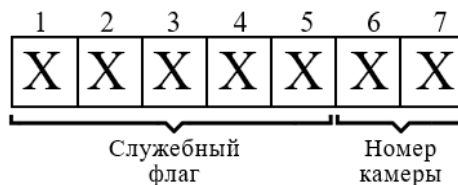


Рис. 3. Структура идентификационного номера камеры

В соответствии с рисунком 3, старшие 5 разрядов семизрядного числа, соответствующего ИНК, используются в качестве служебного флага для идентификации поля номера камеры в телеметрическом кадре. Эти разряды строго определены технической и эксплуатационной документацией для каждого конкретного изделия и заведомо известны. Младшие 2 разряда определяют непосредственно номер камеры. В процессе идентификации и разделения видеопотоков необходимо использовать массив идентификационных номеров камер, для записи в ОЗУ принимаемых значений. В ходе формирования массива ИНК должна быть сформирована матрица $M_{ИНК}$ размером $N \times 2$, где N – количество камер, используемых для формирования группового сигнала. Матрица $M_{ИНК}$ должна содержать ИНК принимаемых видеопотоков и присеваемые в ходе работы алгоритма условные номера видеопотоков.

В процессе разделения видеопотоков могут возникать ошибки, что обусловлено наличием помех в канале передачи информации и сбоев в системе формирования и передачи группового телеметрического сигнала. Каждая ошибка фиксируется на приемной стороне, для чего используется массив ошибок.

В ходе реализации АРВП групповой сигнал $s(t)$ должен быть разделен на N независимых сигналов, соответствующих видеопотокам, сформированным камерами видеофиксации. При этом каждому сигналу должен быть присвоен условный номер видеопотока.

На рисунке 4 представлена функциональная схема предлагаемого алгоритма разделения видеопотоков.

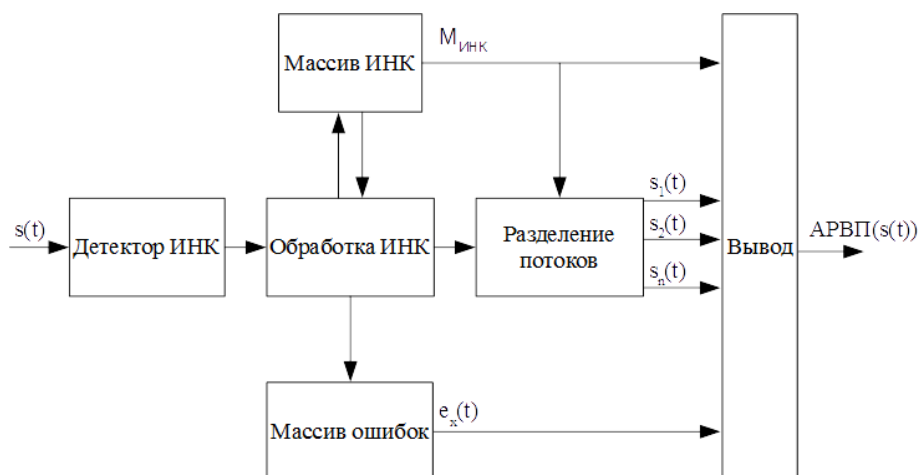


Рис. 4. Функциональная схема алгоритма разделения видеопотоков

Здесь ИНК – идентификационный номер камеры; $s(t)$ – групповой видеопоток; e_x – сигнал ошибки; $M_{\text{ИНК}}$ – матрица размером $N \times 2$, где N – количество камер видеofиксации; $s_1(t), s_2(t), s_n(t)$ – разделенные видеопотоки; $1, 2, \dots, n$ – условные номера видеопотоков, каждый из которых соответствует определённому идентификационному номеру камеры.

Массив ИНК представляет собой набор данных $M_{\text{ИНК}}(\text{ИНК}, \text{УН})$, где ИНК – идентификационный номер камеры, УН – соответствующий ему условный номер видеопотока. Данный набор данных хранится в оперативной памяти устройства.

Массив ошибок представляет собой набор данных, передаваемый алгоритму обнаружения ошибок. Массив ошибок должен храниться в ОЗУ устройства в виде набора значений.

Таким образом, в результате применения разработанного АРВП формируется информация, содержащая набор данных, содержащий набор независимых видеопотоков, массив ИНК и массив ошибок. В общем виде это может быть описано следующим выражением:

$$APBP(s(t)) = \begin{cases} s_1(t), s_2(t), \dots, s_n(t) \\ M_{\text{ИНК}}(\text{ИНК}, \text{УН}) \end{cases} \quad (2)$$

Заключение

Таким образом, в работе предложена структурная схема и разработан алгоритм разделения видеопотоков. Реализовано разделение группового телеметрического сигнала на N независимых сигналов, соответствующих видеопотокам, сформированным камерами видеofиксации. Реализован механизм распознавания и запоминания ошибок.

Список используемых источников

1. Вылекжанин К.И. Бортовая система видеоконтроля для РН «Союз-2» – БСВК // Сборник трудов VIII Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий»: 16-18 октября. 2016: АО «Российские космические системы», Москва, 2016, с. 446-450.
2. Кириллов, С. Н. Анализ перспективных методов кодирования манипуляции группового телеметрического сигнала в современных бортовых системах видеоконтроля / С. Н. Кириллов, П. С. Писака, С. О. Алексенко // Применение технологий виртуальной реальности и смежных информационных систем в междисциплинарных задачах FIT-M 2020 : Сборник тезисов международной научной конференции, Москва, 17–19 декабря 2020 года. – Москва: Издательство "Знание-М", 2020. – С. 44-48.
3. Алексенко, С. О. Применение четырехпозиционной фазовой манипуляции со сдвигом квадратур в бортовых радиотелеметрических системах видеоконтроля / С. О. Алексенко // Проблемы повышения эффективности научной работы в оборонно-промышленном комплексе России : Материалы IV Всероссийской научно-практической конференции, Знаменск, 15–16 апреля 2021 года / Астраханский государственный университет. – Астрахань: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Астраханский государственный университет», 2021. – С. 44-47.
4. Дмитриев, В. Т. Применение неэталонных метрик для оценки качества видеоинформации / В. Т. Дмитриев, С. О. Алексенко // Современные технологии в науке и образовании - СТНО-2022 : Сборник трудов V Международного научно-технического форума. В 10-ти томах, Рязань, 02–04 марта 2022 года / Под общей редакцией О.В. Милваторова. – Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет, 2022. – С. 183-186.

УДК 004.42:655.26

РАЗРАБОТКА ИНТЕРАКТИВНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ КНИГ ФОРМАТОВ EPUB 3 И HTML 5

КУРОЧКИН А. Е.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: kurochkin@bsuir.by

Аннотация. Обсуждаются технологии разработки электронных книг с интерактивным контентом и пути решения проблемы безопасного обмена данными. Представлены результаты разработки курса лекций по дисциплине “Радиоприёмные устройства” в виде электронной книги на основе формата EPUB 3 и в виде локального веб-сайта.

Abstract. Technologies for developing e-books with interactive content and ways to solve the problem of secure data exchange are discussed. The results of the development of a course of lectures on the discipline “Radio receivers” in the form of an electronic book based on the EPUB 3 format and in the form of a local website are presented.

Введение

Как известно, компания Adobe, разработавшая популярный плагин Flash Player для проигрывания мультимедийных файлов в браузерах, объявила о полном прекращении поддержки плагина и платформы для создания контента для него с 2021 года [1]. Компания предупреждала об этом решении ещё в 2017 году. Частично это связано с недостатками этой технологии в виде огромного количества уязвимостей в системе безопасности как сайтов, так и браузеров. Все последние версии браузеров, в частности Google Chrome, в последние годы открыто запрещают использование Flash, мотивируя это в первую очередь соображениями безопасности, а последние версии операционных систем Windows 10 и 11 и вовсе просто блокируют работу всех опасных плагинов, в том числе и Flash. Таким образом технология Flash официально окончательно закрыта.

Казалось бы, какое отношение всё сказанное имеет к разработке электронных книг? Если считать, что контент книги – это только текст и картинки, то никакого. Но это только на первый взгляд. Все так называемые ридеры или читалки электронных книг представляют конечному пользователю контент только после анализа данных произвольного типа или гипертекста, описанных с помощью языков разметки (markup) XML (eXtensible Markup Language), HTML (Hyper Text Markup Language) или XHTML (eXtensible Hypertext Markup Language). Так называемое тело всех документов такого типа состоит из специальных заранее предопределённых элементов разметки – тегов и непосредственно содержимого документа – данных. Именно теги показывают читающему текст программному обеспечению как представлять содержащиеся в документе данные на странице. Как правило ридеры чаще всего основаны на обычных браузерных движках для отображения содержимого книг – т.е. фактически это интернет-браузеры. Современный же подход к созданию электронных книг заключается во внедрении в контент книг интерактивных визуальных элементов, а таковыми до недавнего времени как раз и были Flash-анимации.

Анализ текущей ситуации

В течение ряда последних лет автор разрабатывал конспекты курса лекций в виде электронных книг на основе наиболее востребованного формата EPUB (Electronic Publication) версии 3 [2], что связано с расширенной поддержкой использования новых форматов шрифтов, аудио– и видео, нелатинских языков, языка разметки формул MathML и языка программирования JavaScript. Во всех разработанных электронных версиях курса лекций для интерактивных анимаций различного рода как раз и применялась вышеупомянутая технология Flash как форма мультимедийного программного обеспечения. Был хорошо отработан достаточно простой способ создания интерактивностей на основе анимированных слайдов PowerPoint с последующей конвертацией в Flash с помощью программного продукта компании iSpring [3]. Но ситуация изменилась и после прекращения поддержки плагина Flash Player функциональность и полезность разработанных электронных книг существенно пострадала. Необходим переход на альтернативную технологию создания интерактивного визуального контента.

HTML 5 (Hyper Text Markup Language, version 5 [4]), язык разметки гипертекста, впервые выпущенный в 2008 г., серьёзно обновился в 2014 г. Целью обновления было улучшение языка и расширение его возможностей, чтобы соответствовать растущим требованиям разнообразного мультимедийного веб–контента. Правда сам по себе HTML 5 нельзя использовать для анимации или интерактивности, его необходимо дополнять, например JavaScript – другой перспективной веб–технологией. HTML5 сразу стал одним из фаворитов в области создания интерактивного веб–контента. Он универсален и работает во всех современных браузерах без особых проблем в сфере интернет–безопасности.

HTML 5 добавил несколько полезных API (Application Programming Interface) для новых и имеющихся элементов, нацеленных на улучшение разработки веб–приложений и предназначенных для устранения недостатков предыдущих версий HTML. Один из таких API специально создан для работы с аудио и видео через использование тегов <audio> и <video>. Этот API предоставляет возможность проигрывания аудио и видео и устраняет необходимость использовать сторонние приложения, такие как Flash, для отображения медиа. Тег <canvas> может быть использован для отрисовки графики через скрипты (обычно используется JavaScript) и выполнения интерактивных анимаций. Следует отметить, что компания iSpring уже с 2012 года также обеспечивает конвертацию анимированных слайдов PowerPoint в HTML 5. Но это было ещё до вышеупомянутого решения компании Adobe.

Казалось бы, что всё складывается удачно и все технологии разработки электронных книг готовы перейти на новый уровень. Но, всё оказалось не так просто. Как ни странно, но причиной этому стала опять отмеченная выше безопасность. Дело в том, что в целях безопасности обмена информацией ещё в 1995 г. разработан CORS (Cross Origin Resource Sharing [5]) или механизм совместного использования ресурсов между разными источниками – механизм, использующий дополнительные HTTP (HyperText Transfer Protocol) заголовки, которые определяют: дать браузеру разрешение на доступ к ресурсам на другом источнике (домене), отличном от текущего, или нет. Говорят, что браузер пользователя делает запрос с другого источника, если источник текущего документа отличается от запрашиваемого ресурса доменом. Т.е. в целях безопасности браузеры ограничивают cross–origin запросы, инициируемые скриптами. Это значит, что веб–приложения могут запрашивать HTTP–ресурсы только с того домена, с которого были загружены, если только не используются CORS–заголовки, разрешающие на загрузку другого домена для безопасного использования.

В нашем случае потенциально опасным оказался тег <image>. При попытке рисовать на холсте (canvas) любые данные, которые загружаются из другого источника без одобрения CORS, холст становится потенциально опасным (tainted). Вызов методов getImageData(), toBlob(), toDataURL() на canvas на таком холсте приводит к возникновению

сообщения системы безопасности SecurityError следующего содержания: “Access to image from origin has been blocked by CORS policy: Cross origin requests are only supported for protocol schemes: http, data, isolated-app, chrome-extension, chrome, https, chrome-untrusted”. Это означает, что чтение файлов даже с локального диска, например, по схеме адресации: file:/// [имя диска]:/[путь к файлу на диске]/[имя файла], тоже приведёт к ошибке, связанной с CORS.

В программных EPUB 3 ридерах, в частности, в ридере Azardi от компании **Infogrid Pacific**, основанном на движке от веб-браузера Mozilla, проблема уже CORS решена. В результате разработка электронной книги в формате EPUB 3 свелась к простой замене всех интерактивных Flash-сюжетов в конспекте лекций на альтернативную анимацию с помощью JavaScript и HTML5. Но при разработке электронного варианта конспекта лекций в HTML 5 работа некоторых скриптов приводила к ошибке. В частности, проблема с CORS возникла при написании и отладке интерактивного демонстрационного учебного скрипта на языке JavaScript, который осуществлял сжатие изображения с потерями по стандарту JPEG. Исходное изображение было размещено в HTML элемент canvas.

Конечно, самым радикальным способом обойти все проблемы с CORS – это запуск браузера, например Chrome, с отключённой защитой. Для этого следует указать дополнительные ключи либо с помощью командной строки, либо с помощью ярлыка на рабочем столе: "C:\Program Files\Google\Chrome\Application\chrome.exe" --disable-web-security --user-data-dir=" Chrome dev session". В этом случае Chrome скопирует себя во временную папку "c://Chrome dev session" и позволит для одной сессии запустить требуемые “опасные” файлы для “местного” безопасного просмотра. Папку “c://Chrome dev session” в последствии можно будет удалить, если она не будет нужна. Такой вариант вполне допустим в случае разработки электронной книги на основе локального веб-сайта, хотя и требует дополнительных условий для запуска браузера. Но было решено найти альтернативный путь решения проблемы.

Подсказка есть в самом сообщении об ошибке, где указаны допустимые протоколы обмена данными. В основном они сводятся к необходимости создания локального веб-сервера для формирования необходимых HTTP заголовков, что тоже явно не в интересах пользователя электронной книги. Но вот протокол data [6] позволяет решить описываемую проблему. В схеме протокола data данные произвольного вида представлены последовательностью кодов с использованием кодировки ASCII диапазона безопасных символов для адреса URL (Uniform Resource Locator), который выдан ресурсу в интернете и использование стандартной шестнадцатеричной кодировки для символов за пределами этого диапазона. По состоянию на 2022 г., эта схема полностью поддерживаются большинством основных браузеров. Наиболее предпочтительным является способ кодирования изображений в стандарте Base64 [7]. Base64 – это стандарт кодирования двоичных данных при помощи 64 символов ASCII. Алфавит кодирования содержит латинские символы A–Z, a–z, цифры 0–9 (всего 62 знака) и 2 дополнительных символа “+” и “/”. Максимальный размер URL по протоколу data для браузера Google Chrome, например, составляет 2 Мбайта [8], что вполне достаточно для кодирования изображений приемлемого качества.

Было принято решение использовать для загрузки в canvas не локальный файл изображения, а его версию, закодированную в Base64. Так как в этом случае данные об изображении представляет собой ASCII символы, то это делает возможным встраивание закодированного изображения непосредственно в тело скрипта, а проблема CORS в этом случае не проявляется. Объём файла исходного BMP изображения 320 на 320 пикселей составил примерно 300 Кб, а длина Base64 адреса – 409 Кб.

Заключение

Таким образом, использование технологий HTML и JavaScript позволило разработать два варианта конспекта курса лекций по дисциплине “Радиоприёмные устройства”: в виде электронной книги на основе формата EPUB 3 и в виде локального веб-сайта, для просмотра которого не требуется локальный веб-сервер. В обоих вариантах для создания интерактивного контента применены технологии HTML 5 и JavaScript без Flash и проблем, связанных с CORS. Полученные результаты использованы при разработке ЭОР – электронного обучающего ресурса по дисциплине “Радиоприёмные устройства”.

Список использованных источников

1. Adobe Flash Player EOL General Information Page [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://www.adobe.com/products/flashplayer/end-of-life.html>
2. EPUB 3.2 [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://www.w3.org/publishing/epub3/epub-spec.html>
3. iSpring [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://www.ispring.ru/company>
4. HTML5 [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://www.w3.org/TR/2011/WD-html5-20110405/>
5. Same-origin policy [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://www.securitydrops.com/same-origin-policy/>
6. The "data" URL scheme [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://www.rfc-editor.org/rfc/rfc2397>
7. Base64 [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://www.rfc-editor.org/rfc/rfc4648>
8. Excellent Export and the Chrome URL limit [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://craignicol.wordpress.com/2016/07/19/excellent-export-and-the-chrome-url-limit/>

УДК 004.354.3:159.93-056.24

СЕНСОРНАЯ ПЕРЧАТКА ДЛЯ ОЦИФРОВКИ ЖЕСТОВ ЛЮДЕЙ С ОГРАНИЧЕННЫМИ ВОЗМОЖНОСТЯМИ

ИВАНОВА Е. И.

11 класс, ГУО «Октябрьская средняя школа Витебского района имени Героя
Советского союза Ивана Павловича Соболева»

E-mail: iviaggiore1@gmail.com

Для большинства людей, здоровых и независимых, проблемы инвалидов зачастую кажутся слишком далекими и чуждыми, недостаточно актуальными. Мы привыкли видеть, слышать, ходить, заниматься любимыми делами, совсем не осознавая того, что рядом существуют тысячи людей с физическими, сенсорными отклонениями. По оценкам, более 1 миллиарда людей имеют какую-либо форму инвалидности. Это соответствует примерно 15% населения мира, причем до 190 миллионов (3,8%) людей в возрасте 15 лет и старше испытывают значительные трудности в функционировании, часто нуждаясь в медицинских услугах. [1]

Поэтому целью работы стало создание сенсорной перчатки для оцифровки жестов людей с ограниченными возможностями.

Материалы и методы

В качестве материалов для создания проекта использовалась: Учебная литература, посвящённая вопросам принципам работы *Arduino*, *Bluetooth*, а также языку программирования *Java*. Программное обеспечение: *Arduino*, *Android Studio*, *Microsoft Word 2016*. Оборудование: *Arduino Pro micro*, датчики изгиба, резистор 10kОм, *GY-61 (ADXL335)* акселерометр, трехосевой, *bluetooth HC-05*, соединительные провода. Методы: анализа, синтеза учебной литературы, методы эмпирического исследования.

Результаты и их обсуждение

В результате работы была создана сенсорная перчатка для оцифровки жестов людей с ограниченными возможностями представленной на рисунке 1.

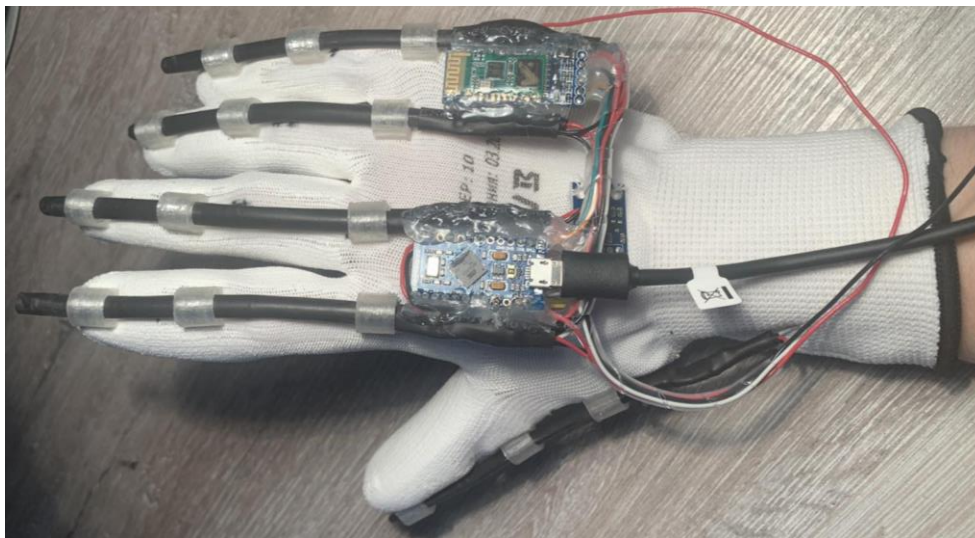


Рис. 1. Специальная сенсорная перчатка для оцифровки жестов людей с ограниченными возможностями

Специальной сенсорная перчатка собиралась по схеме, представленной на рисунке 2.

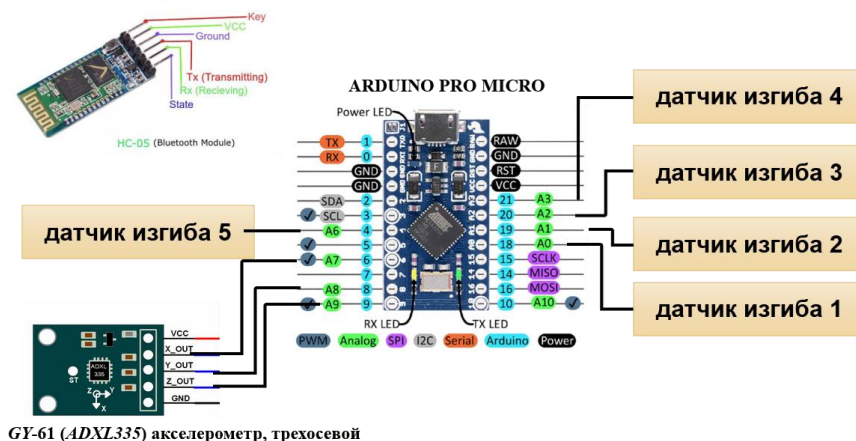


Рис. 2. Схема сенсорной перчатки

Также в результате работы создано программное приложение для функционирования специальной сенсорной перчатки для оцифровки жестов людей с ограниченными возможностями на рисунке 3 представлен внешний вид меню приложения «Легко скажи». Кнопка «Подключить» выполняет функцию подключения сенсорной перчаткой к смартфону с помощью bluetooth HC-05. В фрагменте «О проекте» располагается информация об истории создания проекта. Фрагмент «Калибровка» (рисунок 3б) служит для процесса оцифровки жеста человека в букву. Для того чтобы начать калибровку необходимо в поле ввода ввести букву, если Вы не помните жест необходимо нажать на кнопку «Фото жеста». Далее руку согнуть в жесте и нажать кнопку «Откалибровать». При нажатии на кнопку «Распознавание жестов» появится фрагмент для распознавания жестов необходимо нажать кнопку «Начать», после чего сгибая руку в определенном жесте в середине окна будет отображаться буква. Для остановки оцифровки жестов необходимо нажать «Остановить» При нажатии на кнопку «Обучение» появится фрагмент как представлено на рисунке 3в. Для обучения необходимо в поле ввода ввести букву, после чего нажать кнопку «Начать обучение», если Вы забыли, как выглядит жест, необходимо нажать кнопку «Фото жеста». Если Вы верно согнули букву, то внизу экрана появится рисунок в виде "зеленной галочки", если не верно, то "красный крестик". Для остановки изучения определенного жеста необходимо нажать клавишу «Остановка обучения».

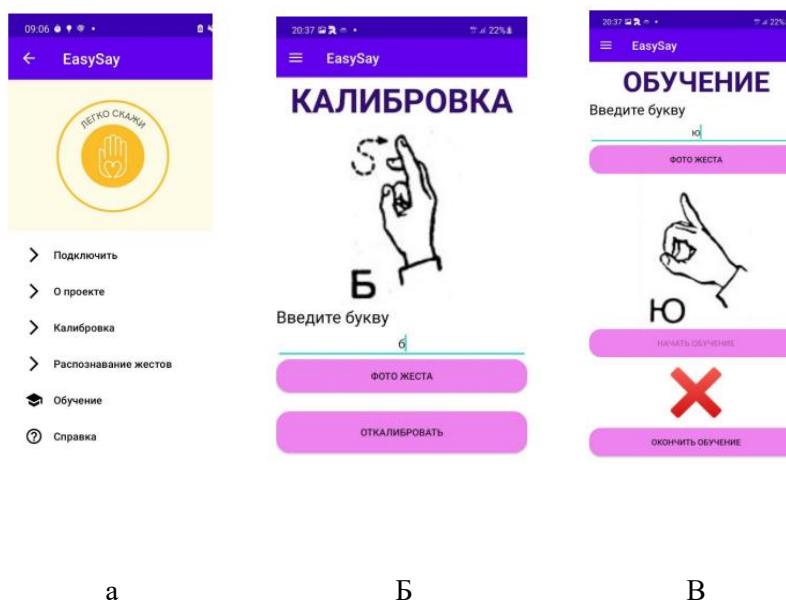


Рис. 3. Приложение «Легко скажи» а) меню; б) окно калибровки перчатки в) окно обучения языку жеста

Заключение

В результате работы цель работы была достигнута, т.е создано программное обеспечение для функционирования устройства на базе ARDUINO для людей с ограниченными возможностями.

Выполнены следующие задачи: изучен принцип программирования платы Arduino для управления элементами; изучены возможности Bluetooth для обмена данными между приложением и устройством; создана специальная сенсорная перчатка для оцифровки жестов людей с ограниченными возможностями; разработана программа для Arduino; разработано приложение для Android.

