

РЕСПУБЛИКАНСКАЯ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ
КОНФЕРЕНЦИЯ

ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2020

МИНСК
28,29 октября



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 2020

МАТЕРИАЛЫ
РЕСПУБЛИКАНСКОЙ НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКОЙ
КОНФЕРЕНЦИИ

28-29 октября 2020 года
Минск, Республика Беларусь

Минск
2020

УДК [004+621.396](476)
ББК (32.973+32.84)(4Беи)
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;

А. Н. Осипов, 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);

И. И. Забеньков, профессор кафедры информационных радиотехнологий БГУИР, д-р техн. наук, профессор;

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

А. В. Гусинский, начальник Центра 1.9 «Научно-производственно-образовательный инновационный центр СВЧ технологий и их метрологического обеспечения» БГУИР, канд. техн. наук, доцент;

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

И. Г. Давыдов, доцент кафедры информационных радиотехнологий БГУИР, канд. техн. наук, доцент;

В. В. Панькова, старший преподаватель кафедры информационных радиотехнологий БГУИР;

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

Н. А. Жарко, инженер кафедры информационных радиотехнологий БГУИР.

Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2020 : материалы
И74 Респ. науч.-практ. конф. (Республика Беларусь, Минск, 28-29 октября 2020 года)
/ редкол. : В. А. Богуш [и др.]. – Минск : БГУИР, 2020. – 352 с.
ISBN 978-985-543-605-9.

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)(4Беи)

ISBN 978-985-543-605-9

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2020

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|-------------------|---|
| ПРЕДИСЛОВИЕ. | 8 |
|-------------------|---|

СЕКЦИЯ 1

РАДИОТЕХНИКА, РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ, ТЕХНИКА СВЧ

| | |
|--|----|
| Ромаш А. А., Пилюшко А. А. Актуальность борьбы с нелинейными явлениями в радиоприемных устройствах. | 9 |
| Захаров И. А., Саланович И. Н., Хазановский И. О., Гусинский А. В. Амплитудный детектор в диапазоне частот 25,95 – 37,5 ГГц. | 11 |
| Панькова В. В., Саломатин С. Б., Фам Х. А. Анализ эффективности системы связи с использованием технологии ММО и методов пространственно-временного кодирования. . | 17 |
| Коноплицкий А. С. Биконическая антенна УКВ диапазона и ее широкополосное согласование. | 21 |
| Заяц П. В., Малевич И. Ю. Двойной балансный малошумящий усилитель метрового диапазона. | 25 |
| Горошко С. М., Ползунов В. В. Измерение флуктуаций частоты автогенераторов с помощью внешней синхронизации. | 28 |
| Титович Н. А., Яковчук А. С. Использование детекторного эффекта для настройки транзисторных автогенераторов. | 31 |
| Жарко Н. А., Стасевич И. А., Красовский В. А., Дежкунов Н. В. Исследование связи активности кавитации и спектральных компонент кавитационного шума. | 35 |
| Шимановский Р. Ч., Гусинский А. В. Компенсация кубической составляющей фазового распределения при смещении облучателя в зеркальной антенне путем введения замедляющей линзы. | 38 |
| Дубовик И. А., Бойкачев П. В., Исаев В. О. Комплексный критерий синтеза широкополосных согласующих устройств на основе инварианта чувствительности. | 41 |
| Марчук Т. М., Поветко П. В., Матюшков А. Л. Метод цифровой генерации сигналов DDS. | 45 |
| Крейдик Е. Л. Модель радиолинии «передатчик – приемный канал многоканального пеленгатора с кольцевой антенной решеткой» диапазона ОВЧ. | 49 |
| Листопад Н. И., Жерносеков Р. А., Надольский А. Н. Об одной возможности линеаризации характеристик телевизионных передатчиков. | 54 |
| Астровская Д. Н., Забеньков И. И. Обзор алгоритмов сверхразрешения, используемых для восстановления изображений в системах радиовидения. | 57 |
| Титович Н. А., Ильинский Е. С., Бобровнича Т. А. Особенности построения усилителей сигналов с большим значением пик-фактора для энергоэффективных передатчиков. | 60 |
| Козел В. М. Особенности технологии Beam Forming в сетях связи 5G. | 64 |
| Новикова А. А., Козел В. М., Ковалев К. А., Подворная Д. А. Оценка ухудшения качества приема сигналов системы MMDS при помеховом воздействии от систем связи LTE/LTE ADVANCED. | 67 |
| Лопухов А. В., Драгун В. Р. Повышение маневренности зенитной управляемой ракеты. | 71 |
| Ковалевич Д. А. Повышение точности измерителя фазы антенного согласующего устройства. | 75 |
| Жерносеков Р. А. Проблематика проектирования выходных каскадов системы 5G. | 80 |
| Ляшук Ю. А., Соколовский Д. В., Корневский С. А. Синтезатор частот крупного шага сетки частот. | 82 |
| Исаев В. О., Бойкачев П. В., Дубовик И. А. Способ аппроксимации частотных характеристик СВЧ транзисторов, представленных в численном виде, на дискретном ряде частот. | 85 |
| Сенюк В. О., Матюшков А. Л. Цифровой приёмник станции радиотехнической разведки. | 90 |