Список использованных источников

1. Всемирная организация здравоохранения Инвалидность и здоровье [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://www.who.int/ru/news-room/fact-sheets/detail/disability-and-health>. Дата доступа: 08.09.2021

УДК 004.354.3:159.84-056.24

СОЗДАНИЕ СЕНСОРНЫХ ОЧКОВ НА БАЗЕ ARDUINO ДЛЯ СЛАБОВИДЯЩИХ ЛЮДЕЙ

ТАРАСЕВИЧ Д. П.

УО «ВГИТК»

E-mail: iviaggiore1@gmail.com

На рынке доступно множество умных аксессуаров, таких как умные очки, часы и т. д. Но все они созданы для нас. Существует значительная нехватка умных гаджетов для помощи людям с ограниченными физическими возможностями. Поэтому целью работы стало создание сенсорных очков на базе Arduino для слабовидящих людей.

Материалы и методы

В качестве материалов для создания проекта использовалась:
Учебная литература, посвящённая вопросам принципам работы и программирования *Arduino*.
Основные детали: Вибромотор, Arduino Nano, пластиковые очки, ультразвуковой датчик HC-SR04.
Программное обеспечение: Arduino, Microsoft Word 2016.
Методы: анализа, синтеза учебной литературы, экспериментальные методы.

Результаты и их обсуждения

В результате работы были созданы сенсорные очки на базе ARDUINO NANO для слабовидящих людей представлены на рисунке 1. Для работы устройства его необходимо подключить к *powerbank*. При подключении питания устройство начинает работу. При приближении к препятствию устройство начнет подавать сигнал в виде вибрации, чем ближе препятствие, тем сильнее будет вибрация. Для того чтобы человек понимал с какой стороны препятствие, вибромоторы были размещены на дужках очков. Одной из характеристик сенсорных очков являются диапазон работы ультразвуковых датчиков он составляет от 3 см до 100 см.

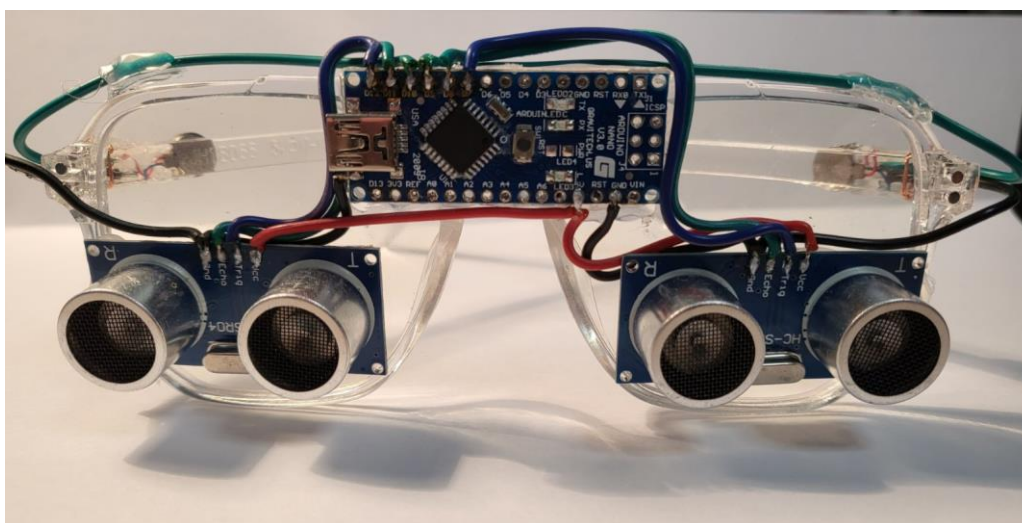


Рис. 1. Сенсорные очки для слабовидящих людей

Создано программное обеспечение для платы Arduino Nano в среде Arduino IDE, которое осуществляет определения расстояния до препятствия и при приближении к нему сигнализирует об этом человеку в виде вибрации на соответствующей дужке очков. Ссылка на исходный код программы для устройства, представлен на сайте github в открытом доступе [<https://github.com/IVIAGGIORE/glasses#readme>].

На рисунке 2 представлена схема сенсорных очков на базе Arduino Nano для людей с ограниченными способностями. Где входы «Echo» d ультразвуковых датчиков подключаются к клеммам «D11» и «D8», выход «Trig» к клеммам «D12» и «D7». На вывод Trig подаётся импульс длительностью 10 микросекунд. Далее импульсы достигнут препятствия, и отразятся от него в результате чего будут приняты приёмником, что обеспечит наличие входного сигнала на выводах Echo. Вибромоторы подключаются к клеммам «D10» и «D9» [1].

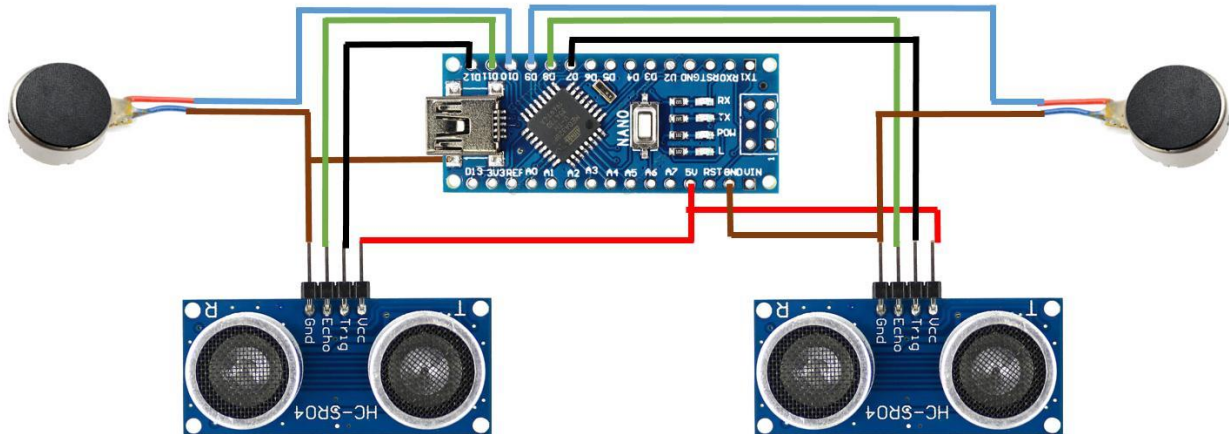


Рис. 2. Схема устройства

Быть слепым или слабовидящим не просто. Не удивительно, что в последнее время дизайнеры создают множество электронных устройств, позволяющих людям с ограниченным зрением пользоваться всеми благами цивилизации, ранее им недоступными. Поэтому в данной работе делается попытка создать устройства для облегчения жизни людей с сенсорными отклонениями. Дальнейшее развитие проекта заключается внедрением нейронных сетей для более детального анализа окружающей среды с дополнением различных сигнализирующих устройств.

Заключение

В процессе работы созданы сенсорные очки на базе Arduino для слабовидящих людей. Также были выполнены следующие задачи:

- 1) Изучен принцип программирования платы Arduino для управления элементами
- 2) Разработан принцип работы сенсорных очков для людей с ограниченными способностями
- 3) Создана схема устройства
- 4) Разработана программа для Arduino

Список использованных источников

1. Джереми Б. Изучаем Arduino: инструменты и методы технического волшебства / Б. Джереми Пер с англ. – СПб: БХВ-Петербург, 2015. – 336 с.

УДК 621.451.7+621.391.6

УПОРЯДОЧЕНИЕ ФУНКЦИЙ УОЛША И ВЗАИМОСВЯЗЬ МЕЖДУ НИМИ

ДВОРНИКОВА Т. Н., БУДЬКО А. А.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: tanial.d@inbox.ru, anatolibudzko@yandex.ru

Аннотация. Функции Уолша находят применение в различных областях передачи и обработки информации. Преобразование Уолша осуществляется с помощью быстрых алгоритмов. К настоящему времени имеется определенное количество таких алгоритмов, которые получены используя факторизации матриц Уолша различных упорядочений.

Abstract. Walsh functions are used in various fields of information transmission and processing. The Walsh transformation is performed using fast algorithms. To date, there are a certain number of such algorithms that are obtained using factorizations of Walsh matrices of various orderings.

Введение

Функции Уолша и основанное на этих функциях преобразование обладает рядом свойств, благодаря которым их применение в системах обработки сигналов часто оказывается более предпочтительным по сравнению с другими. Эти функции получили широкое распространение при обработке речевых сигналов; при обработке изображений в биологии и медицине, в цифровой голографии и многих других областях. Система функций Уолша впервые была описана математиком Уолшем (J. Walsh) в 1923 году.

В настоящее время существует несколько модификаций этой системы, отличающихся способом нумерации образующих ее функций. Преобразование Уолша осуществляется с помощью быстрых алгоритмов [1]. Однако, несмотря на многочисленные работы математиков и работы, в которых рассматриваются вопросы об инженерном использовании функций Уолша, для более широкого их применения необходимы дополнительные исследования, направленные на изучение свойств этих функций.

Основная часть

Функции Уолша являются кусочнопостоянными функциями с нормированным интервалом определения $[0,1)$ или $[-0.5, +0.5)$ и интервалом изменения аргумента, который зависит от порядка системы функций Уолша и равен $\frac{1}{2^n}$, где $n = 1, 2, \dots$ [1]. Известны определения функций Уолша через разностное уравнение, функции Радемахера, тригонометрические функции и в виде матриц.

Как разностное уравнение, функции Уолша определяются следующим выражением:

$$W(2j+p, \theta) = (-1)^{\lfloor j/2 \rfloor} \left\{ W \left[j, 2 \left(\theta + \frac{1}{4} \right) \right] + (-1)^{j+p} W \left[n, 2 \left(\theta - \frac{1}{4} \right) \right] \right\}, \quad (1)$$

где $\lfloor \cdot \rfloor$ – обозначает целую часть числа

$$p = 0 \text{ или } 1;$$

$$j = 0, 1, 2, \dots;$$

$$W(0, \theta) = 1 \text{ для } -\frac{1}{2} \leq \theta < \frac{1}{2} ;$$

$$W(0, \theta) = 0 \text{ для } \theta < -\frac{1}{2}; \theta \geq \frac{1}{2};$$

$W[0, 2(\theta + 1/4)]$ и $W[0, 2(\theta - 1/4)]$ переносят $W(0, 2\theta)$ влево и вправо на 1/4. После того как $W(1, \theta)$ найдена, функция $W(1, 0)$ может быть сгенерирована, установив $j=1$, $P=0$. $W(3, 0)$... и т.д. [2].

Основным преимуществом определения функций Уолша через разностное уравнение является то, что она дает упорядочение функций по числу смен знака [2].

Определение функций Уолша через функции Радемахера является более распространенным и удобным. Функции Радемахера на интервале определения $[0, 1)$ описываются следующими соотношениями:

$$R(0, \theta) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq \theta < 1/2 \\ -1 & \text{при } 1/2 \leq \theta < 1 \end{cases} \quad (2)$$

Вне интервала $[0, 1)$ функции Радемахера повторяются периодически.

Функция Радемахера $R(n, \theta)$ с номером n получается путем сжатия $R(0, \theta)$ в 2^n раз.

Функции Уолша через функции Радемахера определяются следующим образом:

$$W(0, \theta) = 1,$$

$$W(n, \theta) = R(n_{r-1}, \theta), R(n_{r-2}, \theta) \dots R(n_0, \theta), \quad (3)$$

где $n = 2^{n_{r-1}} + 2^{n_{r-2}} + \dots + 2^{n_0}$

Например, для $N=8$ и n записанного в двоичном коде, получаем:

$$W(000, \theta) = W(0, \theta) = 1,$$

$$W(001, \theta) = R(0, \theta),$$

$$W(010, \theta) = R(1, \theta),$$

$$W(011, \theta) = R(1, \theta)R(0, \theta),$$

$$W(100, \theta) = R(2, \theta),$$

$$W(101, \theta) = R(2, \theta)R(0, \theta),$$

$$W(110, \theta) = R(2, \theta)R(1, \theta),$$

$$W(111, \theta) = R(2, \theta)R(1, \theta)R(0, \theta).$$

Упорядочение функций Уолша может проводиться различными способами. В системе, полученной через разностное уравнение (1), функции Уолша упорядочены по числу смен знака функции. Такая система функций Уолша называется системой Уолша-Качмажа. В системе, полученной как произведение функций Радемахера, функции упорядочены в соответствии с двоичным расположением их номеров. Такая система называется системой Уолша-Пэли [2].

Между номерами функций Уолша в различных системах упорядочения существует связь. Связь между номерами функций Уолша в различных системах упорядочения приведена на рисунке 1:

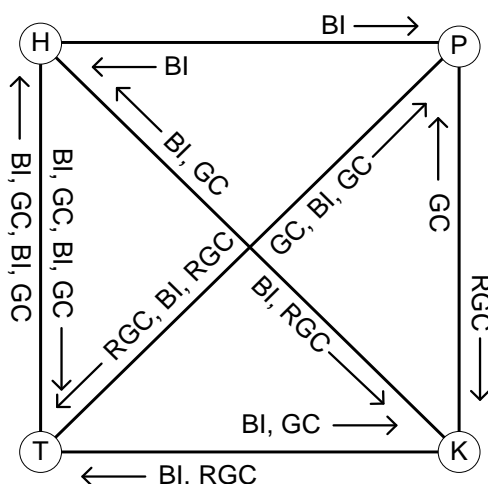


Рис. 1. Связь между номерами функций Уолша в различных системах упорядочения

BI – бинарная операция инверсии;
CG – преобразование в код Грея;
RGC – преобразование в обратный код Грея.

Если необходимо сравнить порядковые номера функций Уолша в различных системах, следует провести несколько операций с бинарными порядковыми номерами в соответствии со схемой на рисунке 1.

Для сравнения номеров функций Уолша в различных системах, необходимо выполнить одну или несколько операций с двоичными представлениями номеров функций в соответствии с приведенной схемой [3]. Схема может быть проиллюстрирована на примере в таблице 1.

Таблица 1 – Номера функции в системы упорядочения Трахтмана и Пэли

Номер функции в системе Т	Двоичный номер в системе Т	Двоичный код после GC операции	Двоичный код после BI операции	Двоичный номер в системе Р	Номер в системе Р
0	000	000	000	000	0
1	001	001	100	110	6
2	010	011	110	101	5
3	011	010	010	011	3
4	100	110	011	010	2
5	101	111	111	100	4
6	110	101	101	111	7
7	111	100	001	001	1

Данные таблицы показывают, что для перехода от одной системы упорядочения к другой производится перестановка столбцов матрицы Уолша. Она может быть использована для преобразования псевдослучайной последовательности в Уолш-последовательность [1].

Заключение

Преобразования Уолша находят широкое применение при:

- Построение цифровых фильтров;
- Исследование систем автоматического управления (моделировании, оптимизации, индентификации и т.д.);
- Формировании сигналов;
- Анализе и синтезе логических устройств (в теории цифровых автоматов).

В работе установлены основные принципы преобразования псевдослучайной последовательности в последовательность Уолша в различных системах упорядочения функций Уолша. Такими системами упорядочения являются системы Адамара, Пэли, Качмажа и Трахтмана.

Список используемой литературы

1. Трахтман, А. М. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах / А. М. Трахтман, В. А. Трахтман. М.: Советское радио, 1975. 208 с. [1]
2. Теория кодирования / Т. Касами [и др.], пер. с япон. А. В. Кузнецова. М.: Мир, 2006. 571 с. [2]
3. Лосев, В. В. Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов / В. В. Лосев, Е. Б. Бродская, В. И. Коржик. М.: Радио и связь, 1988.
4. Харкевич, А. А. Спектры и анализ / А. А. Харкевич. М.: Физмат, 1962. [3]

УДК 378:004.4

ЭЛЕМЕНТЫ КОНЦЕПТУАЛЬНОГО ПОДХОДА К ЦИФРОВОЙ ТРАНСФОРМАЦИИ ОБРАЗОВАНИЯ

БУЩИК Е. А., ЛИСТОПАД Н. И., ПАРАФИЯНОВИЧ Т. А.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: liza.bushhik.97@mail.ru

Аннотация. В статье рассмотрен концептуальный подход к цифровой трансформации в системе образования, раскрывается понятие «цифровая трансформация», определены основные направления цифровой трансформации, приводится структура информационно-образовательной среды электронного колледжа как совокупность модулей, обеспечивающих процессы цифровой трансформации в учреждении среднего специального образования.

Abstract. The article considers the conceptual approach to digital transformation in the education system, reveals the concept of «digital transformation», defines the main directions of digital transformation, provides the structure of the information and educational environment of the electronic college as a set of modules that ensure the processes of digital transformation in the institution of secondary special education.

Введение

«В современном мире высокие технологии – важная движущая сила развития экономики и улучшения качества жизни людей. Цифровая трансформация всех сфер современного общества является одним из национальных приоритетов Беларуси», – отмечал глава государства [1].

В программе социально-экономического развития Республики Беларусь на 2021 – 2025 годы определены основные направления цифровой трансформации: образование, здравоохранение, транспорт, сельское хозяйство, жилищно-коммунальное хозяйство, торговля, строительство, промышленность, финансовый сектор, государственное управление.

В данной статье рассматривается концептуальный подход к цифровой трансформации в образовании, направлению которому задает государственная стратегия развития информатизации. В стратегии развития информатизации скорректированы цели, задачи, направления процессов информатизации базового, основного и дополнительного образования. В рамках основного образования дефиниция «цифровая трансформация» трактуется различными учеными и исследователями по-разному:

Богуш В.А. определяет «цифровую трансформацию» как коренную трансформацию образовательных процессов, а также системы управления им в учреждениях высшего образования на основе использования современных цифровых технологий [2].

Жук А.И. рассматривают «цифровую трансформацию» образования как коренные изменения в осуществлении процесса обучения, при которых происходит пересмотр содержания и форм обучения, как ответ на запрос личности и организаций цифрового общества на постоянное изменение требований к профессионалу [3].

Король А.Д. обобщает и рассматривает «цифровую трансформацию», как модернизацию целей, смыслов, содержания, методов и технологий образования, как удовлетворение потребностей личности и социума в качественном образовании, как запрос государства на высококвалифицированных специалистов в условиях развития экономики знаний и цифровых технологий [4].

Таким образом, исходя из вышеизложенного, а также на основе ранее полученных результатов учеными и специалистами, целью исследования является разработка новых концептуальных подходов к процессам цифровой трансформации в системе образования.

Элементы концептуального подхода

Анализ состояния процессов информатизации образования показывает, что важным элементом цифровой трансформации образования выступают изменения системы управления образовательным процессом, включающие формирование цифровой образовательной среды, оптимизацию и автоматизацию всех образовательных и вспомогательных процессов, протекающих в учреждении образования.

Целями цифровой трансформации процессов в системе образования могут быть следующие, но далеко не единственные:

- подготовка обучающихся к жизни в цифровом обществе;
- подготовка системы образования к работе в условиях быстрых изменений: внедрение инновационных технологий, изменение образовательных парадигм, гибкое формирование требований и программ;
- оптимизация процессов, протекающих в системе образования;
- обеспечение качества и мобильности предоставляемых образовательных услуг на всех уровнях образования;
- повышение узнаваемости национальной системы образования и увеличение экспорта образовательных услуг [5].

Цифровую трансформацию учреждения образования можно рассматривать по трем направлениям:

1. Образовательный процесс: техническая модернизация – создание трансформируемого рабочего пространства на основе использования цифровых устройств и технологий (смартфоны, ноутбуки, планшеты, «умные» доски (Smart Boards), «умные» парты (Smart Desks) и др), создание условий для развертывания центров робототехники, цифровых лабораторий, специализированных STEM-центров; дистанционное обучение; справочно-информационная поддержка; корректировка содержания образовательных программ; применение современных дидактических методик – геймификация; внедрение прорывных технологий – блокчейн, уберизация, технологии больших данных, искусственный интеллект, который позволит проводить оценку эффективности обучающих материалов, технологии виртуальной и смешанной реальности; цифровое документирование и аналитика результатов образовательного процесса.

2. Сопутствующие образовательному процессу: оптимизация и автоматизация управления системой образования на основе использования возможностей Республиканской информационно-образовательной среды, которая будет формировать новую цифровую реальность системы образования, включающую информационно-телекоммуникационную инфраструктуру, регламенты, нормативно-правовое обеспечение, доверенные образовательные сервисы и платформы, информационные системы и ресурсы, обеспечивающие требуемый уровень информационной безопасности.

3. Цифровые компетенции: необходимость овладения достаточным уровнем цифровых компетенций научно-педагогическими кадрами и административно-управленческим персоналом учреждений образования, обладание цифровой грамотностью, практическими навыками работы с ИКТ-технологиями, систематическое изучение, обобщение и распространение инновационного опыта в системе образования.

Как следует из вышеизложенного, три выделенных направления в полной мере коррелируются с тремя различными подходами к трактовке цифровой трансформации, отраженными во введении.

Для визуализации реализации концепции цифровой трансформации можно представить структуру возможного развития процессов цифровой трансформации. На рисунке 1 показана модель цифровой трансформации образования на примере учреждения образования, реализующего программы среднего специального образования.

Информационно-образовательная среда



Рис. 1. Структура информационно-образовательной среды электронного колледжа

Из рисунка следует, что в структуре информационно-образовательной среды колледжа можно выделить следующие основные модули: цифровая система управления, система анализа деятельности, система обеспечения учебного процесса, базирующееся на онлайн-платформе, цифровые профили и открытое Интернет-пространство. Функции и назначения каждого модуля можно определить из представленного рисунка.

Следует отметить, что в таком модульном виде структура информационно-образовательной среды электронного колледжа представляется впервые и ранее в литературе не встречалась.

Заключение

В настоящее время цифровая трансформация образования находится на стартовой позиции: учреждения образования используют либо имеют возможность использования интернет-услуг и интернет-сервисов (электронная почта, удаленный доступ к интернет-ресурсам, взаимодействие с информационными системами и ресурсами и др.), обновляется и (или) наращивается количество компьютерной техники, функционируют автоматизированные системы административного назначения.

Эти процессы обеспечивают в той или иной мере процессы информатизации образования, но для перехода к цифровой трансформации, с учетом тех требований и определений, которые были изложены выше, необходимо кардинально повысить качество образовательного процесса путем включения всех его звеньев и аппарата управления в единое цифровое образовательное пространство.

Эффективные формы взаимодействия всех участников образовательного процесса должны заложить основу для создания инновационного пространства, от которого можно осуществить переход к созданию инновационного учреждения образования и в дальнейшем постепенно формировать динамично развивающуюся и взаимосвязанную экосистему сетей образовательных учреждений различных типов и различного уровня.

Список использованных источников

1. Лукашенко: цифровая трансформация всех сфер общества – один из национальных приоритетов Беларуси [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.belta.by/president/view/lukashenko-tsifrovaja-transformatsija-vseh-sfer-obschestva-odin-iz-natsionalnyh-prioritetov-belarusi-443789-2021/>.
2. Богуш, В.А. Цифровая трансформация высшего образования. Цифровая трансформация образования // Электронный сборник тезисов докладов 1-й научно-практической конференции. – 2018. – С. 450–453.
3. Жук, А. И., Минич, О. А. Электронное обучение в подготовке педагогических кадров как фактор успеха цифровой трансформации образования. Цифровая трансформация образования // Электронный сборник тезисов докладов 1-й научно-практической конференции. – 2018. – С. 454–457.
4. Король, А.Д., Воротницкий, Ю.И. Цифровая трансформация образования и вызовы XXI века // Высш. Образование в России. – 2022. – Т. 31, № 6. – С. 48–61.
5. Концепция цифровой трансформации процессов в системе образования Республики Беларусь на 2019–2025 годы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://iso.minsk.edu.by/main.aspx?guid=34963&ysclid=lai19t2dkv464507383>

УДК 004.738.5-047.44

АНАЛИЗ НЕОДНОРОДНОГО ТРАФИКА В СОТОВЫХ СЕТЯХ ОБСЛУЖИВАЮЩИЕ M2M ПОДКЛЮЧЕНИЯ

КОЖИБАЕВ Д. А.

*Евразийский Национальный Университет имени Л.Н. Гумилева
(г. Астана, Казахстан)*

E-mail: k.daniyar25@mail.ru

Аннотация. С внедрением внутрисполосного дополнения разработанный специально для межмашинного трафика, в докладе определяются методы деления ресурсов сети сотовой связи посредством математического моделирования. Рассматриваются ключевые способы применения полосы ресурсов, модели трафика исключительно межмашинного соединения и трафика, смешанного с мультисервисными данными.

Abstract. With the introduction of an in-band supplement designed specifically for machine-to-machine traffic, the report defines methods for dividing cellular network resources through mathematical modeling. The key ways of using resource bandwidth, traffic models exclusively of machine-to-machine connection, and traffic mixed with multiservice data are considered.

Введение

На сегодняшний день интеллектуальные приложения и M2M данные стали причинами стремительного роста трафика, передаваемого в сотовых сетях связи. Это, несомненно стало особенностью перехода к новому поколению сетей. У операторов связи остается актуальной задачей обеспечение корректной работы в массовом обслуживании, не только мультисервисного трафика, но и данных передаваемых и получаемых машинами. Объем таких больших данных разного характера создает неоднородность конечного трафика, передаваемого в сотовых сетях. Таким образом, проблема заключается в правильном использовании ресурсов радиоканала [1].

С появлением новых устройств в сенсорных сетях возрастает роль интеллектуальных систем и технологий сбора информации, которые являются основными двигателями развития IoT [2]. Однако предлагающие новые возможности (например, потоковое видео) такие устройства требуют больших скоростей и возможности передачи на дальние расстояния. Сотовые сети позволяют организовать такую передачу с совместным использованием вышесказанных типов трафика, но требуют правильных мер для распределения ресурсов [3].