СЕКЦИЯ 2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

- Kozlov S. V., Listopad N. I., Saad X. Kh.** A simple algorithm for multibeam propagation compensation in GNSS consumer equipment based on a multichannel antenna system. 93
- Кузьмичев Н. К.** Адаптивный амплитудный моноимпульсный пеленгатор с полным поляризационным приемом. 99
- Сергеенко А. В., Царенков Н. В., Бобров А. Ю.** Анализ алгоритмов обнаружение объектов в оптическом диапазоне. 105
- Аникеев С. В., Куренёв В. А., Борзенков А. В.** Анализ работы радиовзрывателя зенитной управляемой ракеты. 108
- Лопатченко А. С., Малевич И. Ю.** Аппаратно-программные методы повышения эффективности обнаружения приповерхностных объектов для георадаров с непрерывным ЛЧМ зондирующим сигналом. 111
- Козлов С. В., Ле Ван Кыонг** Базовый алгоритм длительного когерентного накопления отраженного сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным. 115
- Козлов С. В., Ле Ван Кыонг** Когерентно-некогерентное накопление отраженного сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным. 121
- Козлов С. В., Ле Ван Кыонг** Математические модели отраженного сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным. 126
- Ву Тхань Ха** Методика комплексного исследования эффективности функционирования обзорных РЛС обнаружения воздушных объектов в сложных сигнально-помеховых ситуациях. 131
- Козлов С. В., Ле Ван Кыонг** Обоснование требований к размерам сетки при реализации адаптивных алгоритмов оценивания угловых координат цели в радиолокационном измерителе с многоканальной приемной системой. 136
- Ву Тхань Ха, Козлов С. В.** Обоснование требований к точности калибровки приемных каналов радиолокационного измерителя угловых координат со сканирующей многоканальной антенной системой. 141
- Козлов С. В., Ле Ван Кыонг** Особенности измерения дальности и однозначной радиальной скорости при длительном когерентном накоплении отраженного сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным. 146
- Ле Ван Кыонг, Козлов С. В., Гусинский А. В., Забеньков И. И.** Пеленгование сигнала с неизвестной поляризаций в системах с фазовой неоднозначностью. 151
- Ковятинiec И. П.** Принципы построения аппаратуры потребителей в спутниковой радионавигационной системе. 156
- Ву Тхань Ха** Результаты комплексного исследования эффективности функционирования обзорных РЛС обнаружения воздушных объектов с многоканальными приемными системами в сложных сигнально-помеховых ситуациях. 158
- Булавко Д. Г., Ву Тхань Ха, Гусинский А. В., Козлов С. В., Копшай А. А., Кондрашов Д. А., Лисов Д. А., Луферов А. Н., Свирид М. С.** Результаты экспериментальных исследований адаптивных алгоритмов оценивания угловых координат целей в радиолокационном измерителе со сканирующей многоканальной антенной системой в условиях помех. 163
- Архипенков Д. В.** Сверхширокодиапазонное радиоприемное устройство для комплексов радиомониторинга. 168
- Шелест И. Ф., Хижняк А. В., Белоус А. А.** Управление войсковой ПВО. 171
- Козлов С. В., Ле Ван Кыонг** Экономичные алгоритмы длительного когерентного накопления отраженного сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным. 173

СЕКЦИЯ 3

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И МАШИННОЕ ОБУЧЕНИЕ

| | |
|---|-----|
| Высоцкий Д. В., Хижняк А. В., Шарак Д. С. Анализ современных и перспективных методов и алгоритмов сопровождения объектов оптико-электронными системами наблюдения воздушного базирования. | 178 |
| Живолковская Е. М. Алгоритм посадки незрячих и слабовидящих людей в общественный транспорт. | 181 |
| Анисимова С. В., Головатый А. И., Адуцкевич И. А. Алгоритм распознавания музыкальных композиций по вокальному исполнению. | 185 |
| Денскевич С. В. Анализ сглаживающего фильтра SAVITZKY-GOLAY с использованием сигнала ЭКГ. | 187 |
| Кукушкин А. В. Анализ существующих алгоритмов работы беспилотного транспорта. ... | 192 |
| Будько А. А., Дворникова Т. Н. Быстрое декодирование низкоскоростных кодов с использованием быстрого преобразования Уолша. | 199 |
| Митюхин А. И. Выбор дескрипторов при представлении и описании границы бинарного изображения. | 201 |
| Жуковский К. Д., Кечик Д. А., Давыдов И. Г. Диагностика промышленного оборудования с изменяющейся частотой вала. | 204 |
| Кечик Д. А., Давыдов И. Г., Герасимук Я. В., Цурко, А. В., Смолев А. М. Интеграция системы диагностики промышленного оборудования с экосистемами тренда Industry 4.0, построенными на основе фреймворка FIWARE. | 206 |
| Антоненко М. С., Печень Т. М. Обработка звуковых сигналов с помощью программных средств. | 211 |
| Саломатин С. Б. Обработка пространственно-временных сигналов на основе целочисленных преобразований модулярных решетчатых структур. | 216 |
| Шпак К. С. Оптимальная маршрутизация в мультисервисных компьютерных сетях с учетом требований качества обслуживания. | 218 |
| Гунич С. П., Козлов С. В., Ле Ван Кыонг Особенности реализации алгоритмов обработки радиолокационной информации повышенной сложности с использованием технологии Cuda.... | 220 |
| Слюсарь Н. М. Особенности спектральной структуры отраженных сигналов при форсажных режимах турбореактивных двигателей. | 225 |
| Кечик Д. А., Асламов Ю. П., Давыдов И. Г., Лоцинин И. В. Оценка периодичности ударных импульсов вибрационного сигнала. | 229 |
| Толкач Р. В., Космач Н. В., Давыдов И. Г. Сравнение резонограммы и скейлограммы для мониторинга роторного оборудования. | 234 |
| Афанасьева А. А., Белодед Н. И. Сравнение систем определения языка разговорной речи. | 237 |
| Пикуза М. О. Тестирование псевдослучайного генератора случайных чисел. | 242 |
| Наумович Н. М., Корневский С. А., Бричкалевич П. И., Кийко В. Н. Уменьшение фазовых шумов синтезаторов частот при наличии вибраций. | 245 |
| Оболешев А. С., Бокшиц П. А., Забеньков И. И. Цифровые способы уменьшения нелинейных искажений в усилительных трактах. | 247 |
| Славинская О. В. Цифровые технологии и решения для подготовки современного радиоинженера. | 253 |
| Слюсарь Н. М. Частотные спектры сигналов, отраженных от самолетов с турбореактивными двигателями. | 257 |

СЕКЦИЯ 4

РАДИОТЕХНОЛОГИИ И ИХ ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА

| | |
|---|-----|
| Alexey M. Ivanov, Boris A. Assanovich Active monitoring of computer networks with the use of multi-agent approach. | 262 |
| Саланович И. Н., Захаров И. А., Дворникова Т. Н. Автоматизированная беспроводная система управления инженерным оборудованием здания. | 266 |
| Нгуен Д. В., Давыденко И. Н. Анализ эффективности подавления прерывистых активных шумовых помех. | 269 |
| Мармузевич М. А., Буневич М. А. Аппаратно программный комплекс физического разграничения доступа ПЭВМ. | 274 |
| Зайцев И. А., Дворникова Т. Н. Выбор канала связи для автомобильной сигнализации. | 276 |
| Сергеенко М. С., Дворникова Т. Н. Выбор класса информационной системы учреждения здравоохранения. | 279 |
| Кузьменок М. Д., Хижняк А. В. Имитационная модель движения ракеты по методу пропорционального сближения. | 282 |
| Карманова О. А., Короткевич А. В. Инновационные средства обучения микро и нанотехнологиям. | 286 |
| Жолудь А. В., Козел В. М. Критерий определения величины абонентской нагрузки базовой станции сети связи технологии LTE на основе статистических данных. | 288 |
| Боровиков С. М., Казючиц В. О. Модель прогнозирования ожидаемой надёжности прикладных компьютерных программ. | 292 |
| Карпук А. А., Кабак Н. И., Бахур М. В. Модель развертывания сети 5G в Республике Беларусь. | 296 |
| Гарелик Д. Г. Угрозы безопасности «интернета вещей». | 300 |
| Гвоздовский Д. Ч., Стемпицкий В. Р. Электронные свойства наноструктурированного оксида ниобия с термически активированными точечными дефектами. | 303 |
| Кушнер А. Д., Короткевич А. В. МЭМС-индуктор на основе анодного оксида алюминия. | 307 |
| Бавбель Е. И., Анискевич А. С. Описание и принципы работы систем радиотелеметрии на примере БПЛА. | 309 |
| Денис А. А., Дворникова Т. Н. Основные причины, оказывающие влияние на корректную работу радиоэлектронной аппаратуры. | 311 |
| Поветко П. В., Марчук Т. М., Карпушкин Э. М. Особенности формирования радиосигнала для управления беспилотным летательным аппаратом. | 313 |
| Радионович В. В., Козлов С. В. Особенности формирования целевой аудитории при размещении рекламной продукции. | 316 |
| Буневич М. А., Майоров А. И., Мармузевич М. А., Врублевский И. А. Побочные электромагнитные излучения от средств вычислительной техники как угроза утечки информации. | 318 |
| Казючиц В. О. Поиск информативных параметров для прогнозирования индивидуальной надёжности транзисторов большой мощности и отбора высоконадёжных экземпляров. | 320 |
| Цымбалов А. Д., Гринкевич А. В. Проведение информационной атаки на локальную информационную сеть. | 323 |
| Подымацкий В. М. Радио идентификационные технологии. | 326 |
| Демидович Г. Н., Санников П. П. Система компьютерных программ для группового тестирования знаний студентов технических специальностей. | 328 |
| Антунович А. Л., Ильёв И. Г., Кривец А. Ф. Устройство регистрации параметров движения механических объектов на базе микроэлектромеханических датчиков. | 330 |
| Телеш Е. В., Зырянова А. С. Частотные характеристики тонкопленочных структур Ni/HfO ₂ /Ni. | 334 |