В данной статье будет проведен анализ работы современных мер деления радиоресурсов базовых станций. Модель планирования ресурсов формализована в виде функции распределения потребностей в ресурсах с учетом разнообразных данных, генерирующих трафик [4]. Предлагаемые схемы описывают наилучшие сценарии, которые направлены на обеспечение компромисса между двумя типами трафика, гарантируя производительность сети и избегая неэффективного использования имеющихся ресурсов. Работа будет охватывать вопросы построения и анализа обобщенной модели динамического распределения ресурсов узлов беспроводного доступа при обслуживании разнородного трафика Интернета вещей [6]. Дифференцированное обслуживание неоднородного трафика на основе использования предложенной процедуры для динамического сценария распределения ресурсов, в отличие от традиционного решения той же задачи с использованием статического сценария, когда ресурс распределяется в определенной пропорции между входящими информационными потоками, может повысить качество обслуживания сеансов связи и повышение эффективности использования ресурсов узла доступа [5].

Основная часть

Системы M2M способствуют изменению трафика в сотовых сетях характеризуя его следующим образом:

- коротким временем взаимодействия конечных машин;
- огромным количеством подключений;
- малой долей пропускной способности сети принимающей стороны.

При организации связи, трафик будет разделен на два типа: А - высокий и В - низкий уровни передающих и принимаемых M2M устройствами. Трафик поступающий от таких аппаратов сбора информации как видекамеры соответствует типу А, требующих большой полосы пропускания, в то время как типу В подлежат устройства реагирования, контроля или обнаружения тех или иных внешних характеристик. Сота, обслуживающая оба типа трафиков может столкнуться с резким увеличением восходящих нагрузок, замедляя корректную работу всей сетевой инфраструктуры. Такому потоку данных, исходящих из разного типа генерации, требуется механизм управления с целью избежания потери полезных пакетов данных в LTE/5G.

Для проведения качественного анализа указаны некоторые параметры системы в таблице.

Таблица 1. Характеристики трафика M2M системы

Характеристика	Обозначение
$1/\mu$	Продолжительность LTE/5G сессии
Θ	Скорость сессий NB-IoT
Λ	Интенсивность потока NB-IoT
N	Интенсивность потока LTE/5G
C	Количество начальных каналов в одной соте
c	Количество начальных каналов в ресурсном блоке
$R_{LTE/5G}$	Количество каналов в LTE/5G
R_{NB}	Количество каналов в NB-IoT
b	Количество каналов для сессий NB-IoT
d	Количество каналов для сессий LTE/5G

В распределение ресурсов между двумя типами трафика каналы определяются следующим образом:

$$C_{LTE/5G} = C - R_{LTE/5G} \quad C_{NB} = C - R_{NB}. \quad (1)$$

При эксплуатации одного канала для типа А длительность обслуживания составит:

$$\rho_1 = \nu / \mu, d = 1 \quad (2)$$

При эксплуатации одного канала для типа В:

$$\rho_2 = \lambda \theta, b = 1 \quad (3)$$

Тогда схема деления ресурсов для разных трафиков представлена в рисунке 1.

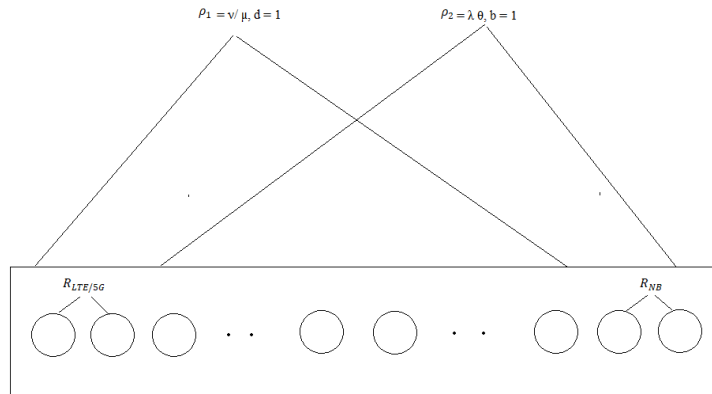


Рис. 1. Схема деления ресурсов в сети

При таком моделировании трафика используются кластеры, которые представляют собой Марковский процесс.

Действие механизма деления радиоресурса определяется тем, что заявки на прохождение трафика В типа имеют скорость c_1 бит/с и поступившая заявка на прохождение трафика А типа имеет скорость соты, которая зависит от загруженности соты и меняется динамически.

Различают несколько методов деления ресурсов в сотовой сети:

1. Статический метод, когда выделяется одинаковое количество начальных каналов. В таком случае, радиоресурсы строго разделены для двух типов трафиков.
2. Динамический метод, когда всю долю ресурсов назначают двум типам трафика.
3. Динамический, с резервом, когда делится некоторая часть радиоресурса.

В системах межмашинного соединения трафик также моделируется посредством ON, OFF режимов указанный на рисунке 2. В режиме ON устройства сбора информации могут передавать пакеты в PU, PE, ED состояниях. ED – Event-Driven состояние характерное для систем с устройствами постоянной активности. Такой трафик рассматривается в случаях устройств реагирования и инициирования. PE – Periodic Update, характерно для опрашиваемых с определенной периодичностью устройств.

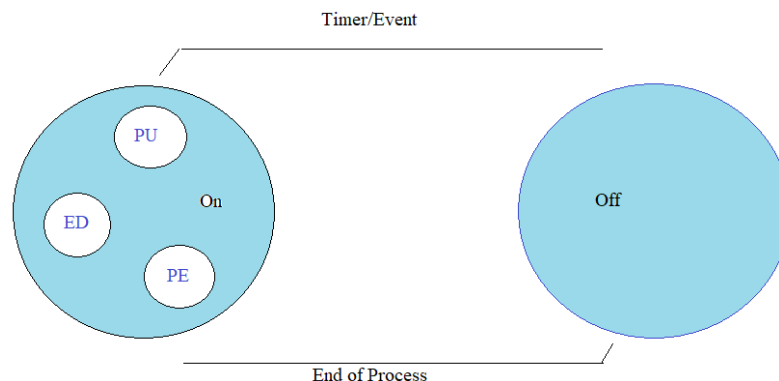


Рис. 2. Модель ON/OFF

Заключение

В статье был разработан метод анализа деления ресурсов сотовой сети, в котором определены два типа трафика: широкополосный видеотрафик и трафик с низкой скоростью передаваемый и получаемый различными датчиками. С помощью полученной модели возможно исследовать дальнейшие характеристики и особенности передачи разного рода трафика в одной сотовой сети.

Список использованной литературы

1. Мухамеджанова А.Д., Туманбаева К.Х. Сравнительный анализ математических моделей M2M // Вестник Казахстанско-Британского технического университета, 2019, №3. – С.3-4.
2. Vishnevsky V.M., Samouylov K.E., Naumov V.A., Krishnamoorthy A., and Yarkina N. Multiservice Queueing System with MAP Arrivals for Modelling LTE Cell with H2H and M2M Communications and M2M Aggregation. Springer International Publishing, 2017–5 p.
3. Ahlem S., Wael D., Emna C., Lamia C.. 5G Radio Resource Management Approach for Multi-Traffic IoT Communications. Computer Networks, 2019. – 7 p.
4. Salman A. AlQahtani. Analysis of an Adaptive Priority-Based Resource Sharing Scheme for Multiservice IoT Communications Over LTE-A Networks. Arabian Journal for Science and Engineering, 2020. – 4p.
5. Malak D., Dhillon H. S., and Andrews J. G. “Optimizing data aggregation for uplink machine-to-machine communication networks”. IEEE Trans. Commun, 2016. – pp. 1274–1290
6. Pablo S., Jose M. A., Qi W., Jorge Bernal B. and Antonio S. Efficient Network Traffic Filtering for Multitenant IoT Cellular Networks. Security and Communication Networks, 2018. – 7 p.

УДК 654.195.6:004

АНАЛИЗ ЦЕЛЕВЫХ ФУНКЦИЙ БЕСПРОВОДНОГО ПРОТОКОЛА RPL

ЛАВШУК О. А., ЛИСТОПАД Н. И.

Учреждение образования «Белорусская государственная академия связи»
Белорусская государственная университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: LavshukOA@tut.by

Аннотация. Рассмотрены принципы работы протокола RPL для сетей с низким энергопотреблением. Выполнено моделирование и анализ параметров целевых функций протокола для различных топологий беспроводных сенсорных сетей.

Abstract. The principles of operation of the RPL protocol for networks with low power consumption are considered. Modeling and analysis of the parameters of the objective functions of the protocol for various topologies of wireless sensor networks has been carried out.

Введение

Развитие концепции Интернета Вещей приводит к интенсивному росту различных устройств, подключаемым к сетям связи. Существует множество областей, в которых используются сенсорные сети, например, военная область использует сенсорные сети для наблюдения и разведки, здравоохранение – для контроля и помощи пациентам. Также сенсорные сети используются в умных домах в качестве сигнализации или управляющих устройств.

Беспроводная сенсорная сеть состоит из небольших устройств, соединенных по радиоканалу. Сенсорные устройства имеют ограниченные ресурсы такие как энергия, память и вычислительная мощность. В этой области проводится множество исследований, например, какие протоколы связи являются наиболее энергоэффективными и обеспечивают наибольший срок службы. [1]

Моделирование в операционной системе Contiki

Contiki – это операционная система, предназначенная для моделирования сетей с низким энергопотреблением. Специалистами прогнозируется Contiki как основная операционная система, которая будет использоваться для соединения триллионов устройств (или “вещей”) Интернета Вещей. Различные функции ОС включают управление программами/процессами, управление ресурсами, управление памятью и коммуникационное управление. Contiki является операционной системой с открытым кодом, она предназначена для встроенных сетевых систем, в частности, для умных устройств.

Одним из протоколов беспроводных сенсорных сетей является RPL (Routing Protocol for Low energy and Lossy networks) – это протокол для сетей с низким потреблением энергии, в основе которого лежат направленные ациклические графы DODAG (Destination Oriented Directed Acyclic Graph). Протокол RPL образует древовидную топологию (рисунок 1), также называемую DAG (Directed Acyclic Graph). У каждого узла в сети RPL есть предпочтительный родитель, который действует для этого узла как шлюз. Если узел не имеет записи в своей таблице маршрутизации для пакета, узел просто пересылает его своему предпочтительному родителю и так далее, пока он не достигнет пункта назначения или общего родителя, который пересылает его вниз по дереву к месту назначения. Узлы в сети RPL имеют маршруты для всех узлов вниз по дереву. Это означает, что узлы, расположенные ближе к корневому узлу, имеют большие таблицы маршрутизации. [2]

RPL использует три типа управляющих сообщений для создания и поддержки топологии RPL и таблицы маршрутизации. Этими сообщениями являются: информационный объект DODAG (DIO), запрос информации DODAG (DIS) и объект объявления пункта назначения DODAG (DAO). Сообщения DIO используются RPL для формирования, поддержки и обнаружения DODAG.

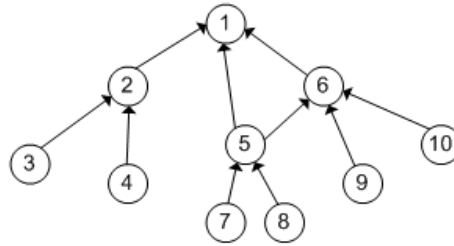


Рис. 1. Топология сети RPL

Протокол RPL поддерживает две целевые функции: объективная функция OF0 для нахождения оптимального пути использует количество переходов минимального ранга целевая функция с гистерезисом MRHOF (Minimum Rank Objective Function with Hysteresis) для нахождения оптимального пути использует метрику ETX. Целевая функция определяет, как тот или иной узел выбирает и оптимизирует маршруты в с помощью протокола RPL на основе доступных информационных объектов.

ETX – эта метрика подсчитывает количество переходов от источника к месту назначения. ETX канала – это ожидаемое количество передач, которые узел рассчитывает произвести, чтобы успешно доставить пакет к месту назначения. ETX пути – это сумма метрик ETX всех каналов, входящих в данный путь. Например, ETX пути с 3 переходами со 100-процентной доставкой равен 3, тогда как ETX пути с 2 переходами с 50-процентной доставкой равен 4.

Таким образом, ETX отражает потерю пакетов, учитывает качество беспроводного канала и возможные коллизии пакетов. ETX зависит от расстояния между двумя узлами, так как вероятность успешной передачи уменьшается с увеличением расстояния. ETX можно снизить за счет увеличения мощности передачи узлов, но это увеличит диапазон помех в беспроводной среде. ETX можно представить следующей формулой:

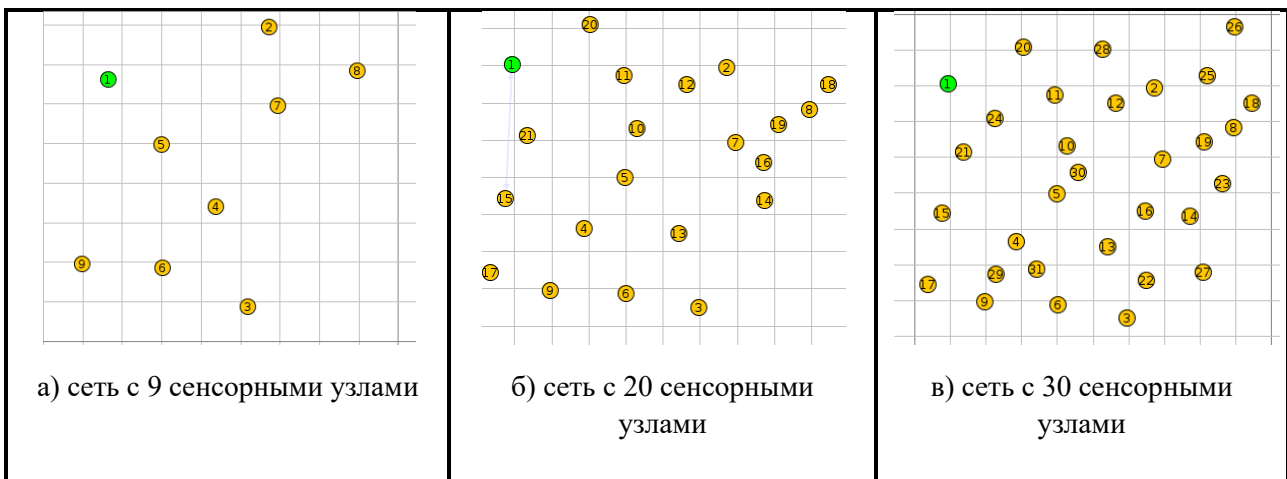
$$ETX = \frac{1}{D_f \times D_r} \quad (1)$$

где D_f – вероятность успешного получения пакетов соседним узлом;

D_r – вероятность успешного получения подтверждения.

В ОС Contiki ETX основан на обратных вызовах протоколов CSMA, которые предоставляют информацию о том, сколько попыток потребовалось для передачи пакета. [3]

Для анализа протокола RPL выбран симулятор COOJA. При проведении исследования использован сенсорный узел на базе платформы Sky-mote, выступающий в роли пограничного маршрутизатора в сети IPv6 и сенсорные сети содержащие 9, 20, 30, 40, и 50 сенсорных узлов (рисунок 2), выступающих в качестве отправителя. Пограничный маршрутизатор (шлюз) выполняет настройку префикса сети и инициирует создание дерева маршрутизации RPL.



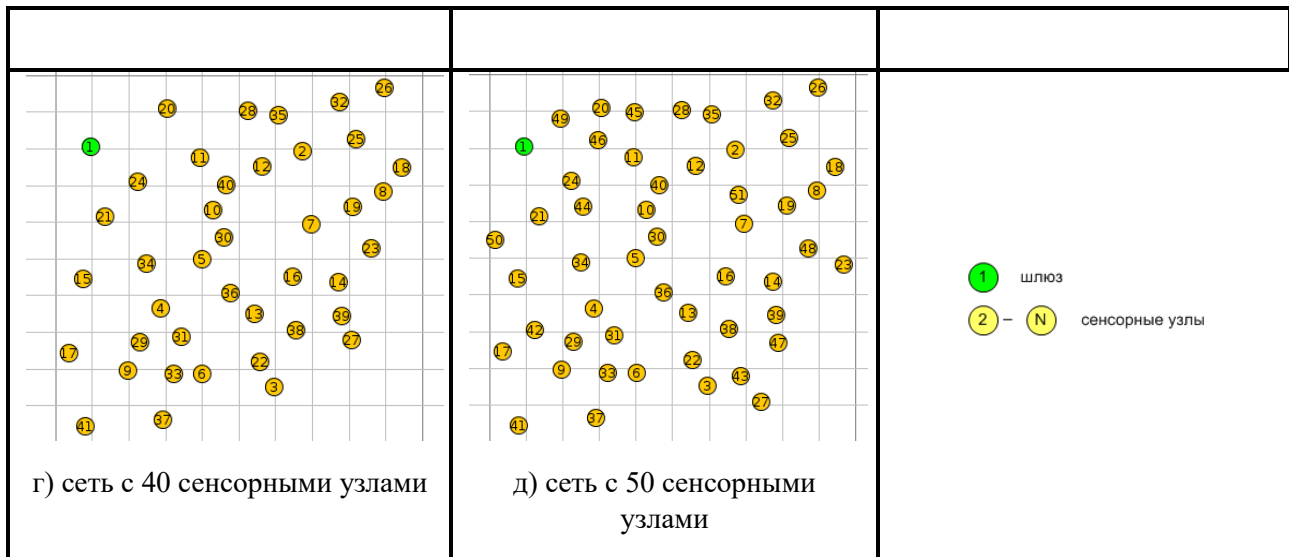


Рис.2. Топологии беспроводных сенсорных сетей с разным количеством узлов

Протокол RPL поддерживает несколько типов сообщений: точка-точка, точка-многоточка, многоточка-точка, также поддерживается множественный граф. В сети можно создать несколько графов и узел выбирает граф, подходящий для передачи данных в зависимости от типа данных или приложения.

Время моделирования сценария в симуляторе COOJA для каждой сети 10 минут. Среднее время конвергенции сети 1 минута, которое определяется как количество времени, необходимое, чтобы все узлы присоединились к сети. При увеличении плотности узлов увеличивается время конвергенции.

Было выполнено моделирование протокола для двух вышеназванных целевых функций и сравнение основных показателей.

В таблице 1 приведено количество переданных данных для восходящего (от сенсорного узла к шлюзу) и нисходящего трафика (от шлюза к сенсорному узлу).

Таблица 1. Восходящий и нисходящий трафик

Количество сенсорных узлов	9	20	30	40	50	Функция
Восходящий трафик, байт	7960	19025	28973	37338	46487	OF0
	8100	20330	27762	37143	44402	MRHOF
Нисходящий трафик, байт	140	140	140	140	140	OF0
	140	140	140	140	140	MRHOF

Проанализировав результат можно сделать следующие выводы: при восходящем трафике при увеличении количества сенсорных узлов увеличивается количество пересылаемых пакетов, при нисходящем трафике от шлюза к сенсорной сети передавалась только управляющая информация, необходимая для установления связи в беспроводной сенсорной сети и количество переданных пакетов.

В таблице 2 приведено сравнение целевых функций OF0 и MRHOF по среднему количеству переданных и потерянных пакетов и максимальном количестве переходов за время моделирования.

Таблица 2. Сравнение целевых функций OFO и MRHOF

Количество сенсорных узлов	9	20	30	40	50	Целевая функция
Среднее количество переданных пакетов	9,125	9,05	9,267	9	8,96	OFO
Среднее количество потерянных пакетов	0	0	0	0	0,06	
Максимальное количество переходов	2	2	2	2	3	
Среднее количество переданных пакетов	9,25	9,2	8,8	8,925	8,48	MRHOF
Среднее количество потерянных пакетов	0	0	0,1	0,05	0,2	
Максимальное количество переходов	2	2	6	2	3	

Из полученных результатов можно заметить, что с увеличением количества и плотности сенсорных узлов уменьшается среднее количество переданных пакетов и увеличивается количество потерянных пакетов. Значительно отличается количество максимальных переходов для сети содержащей 30 сенсорных узлов. Выполним анализ сенсорной карты для этих сетей (рисунок 4).

Энергия является важным параметром в сенсорной сети. Выполним анализ основных показателей энергопотребления для рассматриваемых сетей (таблица 3).

Таблица 3. Энергопотребление в исследуемых сенсорных сетях

Количество сенсорных узлов	9	20	30	40	50	Целевая функция
CPU Power, мВт	0,347	0,426	0,487	0,518	0,533	OFO
LPM Power, мВт	0,153	0,151	0,149	0,148	0,147	
Listen Power, мВт	0,403	0,453	0,490	0,529	0,528	
Transmit Power, мВт	0,060	0,072	0,091	0,089	0,083	
Power, мВт	0,964	1,101	1,217	1,284	1,292	
CPU Power, мВт	0,344	0,428	0,489	0,527	0,558	MRHOF

LPM Power, мВт	0,153	0,151	0,153	0,148	0,147
Listen Power, мВт	0,413	0,457	0,569	0,718	1,016
Transmit Power, мВт	0,068	0,073	0,126	0,129	0,203
Power, мВт	0,978	1,109	1,211	1,519	1,924

В таблице представлены следующие обозначения.

LPM - это режим низкого энергопотребления, когда сигнал на радиочастоте отсутствует (высокочастотный блок выключен), а микроконтроллер находится в режиме ожидания. Энергопотребления в режиме LPM практически одинаково в двух функциях OF0 и MRHOF и с увеличением количества и плотности сенсорных узлов снижается.

CPUPower -это энергопотребление процессором.При этом необходимо заметить, что когда количество узлов относительно небольшое, энергопотреблении ниже у функции MRHOF, чем у OF0. С увеличение плотности узлов и энергопотребление увеличивается для функции MRHOF.

Анализируя энергопотребление, используемое в режимах прослушивания и передачи, можно заметить, что с увеличением количества узлов и плотности увеличивается энергопотребление (рисунок 3). Энергопотребление выше в режиме прослушивания чем в режиме передачи, для уменьшения энергопотребления в режиме прослушивания устройства периодически отключаются.

Power это общее энергопотребление для всех режимов.

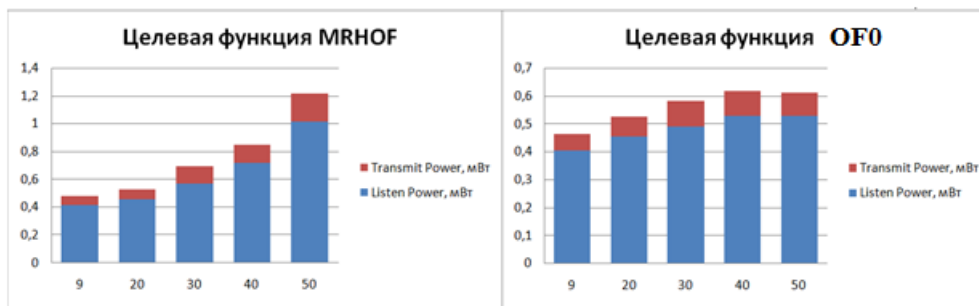


Рис. 3. Энергопотребление в режиме прослушивания и передачи

Сенсорная карта изображенная на рисунке 4 отображает все пути от каждого сенсорного узла до пограничного маршрутизатора.

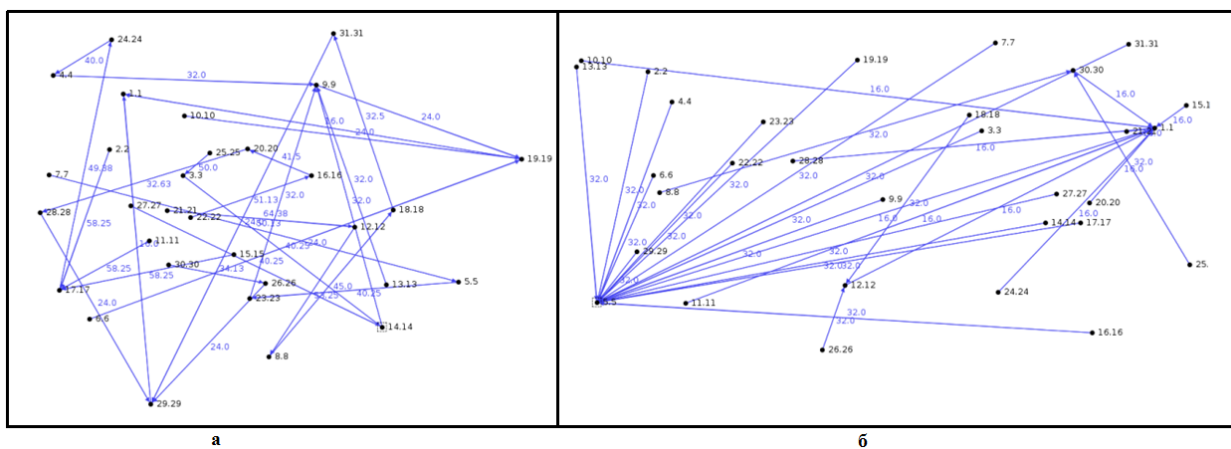


Рис.4. Сенсорная карта RPL по целевой функции: а – MRHOF; б – OF0 для сети с 30 сенсорными узлами

Можно заметить, что максимальная нагрузка по целевой функции MRHOF у узлов 9, 17 и 19 (рисунок 4а), что сказывается на более высоком энергопотреблении в среднем для этих узлов - 1,544 мВт, что на 22% выше, чем у остальных. Количество переходов до пограничного маршрутизатора от узлов 2, 11, 15 и 21 по целевой функции MRHOF равно 6, что увеличивает размеры таблицы маршрутизации. Максимальная нагрузка по целевой функции OF0 у узла 5 (рисунок 4б) и энергозатраты для этого узла составляют 1,686 мВт, что на 30 % выше, чем у остальных сенсорных узлов. Таким образом, для обеспечения эффективного и надежного функционирования для этих узлов необходимо использовать более мощное устройство, либо изменять положение сенсорных узлов и пограничного маршрутизатора.