КРУГЛЫЙ СТОЛ, ПОСВЯЩЕННЫЙ ПАМЯТИ ПРОФЕССОРА ЮРЦЕВА О. А.

| | |
|--|-----|
| Кеда В. В. Биконическая антенна с диэлектрической линзой | 337 |
| Калинин А. А. Волноводно-полосковый направленный ответвитель..... | 342 |
| Сухачевский П. В. Микрополосковая антенная решетка с отклоненным по углу места главным лепестком диаграммы направленности. | 345 |
| Москалёв Д. В. Удачная конструкция антенны связи. | 350 |

ПРЕДИСЛОВИЕ

Проведение данной конференции мы рассматриваем как первый реальный шаг по возрождению сотрудничества ученых и специалистов в сфере радиосистем и радиотехнологий.

На наш взгляд «радийная» тема в последние годы стала как-то незаслуженно забываться. Но если не забываться, то внимание ей оказывалось не так много, как к примеру, чистой ИТ теме. Хотя если посмотреть на проблему в целом, то радиосистемы и радиотехнологии как раз в ИТ секторе занимают достаточно широкую нишу. Это подтверждают многочисленные исследования и результаты практического использования и дальнейшего развития систем сотовой связи, радиолокации, радионавигации, других систем, связанных с передачей, приемом и обработкой самой разнообразной информации.

Именно беспроводные системы и сети передачи сложного мультимедийного трафика, их дальнейшее развитие и востребованность практически во всех сферах деятельности и обусловили актуальность и важность в современных условиях развитие радиосистем и радиотехнологий.

Особая роль отводится радиосистемам и радиотехнологиям в такой перспективной и бурно развивающейся отрасли, как Интернет вещей, где в явном виде прослеживается их тесный симбиоз, практическое взаимодействие и дополнение друг друга.

Все это и многое другое и обусловило необходимость обменяться мнениями среди ученых и специалистов по тематике «радиосистемы и радиотехнологии». Наша кафедра информационных радиотехнологий БГУИР как раз в той или иной мере сконцентрирована на решении «радиотехнических» задач в условиях информационного общества. Понимая важность и значимость стоящих перед нами таких задач как с точки зрения подготовки кадров, так и проведения научных исследований, мы вышли с инициативой проведения данной конференции.

Предлагая тематику конференции в виде 4-х секций и одного круглого стола, мы ни коей мере не претендовали на всеобщность и полноту поднимаемых проблем. Мы ориентировались на результаты исследований известных и доступных нам для общения специалистов, которых можно было пригласить и выступить с докладами и сообщениями. В этой связи необходимо отметить, что тематика конференции, несмотря на объявленные секции, являлась открытой и каждый участник смог выступить по той теме, которую считает актуальной и важной.

Изначально планировались непосредственные контакты специалистов в рамках объявленной тематики при проведении конференции, однако объективные обстоятельства, связанные с пандемией, вынудили проводить наш форум в удаленном режиме, в online режиме.

Первая из секций - это «Радиотехника, радиотехнические измерения, техника СВЧ». В рамках этой секции было запланировано примерно 22 доклада по традиционным «радийным» вопросам.

Секция вторая - «Радиотехнические системы извлечения информации». Эта секция сформирована с радиолокационным уклоном, но и другие вопросы, связанные с извлечением и последующей обработкой информации также были обсуждены.