Заключение

В ходе выполненного исследования был проведен анализ функционирования протокола RPL в беспроводных сетях для двух целевых функций: OF0 и MRHOF. Были проанализированы такие показатели качества беспроводных сетей, как среднее количество переданных пакетов, среднее количество потерянных пакетов, максимальное количество переходов, различные режимы энергопотребления как важнейшие показатели для беспроводных сенсорных сетей.

Представлена сенсорная карта протокола RPL по целевой функции MRHOF и OF0 для сети с 30 сенсорными узлами.

Установлено, что при использовании целевой функции OF0 при малом количестве узлов получены лучшие результаты по многим показателям по сравнению с функцией MRHOF, но при увеличении плотности и количества узлов вышеназванные показатели качества у целевой функций OF0 ухудшаются.

Целевая функция MRHOF в отличие от OF0 позволяет находить наилучшие решения за счет анализа и внесения соответствующих ограничений для различных параметров: относительной влажности, потребляемой мощности узлами, количества отправленных и потерянных пакетов, задержки, метрики качества каналов связи и количества соседей.

Материал публикации подготовлен при финансовой поддержке Белорусского Республиканского Фонда Фундаментальных Исследований.

Список использованных источников

1. Кучерявый А. Е. Метод маршрутизации трафика в сети Интернета Вещей на основе минимума вероятности коллизий / А. Е. Кучерявый, О. А. Махмуд, А. И. Парамонов // Труды учебных заведений связи / Санкт–Петербург, 2019. Т. 5. № 3. С. 37–44.
2. Мутханна А.С. Сравнительный анализ протоколов маршрутизации RPL и AODV / А. С. Мутханна, А. В Прокопьев., А. Е.Кучерявый // В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании II Международная научно-техническая и научно-методическая конференция / Санкт–Петербург, 2013. С. 167-171
3. Routing protocol for Low-Power and Lossy Networks for heterogeneous traffic network / A. Musaddiq[et al.]:EURASIP J Wireless Communications and Networking, 2020, 21 (2020). <https://doi.org/10.1186/s13638-020-1645-4>
4. RPL objective function modification and simulation in cooja [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://anrg-usc-edu./contiki/>. – Дата доступа : 20.08.2022.

УДК 004.773.6

ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ УСТРОЙСТВ «ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ» С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ МОДУЛЯЦИИ LORA

КАЛЕНКОВИЧ Е. Н., ИГНАТОВИЧ М. Д., БЕКЕШКО Р.В., КОРШУН М. В., КОРШУН Е. В.,
ПАВЛЮЧЕНКО Н. Н.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. В докладе рассматривается макет и методика проведения экспериментов для оценки дальности передачи данных в системах, использующих LoRa модуляцию. Приведены результаты некоторых экспериментов по оценке дальности в зависимости от параметров модуляции.

Abstract. The report discusses the layout and methodology for conducting experiments to assess the range of data transmission in systems using LoRa modulation. The results of some experiments on distance estimation depending on the modulation parameters are presented.

Введение

В настоящее время быстрыми темпами происходит развитие технологии «Интернет вещей» (Internet of Things, IoT). Одной из ключевых особенностей системы «Интернета вещей» является взаимодействие различных устройств между собой с использованием разного типа радиоканалов и проводных каналов передачи информации. В качестве одной из технологий передачи данных по радиоканалу, является технология передачи данных с использованием модуляции LoRa и сетей передачи данных LoRaWAN на ее основе. Разработчики LoRa Alliance позиционируют LoRa как технологию, имеющую значительные преимущества перед сотовыми сетями и Wi-Fi. Это достигается благодаря возможности обеспечения передачи данных на большие расстояния при скоростях передачи до 50 кбит/с, при минимальном потреблении электроэнергии. Будучи открытой платформой, работающей в безлицензионном диапазоне частот, модель развертывания сети для устройств, использующих LoRa модуляцию, является гибкой и может быть адаптирована под различные бизнес-модели и решение различных прикладных задач. Наиболее перспективным применением является сбор данных с различного рода датчиков и сенсоров, работающих, как правило, автономно, расположенных в определенной области пространства, которые позволяют производить мониторинг каких-либо параметров, либо производить управление различными процессами в составе систем автоматизации.

Задачей исследований ставилось изучение вопроса обеспечения заданного качества обмена данными между устройствами в реальной электромагнитной обстановке.

Разработка макета и методики проведения экспериментов

Для проведения экспериментальных исследований по определению максимальной дальности передачи информации в реальных условиях был разработан макет, структурная схема которого показана на рисунке 1.

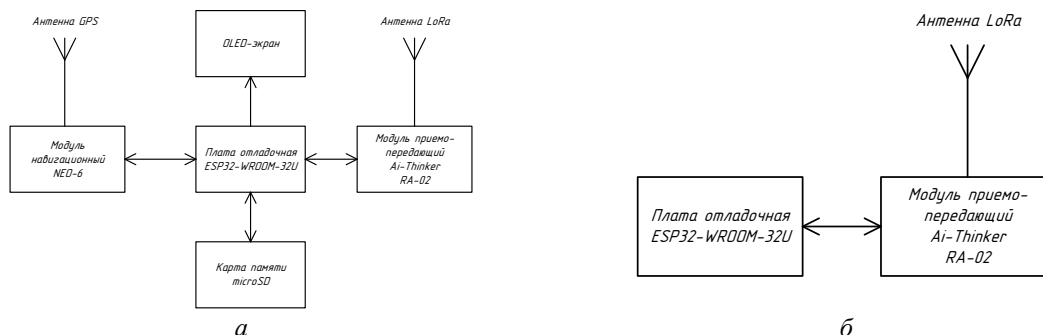


Рис. 1. Структурная схема макета для проведения измерения дальности передачи (а) и макета узла ретрансляции (б)

Схема, показанная на рисунке 1, *а* состоит из следующих основных узлов:

- отладочной платы на основе SoC ESP32-WROOM-32U;
- навигационного модуля NEO-6;
- OLED-дисплея;
- карты памяти формата microSD;
- приемо-передающего модуля Ai-Thinker RA-02;
- антенн.

Отладочная плата является системой на кристалле на базе двух ядерного микроконтроллера Xtensa® 32-bit LX6. Она является основной частью макета и осуществляет решение следующих задач:

- формирование информационных пакетов и отправку их на приемо-передающий модуль с заданными параметрами модуляции;
- прием информации с навигационного модуля о текущих координатах и времени;
- прием ответных пакетов с приемо-передающего модуля;
- вывод полученной информации на OLED-дисплей;
- сохранения результата на карту памяти формата microSD.

Навигационный модуль NEO-6 служит для приема сигналов навигационной системы GPS и формирования текущих координат и времени в точке приема.

Приемо-передающий модуль Ai-Thinker RA-02 является радиомодемом, работающим с использованием модуляции LoRa в частотном диапазоне 433 МГц. Он служит для передачи и приема информационных пакетов. Параметры режимов работы данного модуля могут изменяться программно.

OLED-дисплей служит для отображения переданной и принятой информации, отображения параметров модуляции, текущих координат и времени.

Сохранение результатов производится на карту памяти.

Антенны служат для приема и передачи сигналов соответствующих модулей и представляют собой спиральные антенны с заявленным производителем коэффициентом усиления +3 дБи.

Для удобства работы использован принцип работы с ретрансляцией сигнала. Структурная схема ретранслятора показана на рисунке 1, *б*. Данный макет в своем составе имеет аналогичные отладочную плату и приемо-передающий модуль. Задачей данного макета являлась ретрансляция принятого пакета обратно с добавлением в исходный пакет информации об уровне сигнала в точке приема.

Методика проведения эксперимента заключается в следующем. Основной макет производит периодическую отправку информационных пакетов фиксированной длины. В состав передаваемой информации входят номер передаваемого пакета, параметры модуляции LoRa, координаты, время и другие данные. Макет ретранслятор осуществляет прием пакетов, производит добавление в пакет информации об уровне сигнала (RSSI), зафиксированном в точке расположения ретранслятора и отправляет его обратно. Основной макет принимает ответный пакет от ретранслятора, сохраняет его на карте памяти и отображает принятую информацию на экране индикатора.

Также использовался вариант работы макетов с динамическим изменением параметров модуляции. В таком режиме на основном макете при помощи кнопок управления выставлялись параметры модуляции и мощности передатчика. Эти данные передавались в составе информационного пакета. Ретранслятор, получив пакет, осуществлял отправку ответного пакета, и, если в принятом пакете были указаны настройки модуляции отличные от текущих, менял их на новые. В очередном цикле передачи основной макет осуществлял передачу уже с новыми параметрами модуляции. Если в результате работы ретранслятор переставал осуществлять прием пакетов по какой-либо причине, то он переходил к приему с настройками по умолчанию.

Были проведены эксперименты по определению максимальной дальности передачи информации в условиях прямой видимости с учетом рельефа местности и реальной электромагнитной обстановки. Так как в составе макета был использован навигационный модуль, то обработка результатов также производилась с учетом привязки к местности путем наложения точек на карту значений принятого уровня сигнала. В таблице 1 и на рисунке 2 показаны некоторые результаты измерений для различных параметров ширины полосы пропускания BW и коэффициента расширения спектра SF. Мощность передатчиков была установлена на уровне +7 дБм с учетом коэффициента усиления антенны +3 дБи. Данные параметры мощности были обусловлены требованиями законодательства (не более +10 дБм эквивалентной излучаемой мощности). Высота антенн приемо-передающих модулей составляла примерно 1,5 м.

Таблица 1. Дальность передачи информации, м

Ширина полосы пропускания	Коэффициент расширения спектра		
	SF = 7	SF = 9	SF = 12
20,8 кГц	409	690	873
125 кГц	537	728	830

Как видно из приведенных данных, при увеличении коэффициента расширения спектра происходит увеличение дальности передачи информационных пакетов. Полоса занимаемых сигналом частот также влияет на максимальную дальность. Кроме этого следует учитывать характер местности и месторасположение приемных и передающих антенн, а также окружающей электромагнитной обстановки.



Рис. 2. Результаты измерений при различных параметрах коэффициента SF

Заключение

В данной работе рассмотрены экспериментальные исследования по определению дальности передачи данных с использованием LoRa модуляции. Приведены структурные схемы оборудования и методика для проведения эксперимента. Полученные результаты позволят производить оценку зоны действия систем передачи данных в LoRaWAN сетях, а также в системах использующих LoRa модуляцию в различных условиях электромагнитной обстановки с учетом рельефа местности.

Список использованных источников

1. LoRaWAN® | The Things Network [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.thingsnetwork.org/docs/lorawan/>.
2. Передающий модуль Ra-02 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://docs.ai-thinker.com/_media/lora/docs/c048ps01a1_ra-02_product_specification_v1.1.pdf.
3. LoRa Modulation Basics [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.semtech.com/uploads/documents/an1200.22.pdf>.

УДК 004.056+004.6

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ В ЦЕЛЯХ ЗАЩИТЫ ДАННЫХ

УРСУНБОЕВА Д. Т., ЮСУПБЕКОВА Б. Н.

*Евразийский национальный университет имени Л. Н. Гумилёва
(г. Астана, Казахстан)*

E-mail: Dinara.tursynbaeva@list.ru

Аннотация. Быстрое развитие больших данных привело к появлению новых проблем в области сетевой информационной безопасности и защиты конфиденциальности. В этом документе будут изучены конкретные технологии сетевой информационной безопасности и защиты конфиденциальности в этом контексте. В первой части этой статьи сначала обсуждается значение и характеристики больших данных, а затем выдвигаются проблемы информационной безопасности и защиты частной жизни в эпоху больших данных. Последняя часть глубоко изучает, как решать решения, соответствующие этим проблемам.

Abstract. The rapid development of big data has brought more problems in network information security and privacy protection. This paper will study the specific network information security and privacy protection technologies in this context. The first part of this paper firstly discusses the connotation and characteristics of big data, and then puts forward the information security and privacy protection problems in the era of big data. The last part deeply studies how to solve the solutions corresponding to these problems.

Введение

Современное общество называется информационным. Широкое развитие средств вычислительной техники и связи позволило собирать, хранить, обрабатывать и передавать информацию в таких объемах и с такой оперативностью, которые были немислимы раньше. С непрерывным развитием компьютерных технологий и сетевых технологий концепция больших данных больше не незнакома людям, а с резким ростом популярности интеллектуальных устройств интеграция технологий больших данных и других отраслей стала неизбежной. Большие данные сами по себе обладают множеством типов данных, высокой скоростью обработки данных и другими характеристиками, которые смогут эффективно способствовать развитию этих отраслей [1], но в то же время, поскольку концепция больших данных и связанные с ней технологии находятся в периоде быстрого развития, широкое применение таких технологий будет неизбежно приводит к большому количеству проблем информационной безопасности. В то же время большие данные будут собирать и анализировать различные типы данных, генерируемых пользователями во время использования Интернета. Если не будет эффективной защиты конфиденциальности, произойдет утечка личной информации пользователя. Очень вероятно, что информация просочится, и это окажет серьезное влияние на пользователей. Чтобы усилить положительное влияние, которое большие данные могут оказать на социальное развитие страны на основе оригинала, влияние больших данных на сетевую информационную безопасность и защиту конфиденциальности сведено к минимуму, и используется метод защиты сетевой информационной безопасности, соответствующий большим данным. Исследования очень необходимы.

Основная часть

Активное развитие информационных технологий обуславливает актуальность изучения проблем информационной безопасности: угроз для информационных ресурсов, различных средств и мер защиты, барьеров для проникновения, а также уязвимостей в системах защиты информации. Под информационной безопасностью в более общем виде следует понимать совокупность средств, методов и процессов (процедур), обеспечивающих защиту информационных активов и, следовательно, гарантирующих сохранение эффективности и практической полезности как технической инфраструктуры информационных систем, так и сведений, которые в таких системах хранятся и обрабатываются. Под угрозой безопасности информации понимаются события или действия, которые могут привести к искажению, несанкционированному использованию или даже к разрушению информационных ресурсов управляемой системы, а также программных и аппаратных средств.

Информационная безопасность включает:

- состояние защищенности информационного пространства, обеспечивающее его формирование и

развитие в интересах граждан, организаций и государства;

- состояние инфраструктуры, при котором информация используется строго по назначению и не оказывает негативного воздействия на систему при ее использовании;

- состояние информации, при котором исключается или существенно затрудняется нарушение таких ее свойств, как конфиденциальность, целостность и доступность;

- экономическую составляющую (структуры управления в экономической сфере, включая системы сбора, накопления и обработки информации в интересах управления производственными структурами, системы общеэкономического анализа и прогнозирования хозяйственного развития, системы управления и координации в промышленности и на транспорте, системы управления энергосистем, централизованного снабжения, системы принятия решения и координации действий в чрезвычайных ситуациях, информационные и телекоммуникационные системы);

- финансовую составляющую (информационные сети и базы данных банков и банковских объединений, системы финансового обмена и финансовых расчетов).



Обеспечение информационной безопасности должно начинаться с выявления субъектов отношений, связанных с использованием информационных систем. Спектр их интересов может быть разделен на следующие основные категории: доступность (возможность за приемлемое время получить требуемую информационную услугу), целостность (актуальность и непротиворечивость информации, ее защищенность от разрушения и несанкционированного изменения), конфиденциальность (защита от несанкционированного ознакомления).

Заключение

Таким образом, на основе простого обсуждения основных вопросов сетевой информационной безопасности и защиты конфиденциальности пользователей в эпоху больших данных в этой статье в основном применяется процесс обработки больших данных с помощью анонимной информации, технологии управления доступом к ролям и технологии управления доступом к рискам. Метод защиты конфиденциальности и безопасности пользователей был тщательно изучен. В процессе последующей разработки, чтобы большие данные могли лучше играть свою роль, соответствующие исследовательские подразделения должны уметь придавать значение вопросам сетевой информационной безопасности в контексте больших данных, а государственные ведомства должны оказывать помощь в построении специальных законов и правил. Отдельные предприятия или организации могут использовать большие данные для разумной работы и принципиально избегать нарушений конфиденциальности пользователей.

Список использованных источников

1. [1] Гао Юй, Ли Ли. Новые возможности и требования информационной безопасности в эпоху больших данных [J].
2. Электронные технологии и программная инженерия, 2018 (24).
3. [2] Чжан Цзянь, Ян Цзянь. Информационная безопасность и защита компьютерных сетей в эпоху больших данных [J].
4. Электронные технологии и программная инженерия, 2018 (24).
5. [3] Чжан Ган. Информационная безопасность компьютерных сетей и меры противодействия ее защите [J].
6. Электронные технологии и программная инженерия, 2018 (24).
7. [4] Ли Сяоя. Меры предосторожности при компьютерной информационной безопасности, основанные на эпохе больших данных [J].
8. Электронные технологии и разработка программного обеспечения, 2018 (24).
9. [5] Лян Чживэнь. Построение системы обработки компьютерной информационной безопасности в режиме облачных вычислений [J].
10. Электронные технологии и разработка программного обеспечения, 2018 (24).

УДК 534.322.3

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭВОЛЮЦИИ СПЕКТРОВ КАВИТАЦИОННОГО ШУМА ПРИ УВЕЛИЧЕНИИ ИНТЕНСИВНОСТИ УЛЬТРАЗВУКА

ЖАРКО Н. А., ШЕБЕКО В. П., ФЕДОРИНЧИК М. П., ДЕЖКУНОВ Н. В.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: n.zharko@bsuir.by

Аннотация. Показано, что интенсивность непрерывной составляющей в спектре кавитационного шума существенно увеличивается при интенсивности ультразвука, соответствующей появлению первых признаков эрозионной активности кавитации. Кавитационная эрозия обусловлена ударными волнами и микроструями жидкости, генерируемыми при захлопывании пузырьков. Поэтому данный результат позволяет вывод, что и непрерывная составляющая КШ связана с захлопывающимися кавитационными полостями, т.е. – с нестационарной кавитацией. Предложено использовать интегральную интенсивность непрерывной составляющей кавитационного шума для детектирования нестационарной кавитации.

Abstract. It is shown that the intensity of the continuous component in the spectrum of cavitation noise increases significantly at an ultrasound intensity corresponding to the appearance of the first signs of erosive cavitation activity. Cavitation erosion is caused by shock waves and liquid microjets generated by the collapse of bubbles. Therefore, this result allows us to conclude that the continuous component of the cavitation noise is associated with collapsing cavitation cavities, i.e. - with non-stationary cavitation. It is proposed to use the integral intensity of the continuous component of cavitation noise to detect non-stationary cavitation.

Введение

В настоящее время общепризнано, что ультразвуковая интенсификация физико-химических процессов в жидкости имеет кавитационную природу, т.е. связана с явлением образования, пульсаций и захлопывания микропузырьков газа в жидкости является [1-3].

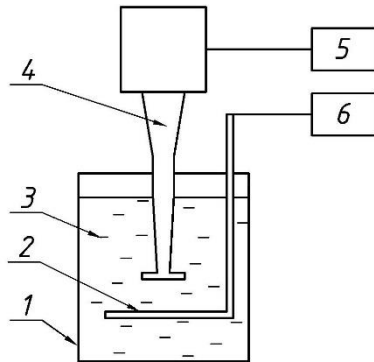
В последние годы обнаружены новые возможности воздействия ультразвуком в кавитационном режиме на биологические структуры, например: повышение проникающей способности лекарств через мембраны клеток – сонопорация [4], подавление роста опухолевых клеток [5], усиление действия лекарств или выделение лекарств из носителей [6] и другие. Однако закономерности развития кавитационной области изучены недостаточно, а известные в литературе данные во многих случаях противоречивы и характеризуются низкой воспроизводимостью, что сдерживает широкое внедрение передовых ультразвуковых технологий в медицине и технике.

Интенсивность воздействия кавитации на различные процессы (или активность кавитации) определяется концентрацией кавитирующих полостей и эффективностью, с которой они преобразуют энергию ультразвука в другие виды энергии, в частности, тепловую и энергию ударных волн. Многочисленными исследованиями показано, что активность кавитации не определяется однозначно интенсивностью ультразвука, зависит от свойств жидкости, ее газосодержания, температуры, наличия зародышей кавитации других параметров [1, 2]. Многие из параметров, влияющих на активность кавитации, могут неконтролируемо изменяться во времени при воздействии ультразвуком на жидкости или на жидкообразные среды, например, за счет дегазации или в результате химических реакций [7, 8, 9].

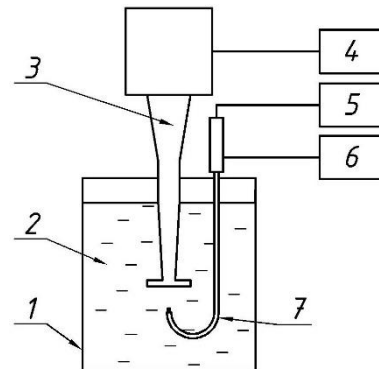
При пульсациях и захлопывании полостей в кавитационной области генерируется сложный акустический сигнал – кавитационный шум (КШ). Спектральный анализ КШ может служить эффективным методом исследования кавитации [10, 11, 12]. Однако разработка методов исследования кавитации с использованием КШ затрудняется тем, что механизмы генерирования спектральных компонент КШ не выяснены в полной мере. В связи с изложенным в данной работе исследовалась эволюция спектров кавитационного шума при увеличении интенсивности ультразвука (УЗ) в низкочастотном ультразвуковом поле.

Методика и оборудование

Схема измерений представлена на рисунке 1.



1 – емкость, 2 – держатель с фольгой,
3 – жидкость, 4 – излучатель,
5 – генератор,
6 – позиционирующее устройство



1 – емкость, 2 – жидкость, 3 – излучатель,
4 – генератор, 5 – кавитометр,
6 – позиционирующее устройство,
7 – датчик

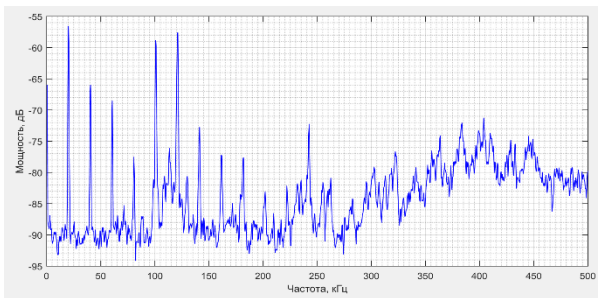
Рис. 1. Схема установки для исследования кавитационного шума (справа) и эрозионной активности кавитации (слева)

В ходе исследований интенсивность УЗ поля меняли путем изменения напряжения на излучателе. Предварительно проведена калибровка излучателя по мощности. Эксперименты выполнены на частоте 22,7 кГц. Пример эволюции спектра кавитационного шума (КШ) представлен на рисунке 2. Уровень фонового шума при отсутствии ультразвука, т.е. нулевой уровень в среднем равен – 90 дБ. Зависимости представлены в логарифмическом масштабе.

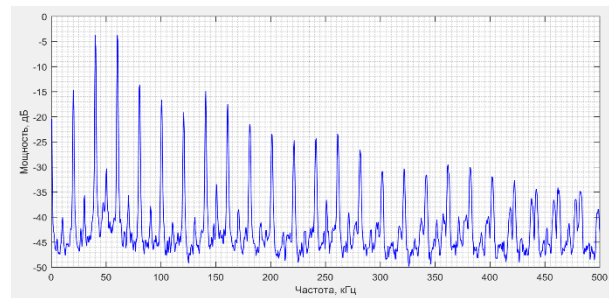
Результаты и обсуждение

Сравнение и анализ спектров КШ позволяет сделать следующие выводы. При интенсивности ультразвука порядка порога кавитации (рис. 2а) низкочастотная часть спектра ($f_0 \leq 150$ кГц) включает гармоники nf_0 , где n – целое число. Непрерывная компонента практически отсутствует. В высокочастотной области ($f_0 > 250$ кГц) гармоники менее выражены на фоне высокочастотной компоненты. Субгармоники $(n+1/2)f_0$ в этом режиме отсутствуют. Отметим, что при данной интенсивности ультразвука не наблюдается кавитационной эрозии.

По мере роста интенсивности ультразвука $I_{уз}$ интенсивность непрерывной компоненты быстро увеличивается (рис. 1б – 1г). Кроме гармоник появляются частоты $(1/2)f_0$ и $(n+1/2)f_0$. Интенсивности гармоник nf_0 и частот $(n+1/2)f_0$ на первом этапе увеличиваются быстро (рис. 1а – 1б), а при дальнейшем увеличении $I_{уз}$ стремятся к некоторому предельному состоянию или уменьшаются.