Третья секция - «Цифровая обработка сигналов и машинное обучение». Здесь были рассмотрены современные подходы к цифровой обработке сигналов, затронуты такие не совсем обычные для «радиотехники» вопросы, как нейронные сети.

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

Особое место в нашей конференции мы отвели круглому столу, посвященному научному наследию известного ученого, ученого с мировым именем д.т.н., профессору, лауреату государственной премии СССР Олегу Анатольевичу Юрцеву. Во время круглого стола были обсуждены не просто научное наследие этого великого человека, но и пути и перспективы развития такого важного на сегодняшний день направления, как антенные устройства и системы, формирование и передачу сигналов в таких актуальных и востребованных сферах деятельности, как системы сотовой связи нового поколения.

Ниже представлены тезисы основных докладов участников конференции с разбивкой по секциям. Многие из опубликованных результатов являются небесспорными, однако тезисы представлены в авторской редакции и оргкомитет не несет ответственности за их содержание.

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

УДК УДК 621.396.62

АКТУАЛЬНОСТЬ БОРЬБЫ С НЕЛИНЕЙНЫМИ ЯВЛЕНИЯМИ В РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

РОМАШ А. А., ПИЛЮШКО А. А.

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

E-mail: andryusha.romash@mail.ru

Аннотация. В докладе рассмотрены вопросы борьбы с нелинейными явлениями в радиоприемных устройствах на основании обзора и анализа научно-технической литературы, посвященной данной области науки и техники.

Abstract. The report considers the issues of combating nonlinear phenomena in radio receivers based on a review and analysis of scientific and technical literature on this field of science and technology.

Введение

Исходя из анализа современной научно-технической литературы [1-7] можно сделать вывод, что, несмотря на достигнутые в современных радиоприемных устройствах (РПУ) успехи по обеспечению дальности и качества связи проблема борьбы с нелинейными явлениями в современных цифровых беспроводных системах передачи (радио, радиорелейных, тропосферных и спутниковых) не решена полностью.

На практике обеспечение большого динамического диапазона РПУ с малыми нелинейными искажениями (явлениями) представляет собой сложную научно-техническую задачу, часто связанную с большими аппаратными и экономическими издержками, соответственно построить высоколинейный усилительный ВЧ-тракт не всегда удается. В основном эта задача решается эмпирическим путем и строгого научного ее решения нет.

Основная часть

На вход радиоприемных устройств одновременно воздействует несколько сигналов (полезные с одной или несколькими несущими частотами и мешающие (помехи)). Как правило, тракт приема в отношении полезного сигнала обладает высокой линейностью. Однако в отношении мощных (обычно модулированных) помех, например, от соседних радиостанций, тракт приема оказывается нелинейным [1].

К мешающим сигналам относятся внешние помехи [2], такие как:

- атмосферные (обусловлены электрическими разрядами в атмосфере);
- промышленные либо индустриальные (возникают при работе различных электроустановок: электродвигатели, электросварочные аппараты и т.д.);
- излучение сторонних станций (всевозможное излучение от сторонних радиопередающих устройств);
- космические (излучения солнца, звезд, комет и т.д.);
- внутренние (внутренние шумы пассивных и активных элементов, фон от источника питания).

В результате влияния на входе РПУ мешающих сигналов (помех) на полезный (одночастотный, двухчастотный и т.д.), возникают различные вредные эффекты, которые снижают качество приема и уменьшают дальность связи.

В частности, возможно возникновение таких нелинейных явлений как [3,4]:

- перекрестные искажения;
- взаимная модуляция (интермодуляционные искажения);
- блокирование;
- комбинационный свист;
- амплитудно-фазовая конверсия.

В общем случае бороться необходимо со всеми нелинейными явлениями, однако в докладе авторы предлагают рассмотреть наиболее опасные из них:

- блокирование;
- перекрестная модуляция;
- взаимная модуляция (интермодуляционные искажения).

В настоящее время известны различные способы борьбы с нелинейными явлениями, позволяющие в той или иной степени осуществлять их подавление, а именно [5,6]:

- увеличение избирательности преселектора для большего подавления помехи (прежде всего во входном устройстве). Для этого во входном устройстве применяют 2-х контурные или многоконтурные фильтры;

- обеспечение минимально необходимого усиления во всех элементах преселектора. Это необходимо для того, чтобы не перегрузить смеситель большим уровнем входного сигнала. Если полезный сигнал на входе приемника значительно превышает уровень чувствительности, то можно уменьшить до номинальной величины, одновременно уменьшив амплитуду помехи;

- иногда перед входным устройством включают предварительный фильтр для подавления излучения близко расположенных радиопередатчиков;

- повышение линейности преселектора, а также уменьшение (или ограничение) его полосы пропускания;

- обеспечение минимально необходимого усиления тракта промежуточной частоты и тракта основной промежуточной частоты.