а)



б)

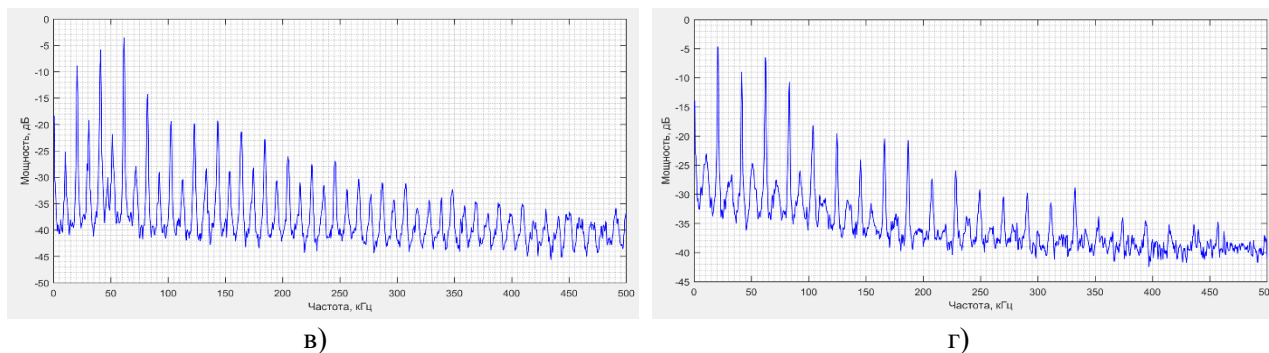


Рис. 2. Эволюция спектров кавитационного шума при увеличении интенсивности ультразвука. Интенсивность ультразвука, Вт/см²: а) 1,2; б) 2,5; в) 5,7; г) 10,5

Первые признаки разрушающего воздействия кавитации на тест – образцы из алюминиевой фольги регистрируются при интенсивности ультразвука 2,7...3,1 Вт/см², что близко к интенсивности, при которой снят спектр на рис. 2б. Далее, при увеличении $I_{уз}$ скорость кавитационной эрозии и интенсивность непрерывной компоненты КШ увеличиваются во всем диапазоне изменения $I_{уз}$. Поскольку общепризнано, что кавитационная эрозия связана с захлопыванием пузырьков, т.е. с нестационарной кавитацией, полученные результаты позволяют сделать вывод, что непрерывная составляющая в спектре кавитационного шума также генерируется захлопывающимися пузырьками. Следовательно, интегральная интенсивность непрерывной составляющей КШ может использоваться для детектирования нестационарной кавитации, т.е. захлопывающихся кавитационных полостей и оценки активности кавитации.

Список использованных источников

1. Сиротюк М. Г. Акустическая кавитация. М.: Наука, 2008, 271С.
2. Leighton T.G. Acoustic Bubble.- London.: Pergamon Press, 1995, 650 P.
3. Маргулис М.А. Основы звукохимии.- М.: Химия, 1986, 375 С.
4. Qin P., Xu L., Han T., Du L.F., Yu A.C.H. Effect of non-acoustic parameters on heterogeneous sonoporation mediated by single-pulse ultrasound and microbubbles // Ultrasonics Sonochemistry, V.31, 2016, P. 107-115.
5. Costley P. D., Ewan C. Mc, Fowley C., McHale A.P., Atchison J., Nomikou N., Callan J.F. Treating cancer with sonodynamic therapy: a review // Int. J. Hyperth. V. 31 №2, 2015, P. 107–117.
6. Hesham G.M., Ana M.M., Ghaleb A.H. Review on Triggered Liposomal Drug Delivery with a Focus on Ultrasound // Current Cancer Drug Targets. V. 15, 2015, P. 282–313.
7. Котухов А.В., Жарко Н.А., Минчук В.С., Дежкунов Н.В. Кавитация в водных растворах углекислого газа // Проблемы физики, математики и техники. V. 4, Т. 41, 2019, С. 35-41.
8. Barchouchi A., Molina-Boisseau S., Gondrexon N., Baup S. Sonochemical activity in ultrasonic reactors under heterogeneous conditions // Ultrasonics Sonochemistry. 1 2021, V. 72, Article 105407.
9. Brezhneva N., Dezhkunov N.V., Mazheika S. O., Nenashkina A., Skorb E. V. Evolution of cavitation activity during the ultrasonic magnesium nanostructuring. // International Journal of nanoscience. V. 18, № 3&4, – 2019, P. 1940071-1 – 1940073-3.
- [10] Leighton T.G., Birkin P.R., Hodnett M., Zeqiri B., Power J. F., Price G. J., Mason T., Plattes M., Dezhkunov N., Coleman A.J. In Bubble and Particle Dynamics in Acoustic Fields: Modern Trends and Applications, ed. // Research Signpost. – 2005, P. 37-94.
- [11] Скворцов С.П., Масленков Н.С., Нечаев В.И., Кравченко А.П. // Медицинская техника. – 2019, Т.5, С. 38-42.

УДК 621.373.8+616-7

МАНИПУЛЯТОР МЕДИЦИНСКОГО ЛАЗЕРА С БЕСПРОВОДНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

ЯШКИН А. В., ТИТОВИЧ Н. А.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: s7yashkina@gmail.com, titovich_n@bsuir.by

Аннотация. Приведена статистика отказов среди известных фирм-производителей дерматологических медицинских лазеров, использующих проводные манипуляторы. Предложена схема беспроводного манипулятора. Показаны преимущества внедрения данной разработки.

Abstract. The statistics of failures among well-known manufacturers of dermatological medical lasers using wired manipulators are given. The scheme of a wireless manipulator is proposed. The advantages of implementing this development are shown.

Введение

Сегодня современную медицину невозможно представить без использования беспроводных технологий, например, в телемедицине, оборудовании машины скорой помощи, дистанционное управление рентгеновскими аппаратами, связь кардиологических датчиков, обеспечение связи между узлами дерматологического лазера, создание сети в больнице на основе технологии Wi-Fi. Радиотехнологии обеспечивают передачу информации на расстоянии с использованием радиоволн без необходимости соединения электрическим кабелем. Преимущество беспроводного подключения заключается в обеспечении мобильности оборудования в пределах зоны покрытия, исключается человеческий фактор, пользователь не может физически воздействовать на канал связи, экономия физического пространства.

Основная часть

Одним из перспективных направлений внедрения беспроводных технологий в медицину является Wi-Fi, обеспечивающий работу в диапазонах 2,4 до 2,4835 ГГц и 5 ГГц (5,170 – 5,33; 5,49 – 5,730; 5,735 – 5,835 ГГц) с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM). Использование наряду с несущей частотой ещё и нескольких поднесущих частот в том же канале даёт возможность осуществлять параллельную передачу данных со скоростью до 9 Гбит/с. Число каналов зависит от выбранной ширины канала (стандартными являются 20, 40, 80 МГц). Немаловажным является использование нескольких антенн для разделения пространственных потоков и увеличения пропускной способности. Эти особенности можно успешно использовать для создания единой экосистемы, со следующими основными идеями: каждый медработник обеспечивается персональными устройствами с возможностью подключения к сети Wi-Fi; имеется общая база данных, куда приходит информация со всего медицинского оборудования, датчиков, носимых пациентами, персональных устройств врачей и медсестёр и на основании этого формируются индивидуальные карточки пациентов. Имея такую базу, можно повысить скорость проведения обследования и дальнейшего лечения, а также оперативность принятия решений.

Точку доступа к сети Wi-Fi можно устанавливать в каждой больничной палате, подключать к ней датчики, носимые пациентами, и передающие показатели пациента (пульс, температура, сатурация и др.). Таким образом можно удаленно контролировать показатели каждого пациента и оперативно реагировать на ухудшение показателей. С помощью планшета дежурный врач может оперативно получить информацию о текущих показателях пациента и его историю болезни, всегда остается на связи и в случае экстренной ситуации, может быть вызван по видеосвязи для принятия неотложных решений. Лечащий врач-специалист может наблюдать в режиме реального времени за проходящим

функциональным обследованием (допустим УЗИ) пациента и может скорректировать действия с лаборантом.

Одним из важнейших направлений внедрения радиотехнологий в медицине является совершенствование диагностического и технологического оборудования с целью повышения его надежности. Рассмотрена проблема повышения надежности медицинского лазера, используемого в дерматологии, а именно в косметологии. На сегодняшний день существует проблема бесперебойной связи лазера с манипулятором (рисунок 1).



Рис.1. Общий вид медицинского косметологического лазера.

На данном рисунке: 1 – дисплей с кнопками управления; 2 – манипулятор; 3 – ключ включения/выключения лазера; 4 – Оптическое волокно с электрическим кабелем; 5 – Кнопка аварийной остановки лазера; 6 – ножная педаль.

Сам манипулятор проводного лазера, выпускаемого белорусской компанией *Solar LS*, имеет следующий вид (рисунок 2).

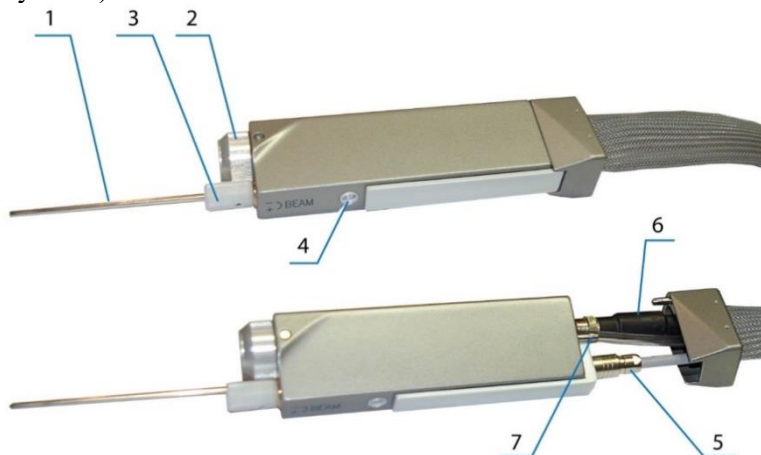


Рис.2. Внешний вид манипулятора.

На данном рисунке: 1 – штырь, задающий необходимое расстояние до кожи пациента; 2 – защитное стекло, через которое проходит лазерный луч; 3 – ручка изменения размера пятна; 4 – индикация установленного размера пятна; 5 – оптическое волокно; 6 – электрический кабель; 7 – разъём для подключения системы охлаждения кожи пациента.

Электрический кабель вставляется в соответствующий разъём на манипуляторе (рисунок 3) и другим концом в разъём на корпусе лазера. В процессе эксплуатации возникают множественные отказы (перелом кабеля, нарушение электрического контакта в разъёме) в силу физического воздействия оператора. По статистике за год происходит 7 – 10 отказов, что составляет от 15 до 20% от выпускаемой продукции.



Рис.3. Конструкция электрического разъёма.

Анализ продукции зарубежных конкурентов показал, что она также комплектуется проводными манипуляторами, с которыми также наблюдаются множественные отказы во время эксплуатации. В таблице 1 приведена статистика отказов среди известных фирм-производителей дерматологических медицинских лазеров за последние пять лет.

Таблица 1. Статистика отказов проводных манипуляторов

Модель лазера	Количество отказов за год, шт				
	2017	2018	2019	2020	2021
<i>Solar LS EvoLine</i>	7	8	10	3	9
<i>CANDELA GentleMax Pro</i>	6	8	10	5	12
<i>CANDELA GentleLase Pro</i>	6	9	12	4	10
<i>CUTERA Excel HR</i>	6	6	9	2	10
<i>CYNOSURE Elite +</i>	8	7	7	1	9
<i>DEKA Motus AX</i>	9	8	5	2	8
<i>LUTRONIC Clarity</i>	7	9	6	2	7

Исходя из данных таблицы 1 можно сделать вывод, что проблема с проводным соединением лазеров имеет постоянный характер. Отсюда компании тратят дополнительные средства на ремонт своей продукции, лазерные клиники теряют прибыль, пока лазеры находятся на обслуживании. Для снижения числа отказов, повышения надежности и исключения человеческого фактора возможно внедрить беспроводной канал связи с манипулятором.

Структурная схема предлагаемого беспроводного манипулятора изображена на рисунке 4. При разработке схемы беспроводного управления за основу взята микросхема трансивера, отвечающая за формирование и приём радиосигнала. Также применены оптроны, формирующие код, в зависимости от положения выдвижного штока и кнопки, по нажатию на которые происходит лазерная эмиссия. Использован радиоканал 433 МГц, т.к. согласно [1] диапазон 432 – 438 МГц с допустимой мощностью до 10 мВт выделен для любительской радиосвязи, а также может быть использован в промышленных и медицинских целях без обязательной выдачи разрешения.

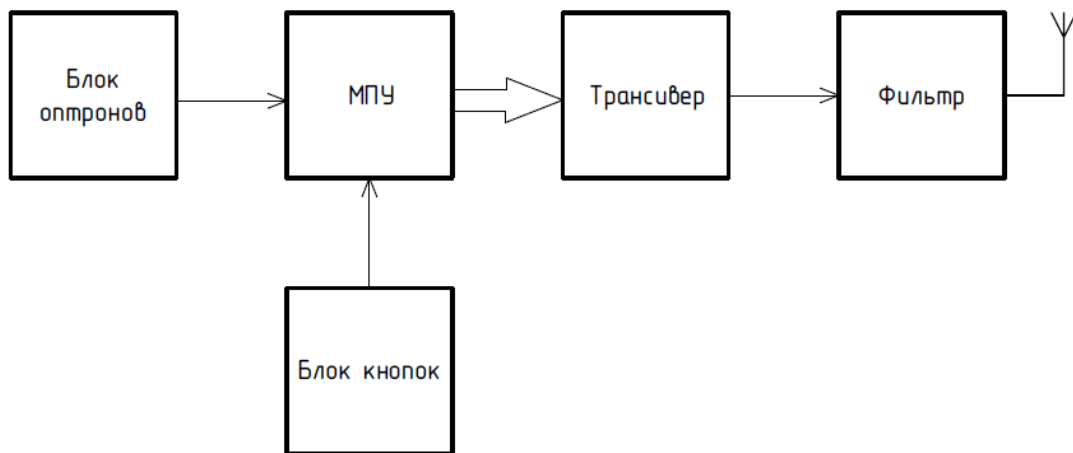


Рис. 4. Структурная схема беспроводного манипулятора

Полоса пропускания радиоканала с учётом требований [2] выбрана равной 300 кГц. Для повышения помехоустойчивости и ввиду наличия её во многих микросхемах трансиверов применена FSK модуляция. Выходная мощность передатчика составляет 10 мВт, т.к. предполагается связь малого радиуса действия (до 10 м), значение мощности соответствует разрешенному для диапазона 433 – 434,79 МГц. Беспроводной манипулятор является автономным и питается от батарейки CR2450 с напряжением 3 В.

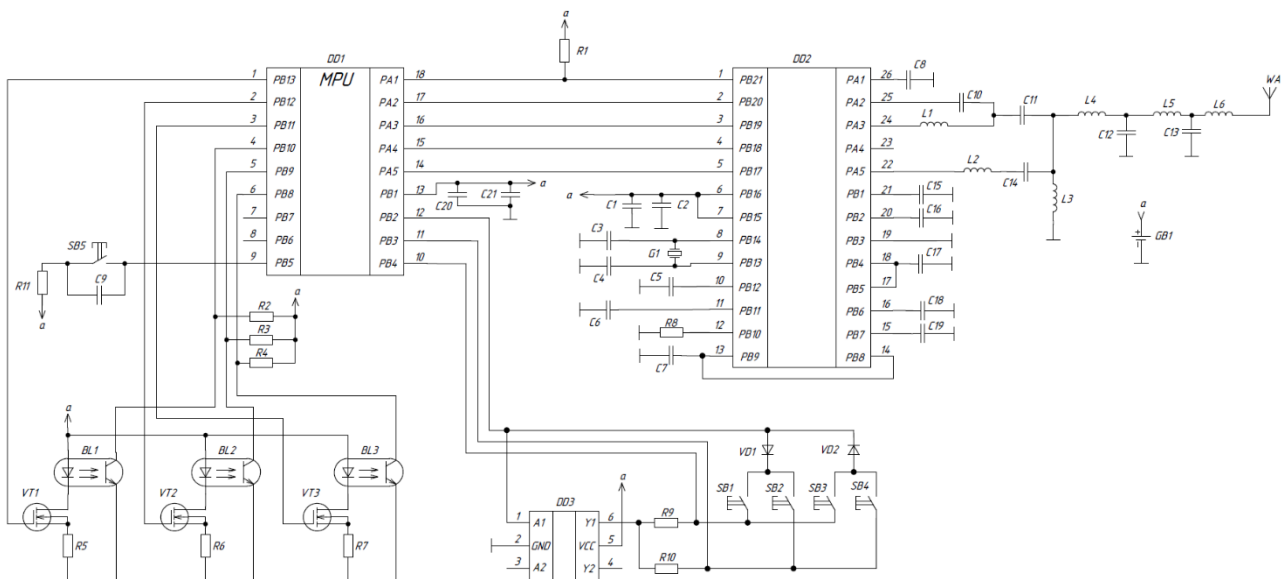


Рис.5. Принципиальная схема беспроводного манипулятора

Для согласования выхода трансивера с антенной и дополнительной фильтрации нежелательных гармоник необходим согласующий фильтр низких частот, предназначенный для фильтрации гармоник

второго и выше порядков, возникающих в процессе формирования радиосигнала, и для фильтрации нежелательных сигналов при приёме.

Электрическая принципиальная схема приведена на рисунке 5. Для ее реализации выбрана следующая элементная база:

- оптроны отражательного типа *OPR5005*;
- трансивер *ADF7023*;
- МПУ *STM32L151x6/8/B-A*;
- тактовые кнопки;
- согласующий фильтр рассчитан в программе *RFSim99*.

Заключение

Предварительные испытания показали, что манипулятор с беспроводным управлением имеет ряд преимуществ:

- исключается человеческий фактор, пользователь не может физически воздействовать на канал связи;
- в случае возникновения неполадки в манипуляторе (сообщение о неподключенном манипуляторе, ошибка определения размеров пятна, невозможность начала лазерной эмиссии) можно сразу отбросить версию о неполадках с каналом связи. В случае с проводным вариантом, необходимо проверять сначала электрический кабель;
- исключаются ошибки в работе манипулятора, связанные с плохим заземлением электрического разъёма;
- экономятся средства на электрическом кабеле.

Разработанное устройство планируется к внедрению в медицинском косметологическом лазере, выпускаемом компанией *Solar LS*. Предложенная схема и ее модификации могут быть применены в другой медицинской аппаратуре с подобными функциями.

Список использованных источников

1. Регламент радиосвязи *ITU* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/1.43.48.ru.pdf>.
2. Постановление Совета Министров Республики Беларусь от 06.04.2010 № 525 «Об утверждении Таблицы распределения полос радиочастот между радиослужбами Республики Беларусь» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://pravo.levonevsky.org/bazaby11/republic06/text750/index6.htm>

УДК 681.586'34

МЕТОД СРАВНИТЕЛЬНОЙ ОЦЕНКИ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ДАТЧИКОВ КАВИТАЦИИ

МИНЧУК В. С., ЖАРКО Н. А., ПЕРХУНОВА А. Ю., ШЕБЕКО В. П., ДЕЖКУНОВ Н. В.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: n.zharko@bsuir.by

Аннотация: Установлено, что максимального прироста разрешающей способности датчиков кавитации можно добиться при использовании экранирующей поверхности с воздушным зазором между волноводом и экраном. При этом наблюдается относительно невысокий спад чувствительности датчика – примерно до 30%. Использование плотно прилегающих к волноводу экранов снижает чувствительность в некоторых случаях более, чем в 10 раз, поэтому такой способ экранирования является неэффективным.

Abstract. It has been established that the maximum increase in resolution of cavitation sensors can be achieved by using a shielding surface with an air gap between the waveguide and the shield. In this case, a relatively low decrease in the sensitivity of the sensor is observed - up to about 30%. The use of screens closely adjacent to the waveguide reduces the sensitivity in some cases by more than 10 times, so this screening method is inefficient.

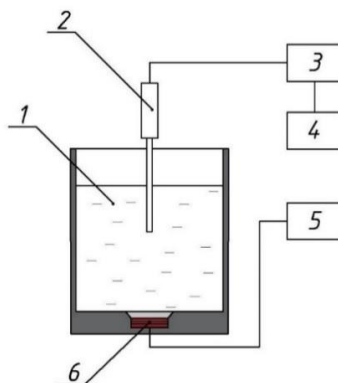
Введение

Ультразвуковые колебания широко используются для интенсификации физико-химических процессов в жидкостях. Общеизвестно, что ключевым фактором при этом является кавитация – явление образования, пульсаций и захлопывания микропузырьков газа под действием переменного давления ультразвуковой частоты [1-2].

Под пространственной разрешающей способностью датчика в данном случае будем понимать степень расхождения истинного кавитационного поля реактора и поля, которое снято датчиком. На данный момент нет возможности точно измерить истинное кавитационное поле реактора. Это связано с отсутствием как таковых датчиков активности кавитации с равномерной характеристикой в широком диапазоне частот, которые при этом не искажают исходное звуковое поле реактора и обладают высокой степенью локализации.

Методика и оборудование

Схема установки представлена на рис. 1. Емкость представляет собой цилиндрический сосуд из нержавеющей стали с внутренним диаметром 80 мм и высотой 100 мм, в дно которого вмонтирован пьезоэлектрический излучатель ($f_0 = 36$ кГц). Сосуд наполняется жидкостью до уровня 80 мм от излучателя. Датчик (2) фиксируется на уровне границы раздела жидкость-газ и каждую секунду опускается на 2 мм, пока не достигнет дна. Сигнал с датчика поступает на кавитометр (3). Обработанный сигнал поступает на компьютер, где происходит регистрация, расчет и визуализация параметров в режиме реального времени, с помощью программы обработки данных.



1 – жидкость, 2 – датчик, 3 – кавитометр,
4 – компьютер, 5 – генератор

Рис. 1. Схема установки для испытаний датчиков кавитации

Алгоритм определения разрешающей способности следующий. Датчик устанавливается на оси излучателя УЗ ванны у поверхности жидкости, уровень жидкости равен h . Датчик равномерно приближается к излучателю и снимает показания при помощи кавитометра. Получаем зависимость активности кавитации A от расстояния до излучателя L . Рассчитывается среднее показание датчика по объему A_{cp} . Строится синусоида со средним значением и амплитудой равными A_{cp} по формуле:

$$F(A) = A_{cp} + A_{cp} * \sin\left(\frac{4 * \pi * (h - L)}{\lambda} + \frac{3\pi}{2}\right) \quad (1)$$

A_{cp} – среднее показание датчика

h – уровень жидкости в ванне;

L – текущее расстояние от торца датчика до излучателя;

λ – длина волны излучателя в мм.

Таким образом получаемая синусоида представляет собой показания идеализированного датчика, обладающего той же чувствительностью, что и тестовый образец в идеализированной УЗ ванне. На рис. 2 приведены распределения кавитационного поля, снятые двумя различными датчиками и соответствующие им теоретические показания. Из графика видно, что первый датчик гораздо лучше улавливает неравномерности кавитационного поля.

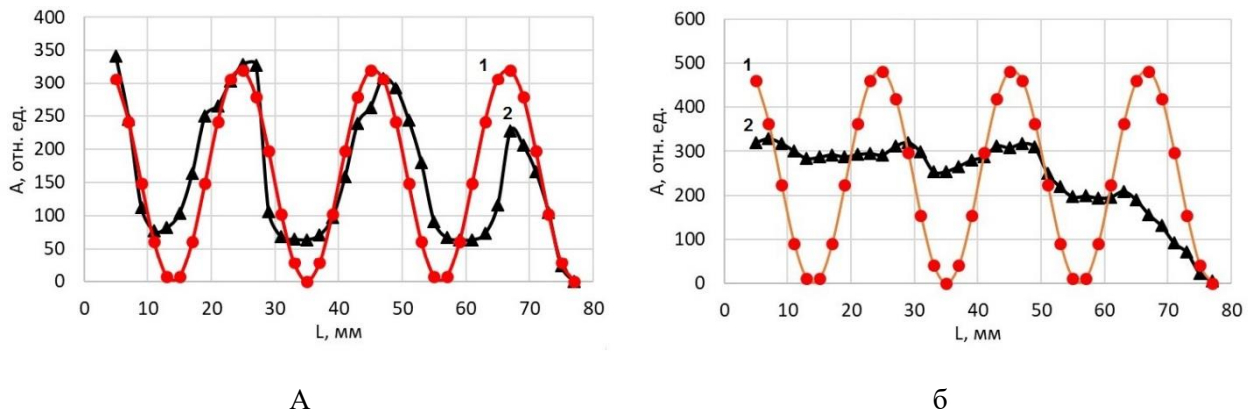


Рис. 2. Теоретические (1) и экспериментальные (2) распределения кавитационного поля: а – датчик с высокой разрешающей способностью, б – датчик с низкой разрешающей способностью

Коэффициент разрешающей способности R определяется следующим образом. Рассчитывается сумма квадратов отклонений между показаниями испытуемого датчика и рассчитанной синусоиды. Эта величина нормируется на A_{cp} и количество точек наблюдения N .

$$R = \frac{\sum_{i=0}^h (A_i - F_i)^2}{N * A_{cp}} \quad (2)$$

Чем ниже коэффициент R – тем более высокой разрешающей способностью обладает датчик. В идеальном случае $R=0$, однако на практике такой случай не достижим. Для приведенных примеров в первом случае (рис. 2а) $R=32$, во втором (рис. 2б) $R=117$.

Результаты и обсуждение

На рисунке 3 представлены распределения активности кавитации в ванне в диапазоне частот от 600 кГц до 10 МГц, снятые с помощью датчика P1 с различным видом экранирования волновода. Согласно рисунку, датчик без экрана (кривая 1) позволяет выделить максимумы активности кавитации на расстоянии 9, 27 и 67 мм от дна ванны. Расположение данных максимумов соответствует их

теоретическому положению. Однако плохо различим максимум на расстоянии 45 мм от дна. Использование любого из двух экранов позволяет существенно увеличить разрешающую способность датчика (кривые 2 и 3). Отметим, однако, что при этом падает чувствительность датчика. Уменьшение чувствительности объясняется уменьшением суммарного акустического сигнала, за счет уменьшения сигнала, поступающего на датчик через боковую поверхность волновода.

Использование экрана, припаянного к волноводу (кривая 3) приводит к существенно большему падению чувствительности по сравнению с экраном с воздушным зазором (кривая 2), хотя максимумы на расстояниях 45 и 67 мм остаются различимыми. Использование экрана с воздушным зазором позволяет практически полностью исключить попадание ультразвуковых волн на боковую поверхность волновода, что позволяет существенно увеличить разрешающую способность.

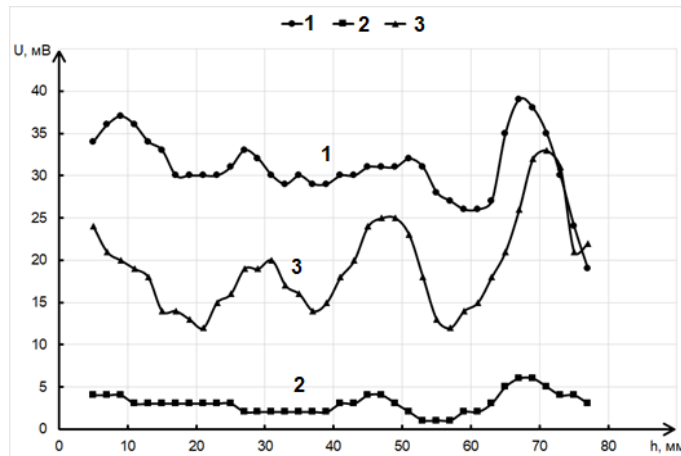


Рис. 3. Распределение активности кавитации, снятое датчиком P1: 1 – без экрана, 2 – припаянный экран; 3 – с воздушным зазором

Из полученных результатов можно сделать вывод о том, что плотно прилегающая термотрубка гасит энергию высокочастотных колебаний волновода. Это, вероятно, происходит в основном за счет подавления поверхностных волн в используемом волноводу. Для установления точной причины сильного уменьшения чувствительности при использовании экрана, плотно прилегающего к волноводу, планируется проведение дополнительных исследований.

Заключение

Установлено, что максимального прироста разрешающей способности датчиков кавитации можно добиться при использовании экранирующей поверхности с воздушным зазором между волноводом и экраном. При этом наблюдается относительно невысокий спад чувствительности датчика – примерно до 30%. Использование плотно прилегающих к волноводу экранов снижает чувствительно в некоторых случаях более, чем в 10 раз, поэтому такой способ экранирования является неэффективным.

Список использованных источников

1. Сиротюк М. Г. Акустическая кавитация. М.: Наука, 2008. 271С.
2. Leighton T.G. The Acoustic Bubble // Academic Press, London, 1994. – 640 p.
3. Kotukhov A. N., Zharko N. A., Minchuck V. S., Dezhkunov N. V. Evolution of cavitation activity in carbonate dioxide aqueous solution in the process of ultrasonic treatment // East European Scientific Journal. – №5 (45). – part 2. – Warsaw, Poland: 2019. – p. 32-38.

УДК 621.391.6+621.376.4

МЕТОДЫ синхронизации несущего колебания при приеме сигналов с фазовой манипуляцией

ЗАЙЦЕВ И. А.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: *illya.zaitsau@gmail.com*

Аннотация. Представлены существующие методы синхронизации несущего колебания. Выявлены преимущества и недостатки данных методов.

Abstract: The existing methods of synchronization of the carrier oscillation are presented. The advantages and disadvantages of these methods are revealed.

Ключевые слова: синхронизация, метод, схема, прямая связь, обратная связь, фаза, несущая частота.

Введение

Приемники обрабатывают сигналы, которые несут в себе не только информацию, а также различного рода помехи. Это обусловлено особенностями распространения радиоволн, нестабильностью частоты опорных генераторов, изменяющимся местоположением передающего и приемного устройств, эффектом Доплера и пр. Обычно приемник знает только некоторые статистические свойства сигнала и помехи. Исходя из этих статистических свойств и используя наблюдение за принятым сигналом, приемник способен оценить передаваемые символы данных.

Наибольшая энергетическая и спектральная эффективность передачи дискретной информации достигается при использовании методов фазовой манипуляции, таких как *BPSK*, *QPSK*, *M-PSK*. Прием сигналов, модулированных в соответствии с данными методами, осуществляется по когерентной схеме. Данная схема предполагает точное знание частоты и фазы несущего колебания.

Методы синхронизации несущего колебания

В настоящее время можно выделить два принципа в реализации методов фазовой и частотной синхронизации.

К первому принципу относится синхронизация с прямой связью.

Принцип работы данных схем синхронизации (рисунок 1) основан на оценке неизвестных параметров (частоты и фазы). Эти параметры представляются в виде случайных величин.

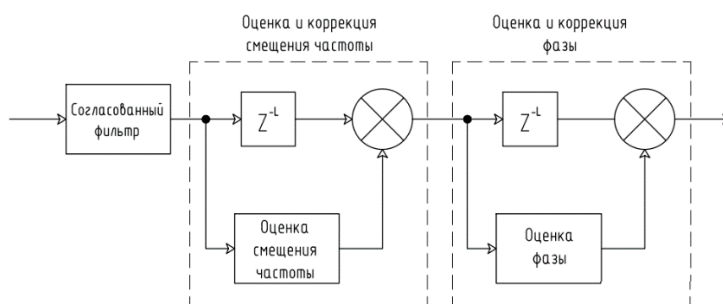


Рис. 1. Общая схема синхронизации несущей с прямой связью

Основываясь на способах декодирования данных, алгоритмы прямой синхронизации также дополнительно классифицируются на 3 следующих типа.

Системы с поддержкой данных (*Data-Aided (DA)*):

Синхронизаторы с поддержкой данных реализуются путем включения известных групп символов (преамбул), которые используются контуром прямой связи для облегчения оценки.

Недостатком систем *DA* является то, что они требуют служебной передачи для символов преамбулы/расширения. При этом мощность сигнала будет разделяться между передаваемой (полезной) и служебной информацией.

Системы, ориентированные на принятие решений (*Decision-Aided (DD)*):

Синхронизаторы, ориентированные на принятие решений, используют оценку данных, а не истинные данные, извлеченные из передаваемых преамбул.

Производительность этих алгоритмов оптимальна только при высоком *SNR*, где его производительность приближается к производительности *DA* при высоком отношении сигнал/шум (*SNR*).

Системы, не основанные на данных (*Non-Data Aided (NDA)*):

В системах происходит усреднение данных для получения надежных оценок.

Основным недостатком системы *NDA* является то, что она сильно ухудшается после того, как принятый сигнал был искажен многолучевым замиранием. Тем не менее, при низком *SNR* он работает более надежно, чем его аналоги *DD / DA*.

Схемам, использующим данный метод, первое время нужно обеспечить высокое отношение сигнал/шум (*SNR*), поскольку производительность синхронизатора основана на правильности обнаружения обучающих последовательностей.

Преимуществом методов, основанных на прямой связи, является отсутствие проблем зависания и проскальзывания цикла, поскольку отсутствует обратная связь. Тем самым экономится время на восстановление несущей.

Ко второму принципу реализации методов фазовой и частотной синхронизации относится синхронизация с обратной связью.

Схемы, работающие в соответствии с данным принципом, включают в себя канал обратной связи в системе для исправления ошибок. Базовая конструкция такой схемы иллюстрируется контуром фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), изображенной на рисунке 2.

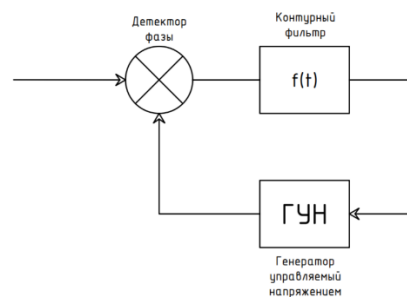


Рис. 2. Схема контура фазовой автоподстройки частоты

Детектор фазы – это устройство, измеряющее различия фаз поступающего сигнала и локальной копии. Если поступающий сигнал и его локальная копия изменяются относительно друг друга, то разность фаз (или рассогласование по фазе) – это зависимый от времени сигнал, поступающий на контурный фильтр. Контурный фильтр регулирует отклик контура ФАПЧ на эти изменения сигнала. Генератор, управляемый напряжением, – устройство, создающее копию несущей. Данный генератор является генератором синусоидального сигнала, частота которого управляется уровнем напряжения на входе устройства.

Различаются два основных способа фазовой и частотной синхронизации, основанных на контуре ФАПЧ.

Первый способ основан на возведении в степень.

Входной сигнал с подавленной несущей возводится в степень *M* (число точек в сигнальном созвездии). Затем получаемые компоненты, зависящие от удвоенной несущей, можно выделить и отследить с помощью стандартного контура ФАПЧ.

Недостаток данной схемы – возведение M -ю степень всех фазовых углов. Следовательно, фазовый шум и случайное смещение фазы также возводятся в степень. Это увеличение углов нейтрализуется установкой делителя порядка M на выходе контура ФАПЧ.

Второй способ – синфазно-квадратурная схема (петля Костаса).

Схема позволяет избежать возведения в степень, реализация которого на несущих частотах может быть затруднительной. Вместо этого в контур вводится умножитель и относительно простые фильтры нижних частот.

Основной проблемой реализации синфазно-квадратурной схемы является то, что для получения теоретической оптимальной производительности два фильтра нижних частот должны быть идеально согласованы.

Использование методов синхронизации с обратной связью позволяет работать с более низким отношением сигнал/шум, чем при методах, основанных на прямой связи. Тем самым методы с обратной связью являются более универсальными. Также использование таких методов позволяет обеспечить большую энергетическую эффективность для системы передачи информации.

На рисунке 3 приведена схема синхронизации несущей с обратной связью, созданная в Simulink.

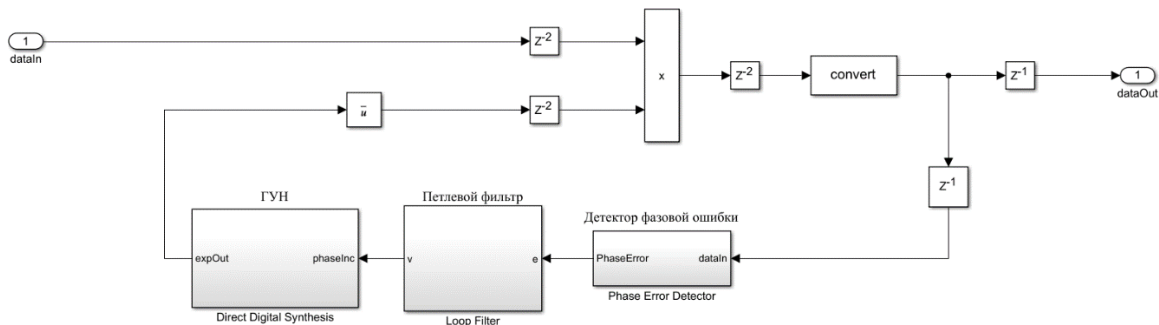


Рис. 3. Схема синхронизатора несущей

Схема синхронизатора несущей представляет собой контур ФАПЧ с детектором синусоидальной фазовой ошибки, которая работает при рабочей точке 45 градусов. Фазовая ошибка рассчитывается как отклонение фазового детектора от рабочей точки (45 градусов). Пропорционально-интегрирующий фильтр в подсистеме контурного фильтра фильтрует фазовую ошибку. Контурный фильтр устанавливает нормализованную полосу пропускания контура (нормализованную по частоте дискретизации) и коэффициент демпфирования контура. Нормализованная полоса пропускания контура по умолчанию установлена на 0,005, а коэффициент демпфирования по умолчанию установлен на 0,7071. Отфильтрованная ошибка подается как источник приращения фазы в подсистему прямого цифрового синтеза. Подсистема необходима для корректировки частоты и фазы.

Заключение

В статье были проанализированы различные методы синхронизации по несущему колебанию. Рассмотрены существующие методы как с прямой, так и с обратной связью по решению. Для методов описаны их преимущества и недостатки.

Приведен пример схемы синхронизатора несущей с обратной связью.

Список использованных источников

1. Скляр. Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. – М.: 2003. – 1104с.
2. J. G. Proakis. Digital Communications, McGraw-Hill, NY, 3rd edition, 1995. – 784с.

УДК 621.396.969.3

МОБИЛЬНАЯ СТАНЦИЯ ОБНАРУЖЕНИЯ И ПЕЛЕНГАЦИИ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

ГРИНКЕВИЧ В. И., МАТЮШКОВ М. А., ТИТОВИЧ Н. А.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: nikolai.titovich@gmail.com, golapolosov24@gmail.com, v.grinkevich@kbradar.by

Аннотация. Рассмотрены основные технические характеристики мобильной радиостанции, позволяющей эффективно защищать производственные объекты от беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), разрабатываемая станция позволяет осуществлять пассивную защиту как стационарных, так и движущихся объектов при их обнаружении в секторе 360 градусов, имеет короткое время развертывания и низкую стоимость производства.

Abstract. The main technical characteristics of a mobile radio station that allows for effective protection of production facilities from drones are considered, The station being developed allows for passive protection of both stationary and moving objects when they are detected in the 360-degree sector, has a short deployment time and low production cost.

Введение

В настоящее время, актуальной задачей является охрана значимых объектов таких как АЭС, ГЭС, заводы, нефте- и газопроводы, объекты химического производства, объекты закрытого типа, от дронов, способных проводить фото и видео фиксацию и оказывать деструктивное воздействие на их функционирование [1-2].

Мобильная станция обнаружения и пеленгации БПЛА

Разрабатываемая мобильная станция обнаружения и пеленгации БПЛА должна решать следующие задачи:

- обнаружения малых БПЛА;
- выдача пеленга БПЛА на внешние системы поражения и подавления;
- непрерывный мониторинг воздушного пространства на предмет движущихся БПЛА;
- визуальное отображение маршрута полета БПЛА на топографической карте;
- распознавание класса БПЛА;
- мобильность системы при выполнении задач по защите объектов.

Принцип работы данного комплекса заключается в обнаружения БПЛА, которое происходит путем пеленгации бортовых радиопередающих устройств, каналов дистанционного управления и связи.

После моделирования и изучений характеристик, которыми обладают дроны и малые БПЛА, авторами были определены основные технические характеристики мобильной станции пеленгации, которые показаны в таблице 1.

Таблица 1. Полученные технические характеристики мобильной станции пеленгации

Технические характеристики мобильной станции пеленгации	Значения
Пределы обзора пространства	по азимуту 0...360°; по углу места -10°...+70°.
Диапазон рабочих частот	400...6000 МГц
Количество приемных каналов	2
Чувствительность радиоприемного тракта	не хуже минус 120 дБВт
Продолжение таблицы 1	

«ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2022»

Республиканская научно-практическая конференция, 28-29 октября 2022 г., Минск, Республика Беларусь

Коэффициент шума радиоприемного тракта	не более 7 дБ
Полоса мгновенного обзора при обнаружении и пеленгации	50 МГц
Точность пеленгования радиопередающих устройств	по азимуту не хуже 3° ; по углу места не хуже 4°
Время наблюдения в режиме поиска	не более 1000 мс
Минимальное время наблюдения в режиме пеленгования	10 мс
Дальность обнаружения	до 7км

Заключение

Разрабатываемая данная мобильная станция позволит в пассивном режиме осуществлять защиту как стационарных, так и движущихся объектов, при обнаружении их в секторе 360 градусов, иметь время развертывания/свёртывания не более 15 минут и относительно не высокую себестоимость при производстве.

Список использованных источников

- 1 Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие. Под ред. Цветнова, Изд. МАИ 1998 г.
- 2 Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / Под ред. В.Г. Радзиевского. М.: Радиотехника, 2006. – 424 с

УДК 621.319.43

МЭМС НА ОСНОВЕ АНОДНОГО ОКСИДА АЛЮМИНИЯ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СХЕМАХ

КОЗЛОВ В. С., ЦАЛАДОНОВ А. Д., БИРАН С. А., КОРОТКЕВИЧ Д. А., КОРОТКЕВИЧ А. В.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: biran@bsuir.by

Аннотация. В данной работе рассмотрены области применения переменных МЭМС-конденсаторов. Рассмотрены способы регулирования величины емкости МЭМС-конденсаторов. Описан принцип работы переменного конденсатора, в котором изменение величины зазора между обкладками осуществляется с помощью многослойного термоактюатора. Предложена конструкция переменного МЭМС-конденсатора на основе анодного оксида алюминия.

Abstract. In this paper, the areas of application of variable MEMS capacitors are considered. Methods for regulating the capacitance value of MEMS-capacitors are considered. The principle of operation of a variable capacitor is described, in which the change in the gap between the plates is carried out by a multilayer thermal actuator. A design of a variable MEMS-capacitor based on anodic aluminum oxide is proposed.

Введение

Микроэлектромеханические системы (МЭМС) сочетают в своем устройстве как электронные, так и подвижные (механические) компоненты. Они обычно обладают сложной пространственной конфигурацией, изготавливаются с прецизионной точностью и сохраняют свои механические характеристики длительное время при различных внешних воздействиях. Среди микромеханических устройств разделяют исполнительные механизмы (актюаторы, микродвигатели; микрозахваты; микрозеркала) и датчики (акселерометры; гироскопы; магнетометры; расходомеры) [1].

Многие встроенные в высокочастотные микросхемы пассивные электрические компоненты, такие как катушки индуктивности, конденсаторы и переключатели, являются определяющими элементами для производительности беспроводных устройств, работающих в высокой и сверхвысокой полосе частот. Перестраиваемые ВЧ МЭМС-конденсаторы, используемые в устройствах беспроводной связи, используются в схемах генераторов, управляемых напряжением, настраиваемых фильтров и фазовращателей. Эти устройства обычно требуют широкого диапазона настройки и высокого значения добротности [2].

Основная часть

Регулирование величины емкости в МЭМС-конденсаторах может осуществляться разными способами: за счет изменения расстояния между обкладками, за счет изменения площади перекрытия обкладок, за счет изменения диэлектрической проницаемости среды между обкладками. В системах связи наибольшее распространение получили конденсаторы с изменяемым расстоянием между обкладками за счёт простоты конструкции и хороших электрических параметров [3].

По способу регулирования расстояния между обкладками можно выделить следующие типы конденсаторов: пьезоэлектрический, электростатический, термический. Использование подложки из кварца усложняет технологию производства и затраты при производстве пьезоэлектрических конденсаторов. Перемещения подвижной обкладки в конденсаторах с электростатической регулировкой может осуществляться на величину не более, чем одна треть от первоначального зазора, что ограничивает предел регулировки емкости [4]. Для увеличения диапазона изменения емкости перспективно использование термоактюаторов. Принцип работы термоактюатора, основан на упругой деформации материалов за счёт различия в их коэффициентах теплового расширения. Использование термоактюаторов позволяет значительно увеличить диапазон перемещения подвижной обкладки переменного конденсатора.

Разработана конструкция переменного МЭМС-конденсатора на основе многослойной структуры из алюминия и анодного оксида алюминия. За основу был взят термоэлектрический метод изменения величины емкости конденсатора. На рисунке 1 показана структура верхней подвижной обкладки. По центру находится непосредственно сама обкладка. От нее к основанию идут консольные балки – термоактюаторы. Консольные балки выполнены из трехслойной структуры алюминий-оксид алюминия-тантал.

Управление переменным МЭМС-конденсатором осуществляется путем нагрева танталовых резисторов, нанесенных на поверхность балок. При подаче напряжения танталовая плёнка нагревается, при этом за счёт различия температурных коэффициентов линейного расширения алюминия и оксида алюминия происходит изгиб балок и, соответственно, перемещение верхней обкладки конденсатора, за счет чего и происходит регулирование емкости.

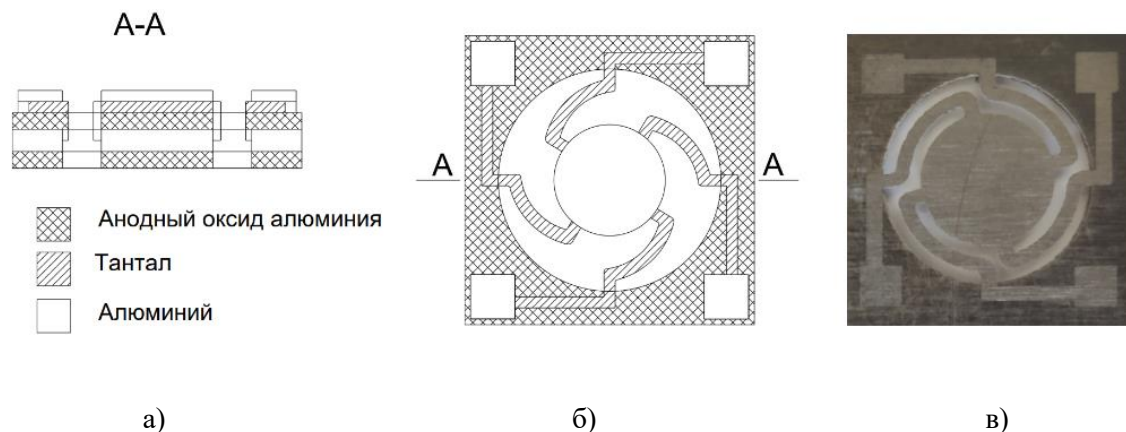


Рис. 1. Структура верхней обкладки переменного МЭМС-конденсатора: а) сечение, б) вид сверху, в) изготовленная

Заключение

Изменение величины зазора за счет перемещения подвижной обкладки с помощью термоактюатора в МЭМС-конденсаторе обеспечивает относительно большое линейное перемещение, что позволяет увеличить диапазон изменения емкости. Конечная емкость конденсатора зависит от геометрических и конструктивных параметров. Варьирование конструктивных параметров структуры позволяет изменять первоначальную емкость как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения на 150-200%.

Список использованных источников

1. Eloe J.C. MEMS and Nano Divergence: Status of MEMS industry / J. C. Eloe. – Yole development, 2021.
2. Варадан В. ВЧ МЭМС и их применение / Варадан В., Винной К., Джозе К. – М., Техносфера, 2004. - 528 с.
3. Surface micromachined RF MEMS variable capacitor / Dong-Ming Fang [et. al] – Microelectronics Journal 38: 855–859.
4. MEMS-based variable capacitor for millimeter-wave applications, in: Technical Digest of Solid-State Sensors and Actuators Workshop / Z. Feng [et. al] – Hilton Head Island, SC, 2000, pp. 255–258.

УДК 621.396.6-027.31

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ, ПОДВЕРЖЕННЫХ ВОЗДЕЙСТВИЮ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ

ТИТОВИЧ Н. А., МУРАШКИНА З. Н.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: nikolai.titovich@gmail.com, kafirt1@bsuir.by

Аннотация. Рассмотрены особенности проектирования радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), подверженной воздействию электромагнитных помех (ЭМП) с учетом восприимчивости полупроводниковых приборов (ПП) и интегральных микросхем (ИМС). В качестве альтернативного критерия оценки восприимчивости ИМС предложено выбирать их по минимальным уровням электромагнитного излучения. При проектировании экранов для защиты РЭА от ЭМП важно учитывать частоты, на которых излучения ИМС максимальны.

Abstract. The design features of radio-electronic equipment (REA) exposed to electromagnetic interference (EMI) taking into account the susceptibility of semiconductor devices (PP) and integrated circuits (IC) are considered. As an alternative criterion for assessing the susceptibility of ICS, it is proposed to choose them according to the minimum levels of electromagnetic radiation. When designing screens to protect REA from EMF, it is important to take into account the frequencies at which the IC radiation is maximum.

Введение

Современные подходы к конструированию РЭА предполагают решение вопросов электромагнитной совместимости (ЭМС) уже на стадии выбора элементной базы, разработки печатных плат отдельных блоков, проектирования электромагнитных экранов и помехоподавляющих фильтров. Исследования показали, что при воздействии ЭМП наиболее вероятны обратимые трудно прогнозируемые сбои в работе РЭА, которые наступают при гораздо меньших в сравнении с необратимыми отказами уровнях помех и цена которых весьма велика. Поэтому тема исследования влияния ЭМП на работоспособность цифровых устройств и, в частности, ИМС получила сегодня новый импульс развития.

Учет восприимчивости ПП и ИМС к воздействию ЭМП.

Исследования восприимчивости ПП и ИМС начались в 80-х годах прошлого столетия. К этому времени была накоплена статистика по обратимым отказам вычислительной техники и другой РЭА в случаях применения средств радиоэлектронной борьбы (РЭБ). По результатам исследований появились специальные отчеты и справочные пособия, посвященные анализу восприимчивости ПП и ИМС к воздействию ВЧ и СВЧ ЭМП. В связи с большим объемом исследований в справочниках приводились данные испытаний в основном типовых элементов, они содержали подробные методики проведения измерений, рекомендации по выбору критериев оценки и построению лабораторных макетов. Данные рекомендации интересовали в основном разработчиков специальной аппаратуры. К концу прошлого столетия была накоплена определенная статистика по отказам не только военной, но и промышленной, и бытовой аппаратуры под воздействием ЭМП. Поэтому в каждой крупной компании, производящей микроэлектронную продукцию, начали проводиться испытания по данной тематике, разрабатывались рекомендации по их проведению. В результате в начале нынешнего столетия были разработан стандарт по измерению электромагнитной устойчивости интегральных схем МЭК 62132 [1, 2]. Стандарт содержит четыре метода проведения испытаний, наиболее популярными из них являются метод измерения с помощью ТЕМ-камеры (МЭК 62132-2) [1] и метод прямого введения мощности (МЭК 62132-4) [2]. Первый метод более аппаратуроемкий и дорогой, основан на

измерении уровней напряженности воздействующего электромагнитного поля и предназначен в основном для испытания отдельных блоков и узлов. Второй удобен для исследования восприимчивости отдельных ПП и ИМС, позволяет измерять уровни напряжений и мощностей СВЧ помех, воздействующих непосредственно на выводы ПП и ИМС.

Организация испытаний на восприимчивость ПП и ИМС к воздействию ЭМП требует высокой квалификации инженеров в области полупроводниковой электроники, электродинамики и ЭМС. Для организации испытательных лабораторий необходимы не только мощные генераторы и усилители широкого частотного диапазона, но и оборудование специальных ТЕМ-камер, сложная измерительная аппаратура, разработка специальных тестовых плат, разъемов. Поэтому все более популярным становится расчетный метод оценки восприимчивости. Основной проблемой здесь является отсутствие точных данных о параметрах ИМС, которые разработчики, как правило, не представляют.