Все перечисленные способы борьбы не позволяют в полной мере подавить нелинейные явления, поэтому актуальной является задача разработки новых либо совершенствования существующих способов.

Заключение

Для повышения помехоустойчивости РПУ в докладе предлагается совместно с существующими способами борьбы с нелинейными явлениями применять «ограничитель-корректор». При этом ограничитель предназначен для ограничения характеристики преобразования по амплитуде (подавления нелинейных явлений), а корректор для линеаризации (коррекции) характеристики преобразования в рамках ограниченного участка. Такое устройство может быть включено в состав преселектора:

- последовательно с элементами преселектора;
- параллельно одному или нескольким (при их наличии) элементам преселектора;
- в цепь обратной связи (при ее наличии) одного или нескольких (при их наличии) элементов преселектора;
- комбинированные методы.

Каждый из приведенных вариантов обладает своими достоинствами и недостатками, которые рассмотрены в докладе. Также в докладе представлена математическая и имитационная модель предложенного «ограничителя-корректора», которая позволяет задавать пределы ограничения и степень коррекции характеристики преобразования.

Список использованных источников

1. Кириллов В. И. Гармонический анализ нелинейных устройств и трактов передачи сигналов в инфокоммуникациях: учеб.-метод. пособие / В. И. Кириллов, А. А. Пилушко. – Минск : БГУИР, 2015. – 100 с.: ил.
2. Курочкин А. Е. Конспект лекций по курсу «Радиоприемные устройства» для студентов специальностей: Радиотехника 39 01 01, Радиотехнические системы 39 01 02. – Минск, 2006.
3. Румянцев К. Е. Прием и обработка сигналов: Учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений -М.: Издательский центр «Академия», 2004. – 528 с. (С. 337-344).
4. Колосовский Е. А. Устройства приема и обработки сигналов. Учебное пособие для вузов. – М: Горячая линия – Телеком, 2007. – 456с.: ил.
5. Малевич И. Ю. Конспект лекций по курсу «Методы и устройства приема и обработки сигналов» для студентов специальности I-39 01 03 «Радиоинформатика». – Минск, 2007.
6. Слюсарь Н. М. Конспект лекций по учебной дисциплине «Радиоприемные устройства». – Минск, 2020.
7. Забеньков И. И. Теория и расчет нелинейных инерционных трактов передачи радиосигналов. – Мн.: БГУИР, 1998.

УДК 621.376.23

АМПЛИТУДНЫЙ ДЕТЕКТОР В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ 25,95 – 37,5 ГГц

ЗАХАРОВ И. А., САЛАНОВИЧ И. Н., ХАЗАНОВСКИЙ И. О., ГУСИНСКИЙ А. В

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

E-mail: zakharov97@mail.ru

Аннотация. В статье рассматривается амплитудный детектор миллиметрового диапазона длин волн, разработанный в НИЧ БГУИР Центр 1.9. Выполнен обзор зарубежного аналога. Произведена оценка полученных результатов.

Abstract. The article discusses an amplitude detector of the millimeter wavelength range, assembled at the Research Institute of BSUIR Center 1.9. A review of the foreign analogue is performed. The results obtained have been evaluated.

Особое место в области радиоэлектроники занимают вопросы создания и применения радиоэлектронных СВЧ-систем и устройств, в том числе сантиметрового, миллиметрового, а в последние годы и субмиллиметрового диапазонов волн. При создании подобных систем используют разнообразные СВЧ-устройства и их соединения. Исследования характеристик и параметров СВЧ-устройств при их создании и проверка соответствия таких устройств спецификационным требованиям при производственном выпуске, а также многие другие задачи и исследования требуют соответствующих средств инструментального анализа СВЧ-устройств и их соединений.

Многообразие используемых в СВЧ-диапазонах типов устройств обуславливает многообразие параметров и характеристик, описывающих их свойства и требующих экспериментального определения. Это в свою очередь приводит к необходимости решения разнообразных измерительных задач, что возможно с помощью соответствующих измерительных средств. Парк, существующих и создаваемых измерительных средств весьма велик, так как должен обеспечивать измерения всех параметров и характеристик СВЧ-устройств, интересующих разработчиков систем и других потребителей, в различных частотных диапазонах и для разных используемых типов линий передач [1].

Детектор служит для выделения амплитудной огибающей высокочастотного радиосигнала.

Амплитудные детекторы широко применяются в генераторах сигналов СВЧ-диапазона, а также в векторных и скалярных анализаторах цепей, и в другой измерительной технике.