Исследования восприимчивости ПП и ИМС к воздействию радиопомех показали, что при измерениях и расчетах имеет смысл использовать методики испытаний и фрагменты моделей электромагнитного излучения той же микросхемы. В основе этого довода лежит принцип взаимности, который применительно к интегральным схемам заключается в том, что наибольшая восприимчивость ИМС к воздействию ЭМП наблюдается на частотах с максимальными уровнями паразитных излучений. Поэтому при выборе метода оценки восприимчивости целесообразно изучить стандарты, регламентирующие измерения уровней помех. Стандарт IEC 61967 [3,4] претендует на роль общепотребительного стандарта, определяющего характеристики помех, излучаемых интегральными схемами любого типа в диапазоне 150 кГц...1 ГГц. Наиболее удобными для исследования ИМС являются метод ТЕМ-камеры и метод прямого соединения 1 Ом/150 Ом.

Измерение излучаемых помех по стандарту IEC 61967-2 [3] используется для определения уровня электромагнитного излучения в окружающую среду, создаваемого внутренней структурой и выводной рамкой ИМС. ТЕМ-камера представляет собой клинообразный коаксиальный волновод, состоящий из плоского внутреннего проводника (перегородки) и внешнего коаксиального проводника (экрана), и в данном случае используется в качестве экранированной приёмной антенны. Указанный метод измерений электромагнитного излучения требует разработки специальной тестовой платы для испытуемой ИМС. Метод прямого соединения [4] может быть использован для измерения уровня помех, излучаемых интегральными схемами, с высоким разрешением и в широком диапазоне частот. При данном методе результаты могут быть получены как для ИМС в целом, так и выборочно для их выводов. Следует отметить, что стандарт IEC 61967-2 требует меньших аппаратных затрат и многие ведущие мировые производители микроэлектронной продукции применяют его для оценки уровней электромагнитных излучений своей продукции и размещают эту информацию и методики проведения испытаний в своих справочниках. На рисунке 1 представлены спектры узкополосной и широкополосной помехи, генерируемой силовой ИМС, выпускаемой компанией Infineon, измеренные с помощью 150-омного пробника напряжения по методу прямого соединения [5].

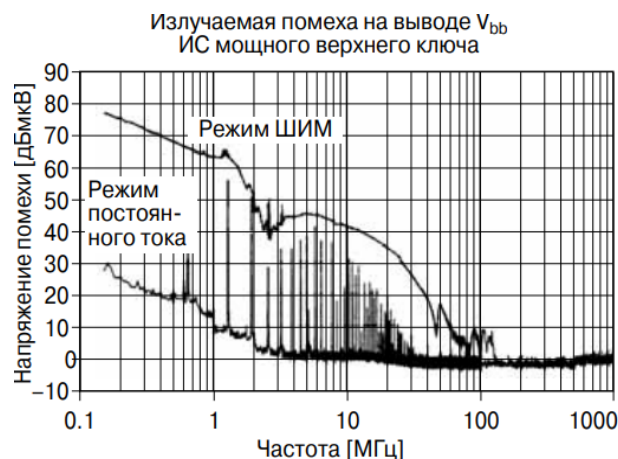


Рис.1. Спектры узкополосной и широкополосной помехи, генерируемой силовой ИС.

Таким образом в распоряжении разработчика РЭА, работающей в сложной помеховой обстановке, сегодня появился серьезный инструмент, заключающийся в выборе менее восприимчивой к воздействию ЭМП элементной базы. При отсутствии возможности испытать ПП и ИМС по данному критерию инженер может использовать данные производителей об уровнях паразитных излучений.

Особенности проектирования экранов при воздействии преднамеренных ЭМП.

По характеру воздействия на ИМС частотный диапазон ЭМП можно разделить на три области. В области, где частота ВЧ помехи f_n ниже граничной рабочей частоты $f_{гр}$ микросхемы, происходят функциональные сбои, т.е. помеха воспринимается как рабочий сигнал, если уровень ее соответствует порогу переключения. Во второй области имеют место «перемежающиеся» сбои. Здесь f_n уже превышает $f_{гр}$ и поэтому времени воздействия помехи не всегда достаточно для переключения ИМС, а результат воздействия ЭМП во многом зависит от соотношения фаз сигнала и помехи. Для переключения ИМС воздействующая помеха должна иметь определенную длительность. Поэтому на частоте f_n близкой к $f_{гр}$, переключение происходит при уровнях выше порога переключения. В третьей области имеют место сбои, обусловленные изменением параметров ИМС за счет детектирования огибающих ЭМП, а также за счет паразитных резонансных явлений на некоторых частотах. Работа р-п-переходов транзисторов логических элементов (ЛЭ) в качестве детекторов приводит к появлению на них дополнительных напряжений смещения и к изменению всех параметров: уровней логического нуля и единицы, времени задержки распространения при включении и выключении. В этой области, как видно из рисунка 2, ВЧ напряжение, приводящее к сбою, увеличивается с ростом частоты.

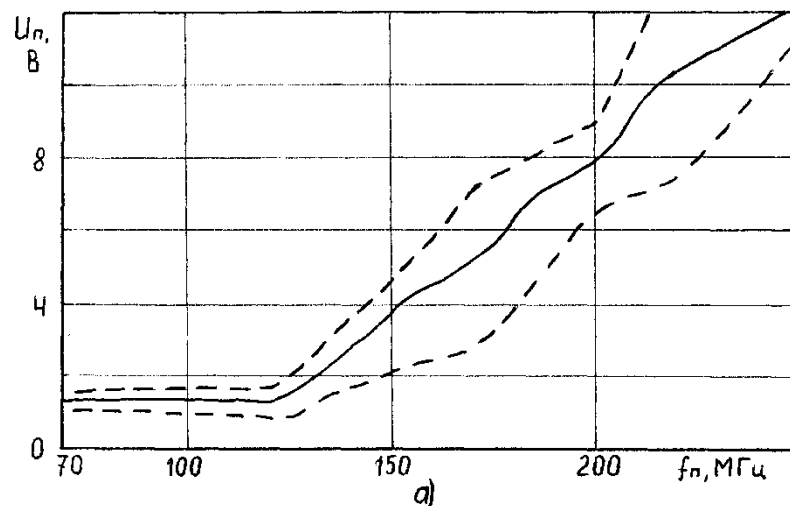


Рис.2. Зависимость порога восприимчивости ИМС K555JA3, определенного в единицах напряжения от частоты радиопомехи, воздействующей на вход.

Значения $f_{гр}$ не всегда приводятся в справочниках по ИМС. Они отличаются для различных типов и серий ИМС и составляют порядка 15-20 МГц для ЛЭ серии 155, 30-35 МГц для 531, 25-30 МГц для 1533, 25-30 МГц для 1554. Для определения $f_{гр}$ можно включить три инвертирующих ЛЭ в схему кольцевого генератора, который за счет суммарного времени задержки в элементах будет работать на частоте, близкой к $f_{гр}$. [6]. Исследования показали, что области «перемежающихся» сбоев при f_n близкой к $f_{гр}$ могут происходить частые функциональные переключения ЛЭ, что приведет к значительному увеличению потребляемого им тока, быстрому нагреву корпуса микросхемы, изменению выше перечисленных параметров и в конечном итоге выходу ИМС из строя. Особенно критичны к такому режиму КМОП схемы.

Следует также учесть, что основные паразитные излучения ИМС наблюдаются на частоте их переключения, близких к $f_{гр}$. Эту особенность можно использовать при постановке преднамеренных помех для временного вывода из строя различного радиоэлектронного оборудования, например, цифровых систем обработки радиолокационных изображений. Если противнику известны особенности схемного построения и элементная база РЭА, то вместо постановки широкополосных ЭМП на нее

можно воздействовать узкополосной помехой с частотой близкой к граничной частоте переключения ЛЭ. Отказ в работе аппаратуры наступит, как отмечалось выше, по причине значительного увеличения потребляемого ИМС тока. Такой метод ведения РЭБ дешевле, но предполагает наличие информации о схемном построении РЭА противника.

Поэтому при проектировании аппаратуры следует уделять внимание снижению уровней ее излучения за счет переключений непосредственно ИМС, по спектру которого можно определить наиболее критичные с точки зрения действия преднамеренных помех частоты. При этом основным инструментом обеспечения помехоустойчивости является грамотное построение экранов. Как видно из рисунка 3 «слабым местом» обычных металлических экранов является конструкция отверстий для вентиляции, индикации и др. На определенных частотах коэффициент экранирования значительно уменьшается. Очевидно, что эти частоты не должны быть близкими к граничной рабочей частоте элементов схемы. В противном случае электромагнитные излучения через отверстия для вентиляции и индикации будут максимальными и в соответствии с принципом взаимности через экран будут проникать максимальные уровни воздействующей внешней ЭМП.

В случае, если все же необходимо проектировать отверстие строго определенного диаметра (в частности, для вентиляции или ввода диэлектрических кабелей), можно использовать запердельный волновод [7]. Это полая трубка из проводящего материала, длина которой значительно превышает диаметр. Свойства данной конструкции частотно зависимы. Электромагнитные волны ниже определенной частоты, называемой частотой среза, будут распространяться с очень большим затуханием. Значительного эффекта в этом случае также позволяет достичь применение трикотажной технологии для изготовления электромагнитных экранов, создание гибких электромагнитных экранов, экранов с вакуумным осаждением металлов на поверхность пористых органических материалов [8].

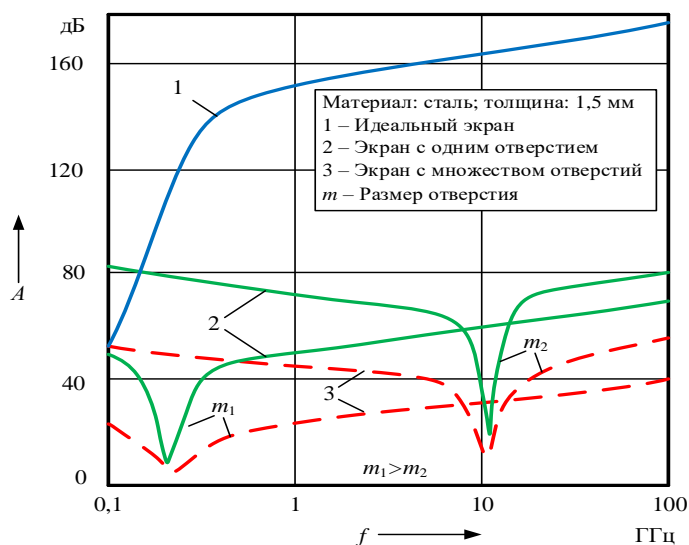


Рис.3. Сравнительный анализ эффективности экранов.

Заключение

При разработке современной РЭА, работающей в сложной помеховой обстановке, инженер обязан учитывать информацию о восприимчивости ПП и ИМС к воздействию ЭМП. Это позволяет значительно снизить затраты на обеспечение ЭМС в целом, уменьшить габариты и вес аппаратуры. К сожалению большинство производителей микросхем испытаний по такому критерию не проводят и данных о восприимчивости не предоставляют. Разработанные же стандарты по измерению помехоустойчивости достаточно сложны и аппаратуроемки. Исследования показали, что в качестве альтернативного критерия оценки восприимчивости ИМС можно использовать данные об уровнях их электромагнитных излучений. В основе этого довода лежит принцип взаимности, который

применительно к интегральным схемам заключается в том, что наибольшая восприимчивость ИМС к воздействию ЭМП наблюдается на частотах с максимальными уровнями их паразитных излучений. Такие данные можно получить, как от разработчиков элементной базы, так и путем измерений.

Накапливаемый опыт проектирования РЭА с учетом восприимчивости ПП и ИМС к воздействию ВЧ и СВЧ помех позволяет одновременно совершенствовать и методы защиты её, обеспечивая ЭМС с меньшими затратами. Так при проектировании электромагнитных экранов желательно снижать уровни излучений РЭА на частотах, близких к граничным рабочим частотам используемых ИМС. Резонансные частоты отверстий для вентиляции и индикации должны быть удалены от области $f_{гр}$. В противном случае значительно увеличивается вероятность возникновения сбоев на этих частотах при воздействии средств РЭБ, что обусловлено не только изменением параметров ИМС за счет детектирования огибающей ЭМП, но и значительным возрастанием потребляемого тока при длительной работе ЛЭ в режиме переключения.

Список использованных источников

1. Стандарт IEC62132-2(2010). Интегральные схемы. Измерение стойкости к электромагнитным помехам, от 150 kHz до 1 GHz. Часть 2. Измерение стойкости к излученным помехам. Ячейка TEM и метод с использованием широкополосной TEM.
2. Стандарт IEC62132-4(2006). Интегральные схемы. Измерение стойкости к электромагнитным помехам, от 150 kHz до 1 GHz. Метод прямой радиочастотной подпитки.
3. Стандарт IEC 61967-2(2005). [Интегральные схемы. Измерение электромагнитных излучений в диапазоне от 150 кГц до 1 ГГц. Часть 2. Измерение излученных излучений. Метод с применением TEM элементов и широкополосных TEM элементов.](#)
4. Стандарт IEC 61967-4(2006) Схемы интегральные. Измерение электромагнитного излучения в диапазоне от 150 кГц до 1 ГГц. Часть 4. Измерение кондуктивных помех методом прямого соединения 1 Ом/150 Ом.
5. Infineon. Электромагнитная совместимость интегральных микросхем, 2010 / [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.symmetron.ru/suppliers/infineon/files/pdf/infineon/INF13.pdf>.
6. Титович, Н. А. Исследование влияния радиопомех на динамические параметры логических элементов / Титович Н. А. // Автоматизированные системы управления технологическими процессами АЭС и ТЭС = Instrumentation and control systems for NPP and TPP : материалы II Международной научно-технической конференции, Минск, 27-28 апреля 2021 года / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники. – Минск, 2021. – С. 233–238.
7. Ивко А.М. Экранирование радиоэлектронной аппаратуры, как метод обеспечения электромагнитной совместимости / Силовая электроника, №4, 2015. с.24-27.
8. Лыньков Л.М. Новые материалы для электромагнитного экранирования/ Л.М. Лыньков, В.А. Богуш, Т.В. Борботько, Е.А. Украинец, Н.В.Колбун //доклады БГУИР– Минск, 2004. –С.152 - 167.

УДК 004.42:621.395.62

РАЗРАБОТКА МОБИЛЬНОГО ПРИЛОЖЕНИЯ ДЛЯ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ С GPS-ПРИЕМНИКОМ

ПАРАФИЯНОВИЧ Т. А., БОНДАРЕНКО П. И.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: pta@bsuir.by; pashenka.bondarenko.2003@mail.ru

Аннотация. В тезисах представлен анализ функционирования одного из современных девайсов GPS-трекера, рассмотрен алгоритм процесса определения местоположения объекта для технологии GPS, выделены преимущества GPS, дано обоснование создания собственного приемника для отслеживания домашних животных, выявлены некоторые недостатки существующих приемников, описана конфигурация созданного на базе Arduino GPS-трекера, представлена схема разработанного устройства, изложены основные функции разработанного мобильного приложения, которое имеет дополнительные опции, расширяющие возможности пользователя созданного оборудования.

Abstract. The abstract presents an analysis of the functions of one of the modern GPS tracker devices, an analysis of the object location algorithm for GPS technology, the advantages of GPS are highlighted, the basis for creating your own receiver for pets is given, some cases of detecting receivers are identified, a configuration created based on Arduino is described. GPS-tracker, offers a developed scheme of the device, outlines the main functions of the developed mobile application, which has additional options that expand the capabilities of the created user equipment.

Введение

GPS-спутниковая система навигации, обеспечивающая измерение расстояния, времени и определяющая местоположение во всемирной системе координат WGS 84 [1]. GPS-трекер (также GPS-контроллер, GPS-приёмник) — устройство приёма-передачи данных для спутникового контроля объекта, к которому оно прикрепляется, использующее GPS для точного определения местонахождения объекта [1, 2]. GPS-трекер является одним из современных девайсов. Данное устройство имеет большой функционал. Эти устройства позволяют определять координаты объекта и передавать их наблюдателю, они подходят для решения различных задач и, в частности, если необходимо наладить удаленный контроль за имуществом, быть в курсе, где находятся близкие, определять местоположение объекта отслеживания (транспорта, животных, смартфона).

Основная часть

Упрощенный алгоритм процесса определения местоположения объекта для технологии GPS включает в себя способы и режим работы, последовательность следующих действий: GPS-приемник настраивается минимум на три (оптимально на четыре) спутника, опираясь на скорость света и время, за которые данные со спутника приходят на приемник, определяет расстояние до каждого спутника и своё трехмерное местоположение относительно этих спутников. Далее устройство отправляет текущие координаты через определенные промежутки времени на центральный сервер, где они становятся доступны наблюдателю. Под наблюдателем мы понимаем человека, который наблюдает за объектом, на котором расположен GPS-трекер.

Сегодня технологии позволяют определить местоположение приемника с точностью до одного метра. Преимуществом технологии GPS является простота использования, невысокая себестоимость устройства с GPS-приемником, точность и большой обхват. Качество позиционирования GPS практически не зависит от погодных условий местности, в которой находится приемник. На нашу планету GPS-сигнал поступает от 24-х спутников. Точность определения местоположения зависит от того, с каким количеством спутников удалось установить связь, что в свою очередь связано с мощностью антенны, установленной в GPS-приемнике.

Несмотря на ряд преимуществ и популярность устройств на данный момент пользователи отмечают и некоторые недостатки:

- необходимость дополнительных опций приложения, расширяющих возможности пользователя;
- сложные манипуляции взаимодействия между приемником и пользователем: для получения местоположения объекта необходимо позвонить на устройство, после чего придет SMS-сообщение со ссылкой, по которой нужно перейти, чтобы узнать местоположение предмета отслеживания;
- отсутствие мобильного приложения;

С учетом недостатков существующих устройств было принято решение разработать собственный GPS-приемник (для отслеживания местоположения домашнего животного) и мобильное приложение к нему.

GPS-приемник создан на базе Arduino pro mini, с использованием следующих модулей: SIM800L в качестве GSM-модуля, Тройка-модуль на базе GPS Neo-6m в качестве GPS-модуля. Приложение создано в среде разработки Android Studio на языке программирования Java. Приложение может решать следующие задачи: отслеживания, регистрации и заполнения профиля объекта, предоставления информации об особенностях породы домашнего животного. Схема разработанного устройства представлена на рисунке 1.

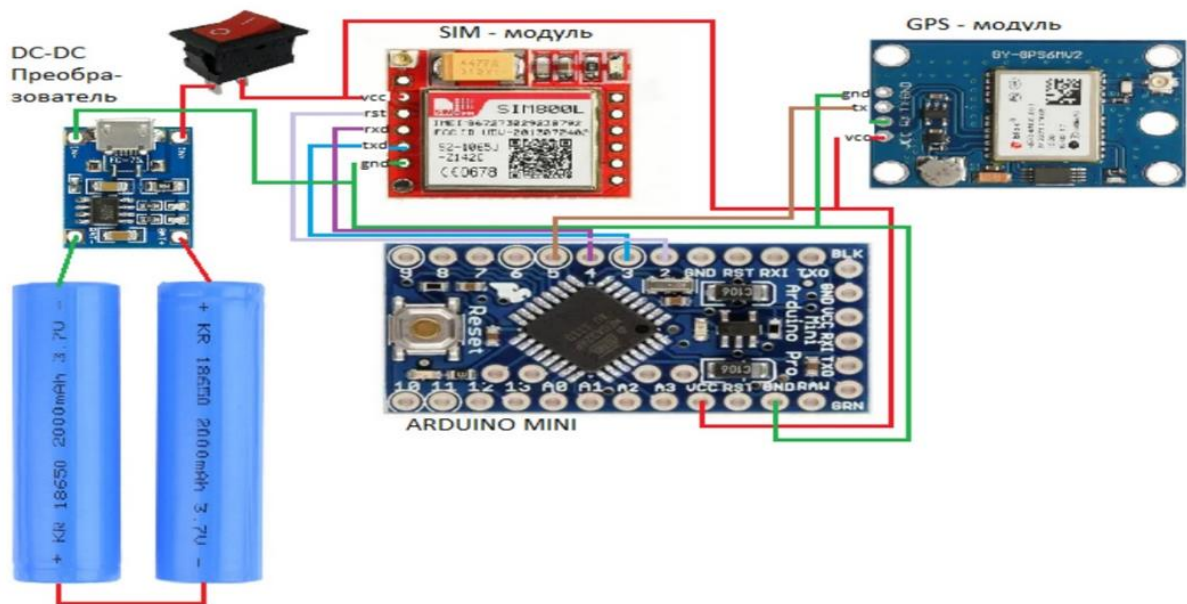


Рис. 1. Схема разработанного GPS-приемника

В качестве основных функций приложения следует выделить:

- осуществление взаимодействия с устройством (GPS-трекером) посредством обработки данных, передаваемых устройством на выбранный хостинг;
- отображение местоположения объекта на интерактивной карте с помощью данных, полученных с центрального сервера (базы данных, расположенной на хостинге);
- просмотр и добавление информации о породе объекта, а также соответствующем уходе и прививках;
- регистрация и заполнение профиля для объекта, генерация уникального идентификатора профиля;
- поиск и просмотр данных о владельце объекта.

В качестве входных данных в приложении используются:

- входные данные для регистрации профиля: E-mail, пароль;
- входные данные для заполнения профиля: порода, кличка животного, мобильный номер телефона владельца, паспортные данные животного (вид, пол, дата рождения, волосяной покров, адрес, страна, номер микрочипа, дата введения микрочипа);
- входные данные для поиска информации о владельце: уникальный код профиля.

В результате работы приложения выходными данными являются:

- местоположение объекта на интерактивной карте;
- уникальный код профиля;
- информация о породе;
- информация о владельце объекта.

Апробация программного средства была осуществлена методами динамической верификации, а именно, путем функционального тестирования и верификационного мониторинга, позволивших определить качество программного продукта и его совокупную характеристику, недоработки или неточности программного обеспечения, соответствие корректности программного обеспечения предъявляемым требованиям, соответствие ожидаемых и реальных результатов поведения программы. Функциональное тестирование — это тестирование ПО в целях проверки реализуемости функциональных требований, функциональные требования определяют, что именно делает ПО, какие задачи оно решает [3].

Проведенное тестирование подтвердило надёжность, практичность, мобильность, функциональность и эффективность разработанного программного продукта. Использование приложения не требует специальных знаний и может быть осуществлено любым пользователем.

Заключение

Разработанный GPS-приемник и мобильное приложение для взаимодействия с ним решают некоторые недостатки существующих устройств.

Приложение и GPS-приемник реализуются как самостоятельный проект, но не исключается возможность дальнейшего расширения функциональности данного оборудования. Программа предназначена для упрощения отслеживания местоположения домашних животных.

Список использованных источников

1. GPS [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ru.wikipedia.org/wiki/GPS>. – Дата доступа: 25.10.2022.
2. GPS-трекер [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ru.wikipedia.org/wiki/GPS-трекер>. – Дата доступа: 05.11.2022.
3. Функциональное тестирование [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/Функциональное_тестирование. – Дата доступа: 15.11.2022

УДК 621.373-022.11

РАСЧЕТ ПОГРЕШНОСТИ УСТАНОВКИ ДЕВИАЦИИ ЧАСТОТЫ ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО ВАРИКАПОМ ГЕНЕРАТОРА

ФЕДОРИНЧИК М. П.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: fedorinchik@bsuir.by

Аннотация. На основе аппроксимации барьерной емкости варикапа получены выражения для величины девиации и её изменения при перестройке LC – генератора. Определена величина погрешности девиации и предложен алгоритм её снижения. Приведены результаты расчета погрешности на примере кремниевого варикапа.

Abstract. Based on the approximation of the barrier capacitance of the varicap, expressions were obtained for the magnitude of the deviation and its change during the restructuring of the LC generator. The value of the deviation error is determined and an algorithm for its reduction is proposed. The results of calculating the error on the example of a silicon varicap are presented.

Введение

При создании источников сигналов с частотной модуляцией (ЧМ) обычно применяются генераторы, управляемые напряжением (VCO, Voltage Controlled Oscillator) [1]. Такие модуляторы на базе высокочастотных LC - генераторов применяются там, где частота несущей должна равняться передаваемой частоте. Управление частотой производится посредством изменения емкости варикапа, включенного в LC контур. Однако с изменением частоты генератора происходит изменение и величины модуляции. В стандартных генераторах сигналов часто идут путем уменьшения диапазона перестройки, чтобы избавиться от этого недостатка. Поэтому целесообразно рассмотреть связь между величиной девиации частоты и диапазоном перестройки варикапа. На основании этой связи можно найти алгоритм компенсации погрешности девиации и снижения её до необходимой величины.

Анализ погрешности установки девиации в перестраиваемом по частоте генераторе

Зависимость емкости варикапа C от величины приложенного напряжения описывается известным [2] выражением:

$$C = \frac{C_0}{(1+U/\varphi)^n}, \quad (1)$$

где C_0 – емкость варикапа при нулевом напряжении U ; φ – контактная разность потенциалов, равная 0,8 – 0,9 В для кремния и 0,35 – 0,4 В для германия; n – показатель степени, лежащий в пределах 0,3 – 0,5.