В настоящее время существует ряд зарубежных аналогов рассматриваемому детектору. Однако данные аналоги имеют фланец зарубежного стандарта, что затрудняет работу с этим детектором с отечественным оборудованием. Наиболее близким с рассматриваемым детектором по техническим характеристикам является ERAVANT – SFD-273403-28SF-P1, его характеристики представлены в табл. 1.



Рис. 1. Внешний вид ERAVANT – SFD-273403-28SF-P1

Таблица 1. Характеристики ERAVANT – SFD–273403–28SF–P1

| Параметр | Минимальное значение | Типовое значение | Максимальное значение |
|--|----------------------|------------------|-----------------------|
| Частота | 26,5 ГГц | | 40 ГГц |
| Чувствительность для уровня входного сигнала -20 дБм | | 1300 мВ/мВт | |
| Минимальный детектируемый уровень сигнала | | -50 дБм | |

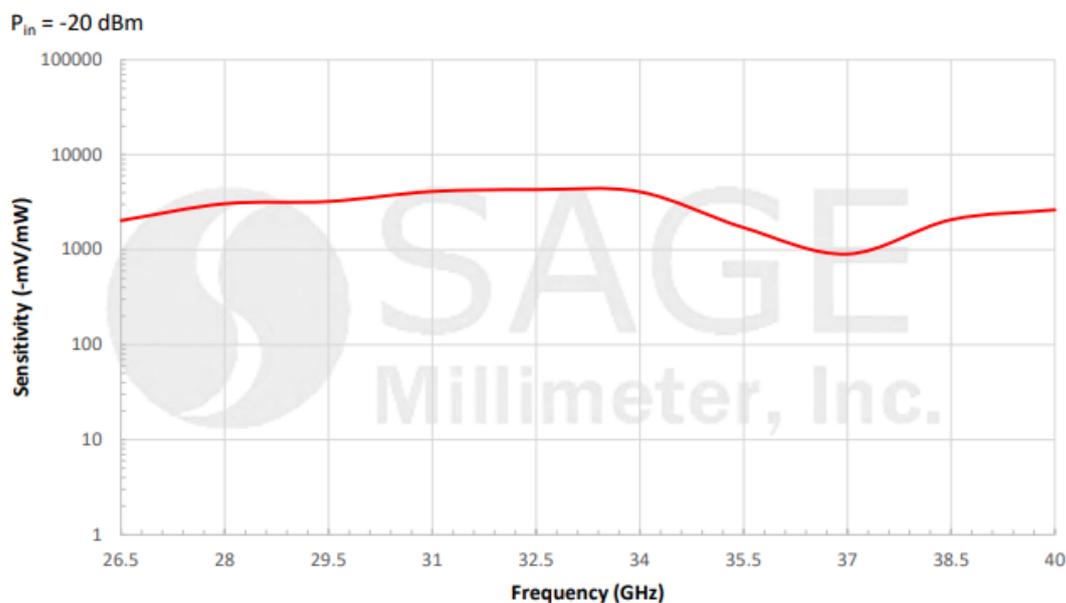


Рис. 2. Зависимость чувствительности от частоты при -20 дБм на входе

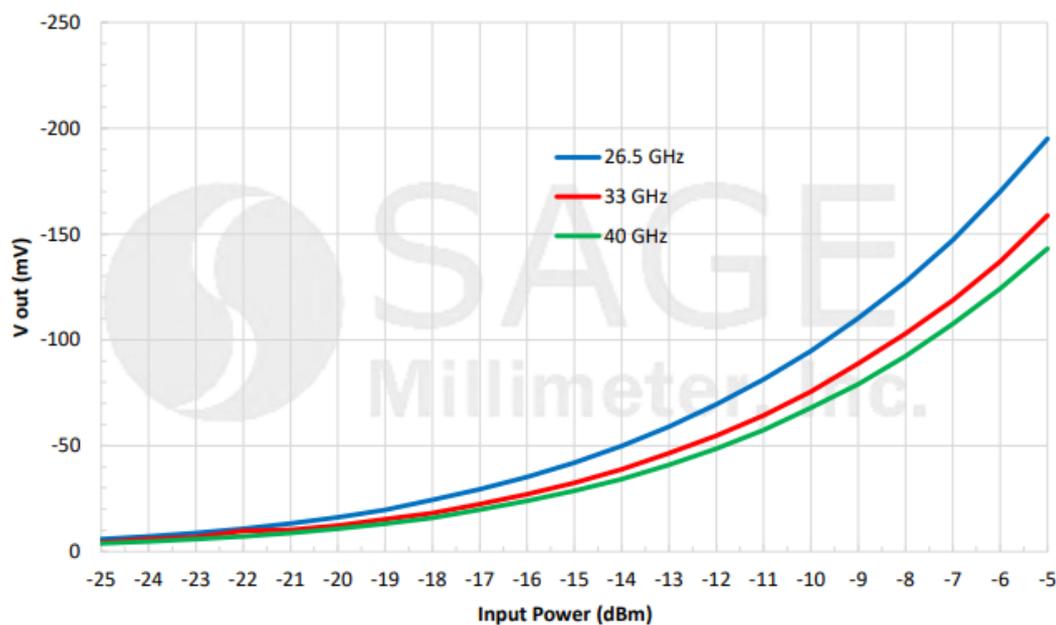


Рис. 3. Зависимость напряжения падения от частоты при -20 дБм на входе

В данном докладе рассматривается детектор, электрическая принципиальная схема которого представлена на рис. 4.