Частота генерации сигнала f_0 в контуре, образованном индуктивностью L и емкостью C равна:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} (LC)^{-\frac{1}{2}}. \quad (2)$$

Подставляя (1) в (2) можно получить:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} (LC_0)^{-\frac{1}{2}} \left(1 + \frac{U}{\varphi}\right)^{\frac{n}{2}}. \quad (3)$$

Для определения величины частотной модуляции, возникающей в контуре с варикапом C под действием напряжения U найдем частную производную:

$$\frac{\partial f_0}{\partial U} = \frac{(LC_0)^{-\frac{1}{2}}}{4\pi\varphi} n \left(1 + \frac{U}{\varphi}\right)^{\frac{n}{2}-1}. \quad (4)$$

Переходя к конечным приращениям, можно вычислить величину девиации Δf_0 в следующем виде:

$$\Delta f_0 = \frac{(LC_0)^{-\frac{1}{2}}}{4\pi\varphi} n \left(1 + \frac{U}{\varphi}\right)^{\frac{n}{2}-1} \Delta U. \quad (5)$$

С учетом того, что амплитуда модулирующего сигнала U_m равна величине ΔU , можно записать:

$$\Delta f_0 = \frac{(LC_0)^{-\frac{1}{2}}}{4\pi} \cdot \frac{U_m}{\varphi \left(1 + \frac{U}{\varphi}\right)^{1-\frac{n}{2}}}. \quad (6)$$

Последнее выражение показывает, что, для получения постоянной величины девиации частоты Δf_0 второй сомножитель в (6) должен при перестройке контура оставаться неизменным.

Разработка алгоритма снижения погрешности величина девиации

На практике условие постоянства второго сомножителя в (6) можно обеспечить путем аппроксимации нелинейной зависимости второго сомножителя в виде многочлена [3]:

$$\alpha(x) = a_0 + a_1x + \dots + a_nx^n. \quad (7)$$

Для простоты практической реализации, выражение (6) ограничим двумя первыми слагаемыми. Тогда числитель $U_m(U)$ и знаменатель должны быть представлены линейными уравнениями относительно напряжения U : $K(U) = aU + b$, где a и b – постоянные коэффициенты.

В этом случае идеальное значение девиации частоты будет равно:

$$\Delta f_{0 \text{ ид}} = \frac{n(LC_0)^{-\frac{1}{2}}}{4\pi} \cdot \frac{U_m}{(aU+b)}. \quad (8)$$

Относительная погрешность установки девиации в реальном устройстве равна:

$$\delta = \frac{\Delta f_{0 \text{ ид}} - \Delta f_0}{\Delta f_{0 \text{ ид}}} = 1 - \frac{aU+b}{\varphi \left(1 + \frac{U}{\varphi}\right)^{1-\frac{n}{2}}}. \quad (9)$$

Относительная погрешность установки девиации в диапазоне изменений напряжения U может быть минимизирована выбором коэффициентов a и b , рассчитанных с помощью метода равномерного приближения [3].

В качестве примера, была определена величина погрешности установки девиации в генераторе с варикапом, перестраиваемом напряжением в пределах от 5 до 12 вольт, для трех значений n , равных 0,3; 0,4; 0,5 и значении $\varphi = 0,8$ вольт. При $n = 0,3$, значения a и b равны 0,597 и 1,35 вольт. При $n = 0,4$, значения a и b равны 0,5 и 1,43 вольт. При $n = 0,5$, значения a и b равны 0,417 и 1,48 вольт.

Полученные значения относительной погрешности установки уровня частотной модуляции не превысили +0,4% и -1,2%.

Заключение

В результате анализа математической модели LC – контура с варикапной перестройкой, получены выражения для расчета величины девиации и её погрешности, как функции параметров варикапа, индуктивности контура, величины модулирующего сигнала и напряжения управления частотой настройки контура. Предложен алгоритм минимизации погрешности величины девиации в диапазоне перестройки варикапа. Рассмотрен пример алгоритма в удобном для практической реализации виде. Приведены количественные результаты полученной погрешности. Приведенный материал можно рекомендовать как для практического применения, так и в учебном процессе как пример методики аналитического расчета аналогичных схем.

Список использованных источников

1. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника : в 2 т. Т.2. Москва : ДМК Пресс, 2015. – 942 с.
2. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника : в 2 т. Т.1. Москва : ДМК Пресс, 2015. – 828 с.
3. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся ВТУЗов. М.: Наука, 1964. – 608 с.

УДК 621.396.6

СИСТЕМА БЕСКОНТАКТНОГО КОНТРОЛЯ РАБОТОСПОСОБНОСТИ ЭЛЕМЕНТОВ РЭА

ДЕНИС А. А., ГРИНКЕВИЧ А. В.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: den.rayker@mail.ru

Аннотация. В статье рассмотрена диагностическая система бесконтактного контроля работоспособности элементов РЭА, способ реализации и ее основные преимущества.

Abstract. The article considers a diagnostic system for non-contact monitoring of the operability of electronic equipment elements, the method of implementation and its main advantages.

Введение

В настоящее время пристальное внимание уделяется вопросам надежности технологического оборудования. Эффективным средством повышения надёжности является техническая диагностика.

Основная цель технической диагностики состоит в повышении надежности объектов диагностики на этапе их эксплуатации. Если с помощью методов технической диагностики удастся выявить возникновение дефекта и спрогнозировать его развитие, это позволит уменьшить количество отказов, устранить имеющиеся дефекты, сократить объемы и сроки ремонтных работ.

Задачами технической диагностики, определяющими ее экономическую эффективность, являются обнаружение повреждений или дефектов на начальной стадии их развития, выявление конкретных дефектных узлов, определение и устранение причин, вызвавших дефект, оценка целесообразности дальнейшей эксплуатации оборудования с учетом его прогнозируемого технического состояния.

Основная часть

Для успешного выполнения поставленных перед технической диагностикой задач необходимо использовать в диагностических системах различные датчики и системы мониторинга, а также система диагностики должна работать в режиме реального времени, что означает, что сбор данных о состоянии диагностируемых объектов должен осуществляться в темпе контролируемого процесса, система должна позволять анализировать изменения всех параметров, которые характеризуют возникновение и развитие дефекта, в темпе развития этого дефекта. И, так как дефект необходимо определить на начальной стадии, система должна сообщить о его возникновении до того, как данный дефект будет представлять опасность для человека или диагностируемого оборудования, что говорит о том, важнейшим элементом диагностических систем является база знаний о возможных дефектах, их диагностических признаках, скоростях развития дефектов и т. д.

Разработку системы следует вести исходя из конкретного перечня дефектов и их диагностических признаков, которые позволяют выявить эти дефекты на основе опыта или теоретических предпосылок. Это позволит минимизировать объем контролируемых параметров и оптимизировать алгоритмы диагностики.

Частью процесса диагностики является процесс поиска неисправностей, который включает в себя анализ имеющихся внешних признаков, списка неисправностей, которые могут привести к отказу, выбор оптимального метода проверки, поиск неисправного узла.

Каждый конкретный поиск неисправного компонента носит исследовательский характер, для которого необходимы знания, опыт и интуиция. При этом помимо сведений об оборудовании, признаках нормального функционирования и возможных причинах отказа необходимо владеть различными методами устранения неисправностей и уметь правильно выбирать требуемые из них.

На практике часто используется эвристический метод диагностики. Строгие алгоритмы здесь не применяются. Выдвигается некая гипотеза о предполагаемом месте отказа. Производится поиск, по результатам которого гипотеза уточняется. Поиск продолжается до тех пор, пока не будет определен неисправный компонент. Как правило, неисправность каждого вида связана со специфическим изменением характеристик изделия, свойственным только этой неисправности.

Основываясь на этом методе, была разработана система бесконтактного контроля работоспособности элементов РЭА.

По выходным параметрам системы можно определить вид неисправности, а также соответствие объекта диагностики функциональному назначению. Уточнение вида неисправности при проведении каждой операции диагностики позволит выявить неверные выводы по работоспособности и повысить достоверность системы. Для локализации отказа результат диагностики обрабатывается таким образом, чтобы стало ясно, какой именно электронный компонент вышел из строя (рисунок 1).

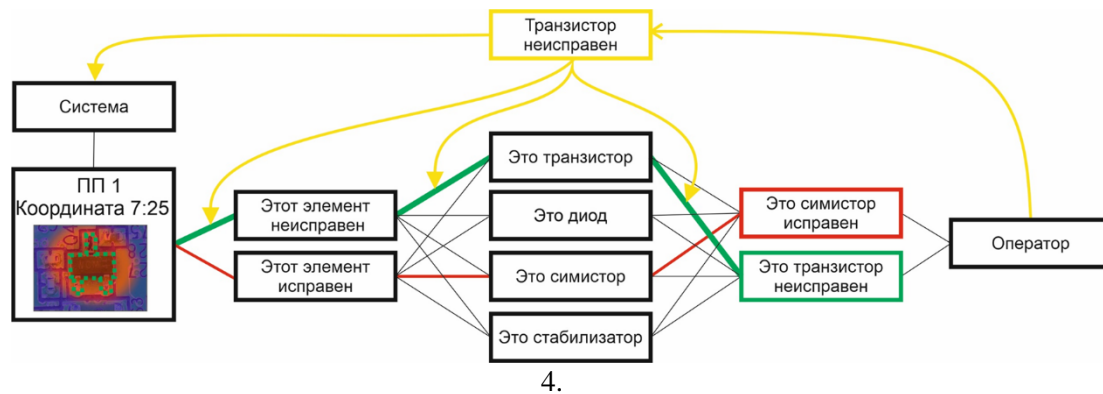


Рис. 1. Пример обработки результата диагностики

Основываясь на экспертном анализе и статистических данных, формируется электронная база, в которой создается множество различных образов объекта диагностики, соответствующих нормальному и предельному состояниям, и производится оценка степени влияния информационного параметра в каждой точке на итоговую работоспособность (рисунок 2).

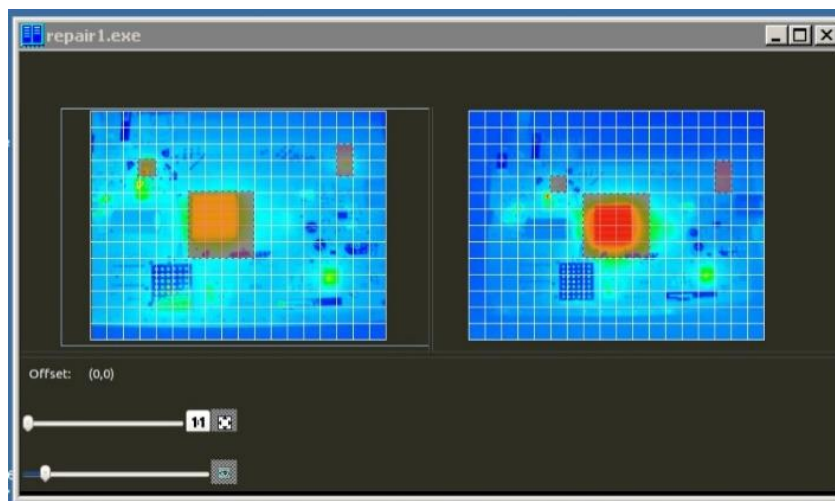


Рис. 2. Пример отображения результата диагностики

Существует возможность динамического просмотра работы объекта диагностики, а также запись полученных результатов в память.

Система обеспечивает высокую скорость диагностики, наглядность получаемых результатов, безопасность персонала за счет отсутствия необходимости находиться вблизи от системы при настройке или обслуживании.

Заключение

Применение технической диагностики позволяет предотвратить отказы РЭА, определить ее пригодность к дальнейшей эксплуатации, обоснованно установить сроки и объемы ремонтных работ.

Разработанная система диагностики способна отразить протекающие процессы на печатной плате и обнаружить неисправные компоненты, что упрощает процесс диагностики, уменьшает время простоя оборудования.

Список использованных источников

1. Кацуба Ю. Н., Власова И.В. Применение искусственных нейронных сетей для диагностирования изделий. ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ. 2015; №3 (34) Часть 1, с. 68-70.
2. XI Международная студенческая научная конференция. Студенческий научный форум – 2019. Методы и средства тестирования и контроля печатных плат [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://scienceforum.ru>.
3. Труды Международного симпозиума «Надежность и качество» в 2 т. – Пенза : ПГУ, 2015. – 2 том – 384 с.

УДК 621.396.62+621.396.677

СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ И ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЕЛЕНГА В РАДИОПРИЕМНЫХ ТРАКТАХ АМПЛИТУДНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПЕЛЕНГАТОРОВ

ГРИНКЕВИЧ В. И., МАТЮШКОВ М. А., ТИТОВИЧ Н. А.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: nikolai.titovich@gmail.com, golapolosov24@gmail.com, v.grinkevich@kbradar.by

Аннотация. Проведен анализ способов повышения чувствительности и точности определения пеленга, которые заключаются в использовании перекрестной коммутации каналов, увеличении частоты дискретизации аналогоцифрового преобразователя (АЦП) и применении быстрого преобразования Фурье (БПФ). Представлен один из вариантов радиотракта амплитудного импульсного пеленгатора, позволяющего значительно увеличить динамический диапазон АЦП и отношение сигнал/шум.

Abstract. The analysis of ways to increase the sensitivity and accuracy of the bearing determination is carried out, which consist in the use of cross-channel switching, increasing the sampling frequency of an analog-digital converter (ADC) and the use of fast Fourier transform (FFT). One of the variants of the radio path of the amplitude pulse direction finder is presented, which allows to significantly increase the dynamic range of the ADC and the signal-to-noise ratio.

Введение

В настоящее время в связи с широким использованием цифровых систем радиосвязи (СРС) с пакетной передачей данных, в отличие от аналоговых систем с непрерывным излучением информационного сигнала, и радиолокационных станций (РЛС) с короткой длительностью зондирующих импульсов наиболее универсальным средством радиомониторинга и пеленгации указанных источников радиоизлучений (ИРИ) являются моноимпульсные пеленгаторы. Моноимпульсные пеленгаторы способны регистрировать ИРИ, излучающие не только одиночные радиоимпульсы (серии радиоимпульсов), но и непрерывные аналоговые сигналы [1].

Способы для повышения их чувствительности и точности определения пеленга

Анализ существующих радиоприемных трактов амплитудных импульсных пеленгаторов показал, что существуют три способа для повышения их чувствительности и точности определения пеленга: перекрестная коммутация каналов; повышения точности измерения пеленгования при увеличении частоты дискретизации АЦП; повышения точности измерения пеленгования при применении БПФ.

Перекрестная коммутация. Сравнение амплитуд и/или фаз принимаемых сигналов в двух пеленгационных каналах требует идентичности их характеристик. На АЧХ каналов приемника могут также влиять условия эксплуатации, нагрев оборудования и другие факторы, вследствие чего возникает ошибка расчета пеленга. Для того чтобы устранить ошибку требуется постоянная калибровка каналов приёмника, что приводит к существенному недостатку всей системы. Чтобы достигнуть требуемой эффективности для применяемого метода пеленгования возможно путем быстрой перекрестной коммутации каналов. При этом для достижения требуемого эффекта достаточным условием является идентичность работы не всего приемного тракта, а только измерителя параметров сигнала. В этом случае калибровка проводится путем выравнивания усиления двух каналов.

Увеличение частоты дискретизации АЦП. При увеличении частоты дискретизации АЦП возможно повысить динамический диапазон АЦП, что эквивалентно увеличению

чувствительности радиоприёмного тракта пеленгатора. Используя сверхдискретизацию с коэффициентом 4 (и последующей фильтрацией), мы выигрываем в отношении сигнал/шум квантования столько же, сколько при увеличении разрядности АЦП на один бит.

Повышение частоты дискретизации позволит также использовать при цифровой обработке сигнала более простой антиалиазинговый фильтр, чем при более низких частотах дискретизации.

Повышения точности измерения пеленгования при применении БПФ. Для увеличения отношения сигнал/шум и повышения точности измерения частоты сигналов при пеленгации необходимо увеличить длину преобразования (количество точек) БПФ. Однако, максимальное количество точек БПФ ограничивается вычислительными ресурсами применяемых процессоров DSP или ПЛИС (FPGA).

На рисунке 1 представлен один из вариантов радиотракта амплитудного импульсного пеленгатора, реализующий указанные выше способы.

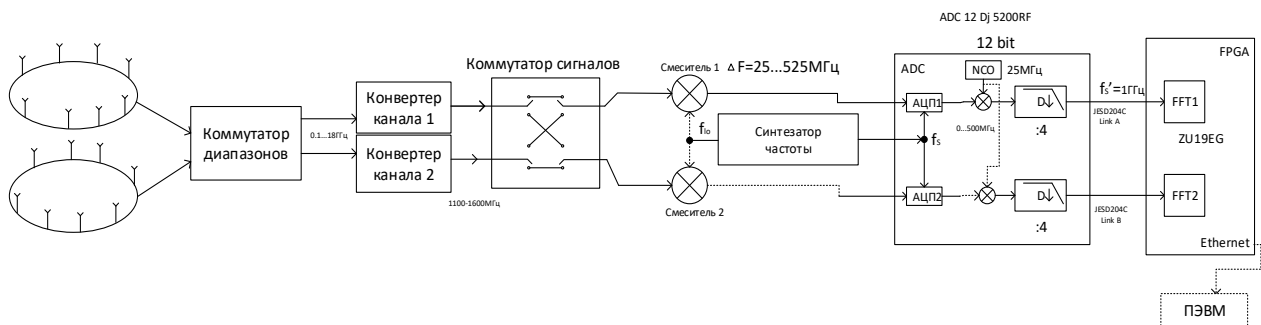


Рис. 1. Функциональная схема пеленгатора

Для пеленгации источника радиоизлучений в широкой полосе частот от 100 до 18 ГГц и в круговую по азимуту в станции применяется двухдиапазонная кольцевая антенная решетка. Антенная решетка каждого из поддиапазонов состоит из восьми антенн. Каждая из 8-ми антенн соответствующего поддиапазона (0,1–0,88 ГГц, 26 полос по 30 МГц и 0,9–18 ГГц, 35 полос по 500 МГц) через электромеханический переключатель (коммутатор поддиапазонов 16x8) подключена к своему входу СВЧ коммутатора в составе двухканального конвертера. Антенны с условно нечетными номерами подключены к одному блоку, с четными к другому. Таким образом появляется пара пеленгаторных антенн, позволяющих реализовать амплитудно–разностный метод пеленгования, основанный на мгновенном сравнении амплитуд.

Принятый от одной из пар антенн СВЧ сигнал поступает в двухканальный конвертер, в котором осуществляется преобразование сигнала на любой из частот в рабочем диапазоне станции в полосу 1100 – 1600 МГц. Синтезатор частоты формирует частоты: гетеродина $f_0 = 1075$ МГц; дискретизация $f_s = 4,1$ GSPS; синхронизация $f_{sync} = 650$ МГц для тактирования FPGA. Время на один обзор по направлению в секторе 360 градусов и по всему диапазону частот составляет 12 секунд. Соответственно в одном направлении и в одной полосе частот время наблюдения составляет 50 мс. С выхода двухканального конвертера сигнал поступает на смеситель 1 (смеситель 2) с помощью которого производится преобразование аналогового сигнала на вторую промежуточную частоту. Далее приведенный к полосе частот 25 – 525 МГц аналоговый сигнал поступает на вход АЦП. В качестве АЦП целесообразно применить ADC12DJ5200RF производства Texas Instruments. После АЦП дискретизированный сигнал переносится на нулевую промежуточную частоту с помощью цифрового генератора NCO и перемножителя.

В результате мы получаем сигнал с полосой 0 – 500 МГц. После переноса сигнала на нулевую промежуточную частоту происходит децимация и фильтрация сигнала с целью понижения частоты дискретизации в 4 раза до 1 ГГц и снижение уровня шума. Частота дискретизации АЦП $f_s = 4,1$ GSPS выбирается из соображения максимального увеличения SNR (динамического диапазона) АЦП. Для выбранного АЦП согласно техническим характеристикам $SNR = 56,9$ dB.

С учетом выбранной частоты сверхдискретизации и заданной полосы обработки сигнала увеличения отношения сигнал/шум АЦП:

$$- \text{ для полосы обзора } 500 \text{ МГц } SNR_{500} = 56,9 + 10 \lg 4,1/2 \cdot 0,5 = 62,9 \text{ dB};$$

– для полосы обзора 30 МГц $SNR_{30} = 56,9 + 10\lg 4,1/2 \cdot 0,03 = 75,2$ dB.

С выхода АЦП массив данных, полученный вследствие преобразования сигнала, поступает на процессор обработки сигнала, где по заданным алгоритмам производится решение следующих задач: установка порога обнаружения; выделение огибающей импульсного или непрерывного сигнала в зависимости от режима обработки; стробирование сигнала; вычисление параметров сигнала: длительность, период повторения импульсов; вычисление спектра сигнала на основе алгоритмов БПФ; выдача полученной информации для решения задач пеленгования, проведения детального анализа и отображения на ПВМ.

При вычислении спектра сигнала на основе алгоритмов БПФ с количеством точек $N=1024$ величина выигрыша отношения сигнал/шум при обработке сигнала составляет:

$$SNR_{БПФ} = 10\lg 1024 = 27 \text{ dB.}$$

Разрешение по частоте для БПФ с количеством точек $N = 1024$:

– для полосы обзора 500 МГц $\Delta f_{500} = 1000 / 1024 = 0,977$ МГц;

– для полосы обзора 30 МГц $\Delta f_{30} = 30 / 1024 = 0,029$ МГц.

Таким образом, расчеты отношения сигнал / шум показали, что при выбранной функциональной схеме обработки сигнала ИРИ возможно расширить динамический диапазон АЦП для полосы обработки сигнала 500 МГц на 6 dB, т.е. увеличить в 4 раза, для полосы обработки сигнала 30 МГц на 18,3 dB, т.е. увеличить в 68 раз, а так же увеличить отношение сигнал/шум при реализации БПФ до 27dB, т.е. в 512 раз.

Заключение

Рассмотрены существующие способы повышения точности и чувствительности пеленгатора источников радиоизлучения. Для выполнения требований к идентичности каналов, был разработан способ перекрестной коммутации каналов. Данный способ исключает разработку дополнительной системы контроля за идентичностью АЧХ пеленгаторных каналов. Способ перекрестной коммутации каналов позволяет производить калибровку каналов по мере необходимости. Так же для повышения точности пеленгования были применены способы повышения точности пеленгования при применении БПФ; повышения точности пеленгования при увеличении частоты дискретизации АЦП.

Список использованных источников

1. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / Под ред. А.М. Рембовского. 2–е изд., перераб. и доп. – М. : Горячая линия–Телеком, 2010. – 624 с.

УДК 654.165+502.12

ЭКОЛОГИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ВНЕДРЕНИЯ СЕТЕЙ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ

КОЗЕЛ В. М., КОВАЛЕВ К. А.

Аннотация: приведены сравнительные результаты санитарно-гигиенической оценки базовой станции подвижной связи пятого поколения в соответствии с различными методиками, разработаны предложения по более подробному учету особенностей формирования электромагнитного поля антенными системами Massive MIMO.

Abstract: comparative results of the sanitary and hygienic assessment of the fifth-generation mobile communication base station in accordance with various methods are presented, proposals for a more detailed account of the features of the formation of the electromagnetic field by Massive MIMO antenna systems are developed.

Высокую обеспокоенность в обществе вызывает влияние на человека излучений базовых станций современных систем подвижной связи пятого поколения. Данная обеспокоенность в первую очередь вызывается повышенными энергетическими характеристиками оборудования базовых станций заявляемые производителями. При этом существует информационный вакуум об особенностях распределения данных характеристик в пространстве. Кроме того, эти особенности напрямую не учитываются в существующих нормативных санитарно-гигиенических документах, что приводит к значительной неоднозначности получаемых санитарных оценок различными утвержденными методиками.

Основная цель данной работы: провести исследования и попытаться ответить на вопрос о степени отрицательного влияния излучающих средств технологии связи пятого поколения с учетом их особенностей.

Для этого были выполнена санитарно-гигиеническая оценка базовой станции сети связи пятого поколения функционирующей в условиях опытного полигона «Микашевичи». В процессе данной оценки были рассчитаны уровни электромагнитного поля в соответствии с действующей санитарной методикой и с учетом данной методики, дополненной особенностями формирования электромагнитных полей антенными системами Massive MIMO. А также, результаты комплекса натурных измерений реальных уровней электромагнитного поля, создаваемых базовой станцией.

Основные выводы по результатам работы:

- Существующая в Республике Беларусь система государственного контроля исключает не выполнения требования соблюдения предельно допустимых уровней электромагнитного излучения эксплуатируемыми и вводимыми в эксплуатацию радиотехническими объектами, но в тоже время требует совершенствования в направлении более точного учета особенностей излучений современных радиоэлектронных средств.
- Результаты расчетов в соответствии с действующим санитарно-гигиеническим нормативным документом более чем в 10 раз имеют завышенные значения.
- При расчетном прогнозировании уровней электромагнитных полей, создаваемых антенными системами Massive MIMO в соответствии с существующей санитарной методикой не учитывается множественный характер когерентных источников и распределение мощности единичных излучателей по пространственным лучам.
- Сравнение результатов селективных и неселективных измерений позволяет сделать вывод, что, как правило, неселективные измерения показывают большие значения плотности потока энергии электромагнитного поля, чем аналогичные измерения с использованием селективного

прибора. Это вызвано в первую очередь метрологическими ошибками, свойственными неселективным измерениям.

Список использованных источников

1. “Специфические санитарно-эпидемиологические требования к содержанию и эксплуатации объектов, являющихся источниками неионизирующего излучения”, утвержденные постановлением Советом Министров Республики Беларусь от 04.06.2019г., №360.
2. «Методы определения уровней электромагнитных излучений, создаваемых передающими радиотехническими средствами, работающими в радиочастотном диапазоне». Инструкция по применению (рег. № 006-0413 от 29 апреля 2013г.)

Научное издание

ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ

МАТЕРИАЛЫ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ

(Республика Беларусь, Минск, 29–30 ноября 2022 года)

В авторской редакции
Ответственный за выпуск *Н. И. Листопад*

Подписано в печать 05.12.2022. Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 36,27. Уч.-изд. л. 33,83. Тираж 35 экз. Заказ 234.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».

Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.

Ул. П. Бровки, 6, 220013, г. Минск