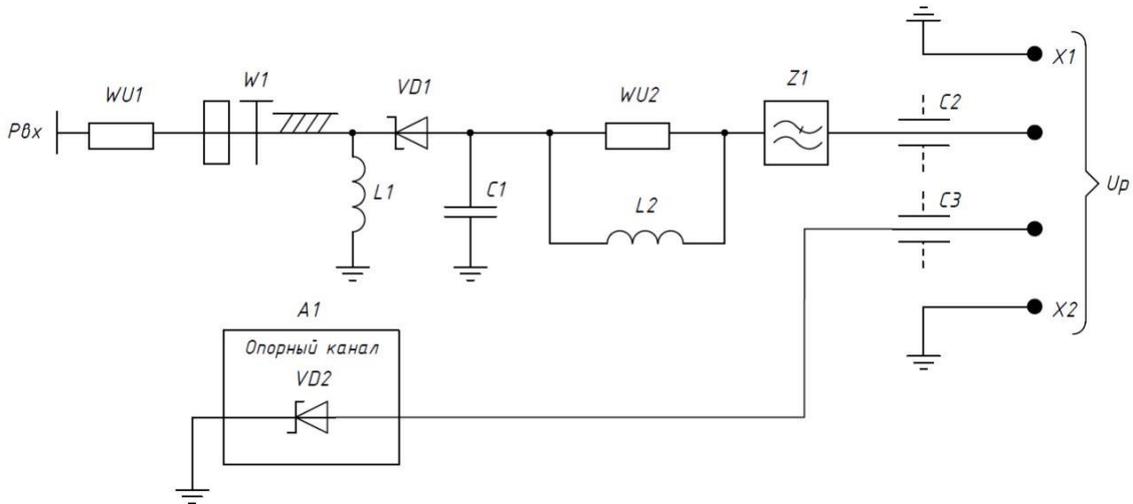


Рис. 4. Схема электрическая принципиальная амплитудного детектора в диапазоне частот 25,95 – 37,5 ГГц

Конструкция детектора была промоделирована в среде Advanced Design System, по итогам которой разработана конструкция.

Внешний вид детектора представлен на рис. 5.



Рис. 5. Внешний вид детектора

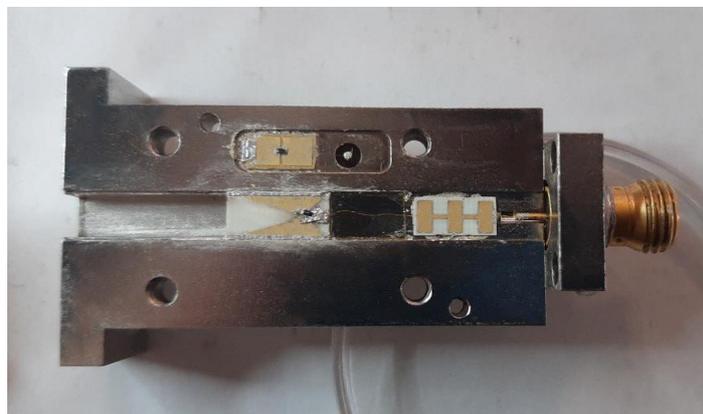


Рис. 6. Вид детектора изнутри

Определение параметров модуля умножения частоты проводилось с помощью измерительного стенда, структурная схема которого представлена на рис. 7.



Рис. 7. Структурная схема измерительного стенда

При помощи данной лабораторной установки была проведена оценка чувствительности детектора, а также напряжение падения на диоде в измерительном канале. Для оценки этих параметров подавалась мощность 0, -10, -20, -30 дБм от генератора СВЧ – сигналов Г4 – МВМ – 37, работающего в диапазоне 25,5...38,5 ГГц. В качестве измерителя мощности выступает ваттметр М2–МВМ. Источник питания применяется для задания смещения на диоде.

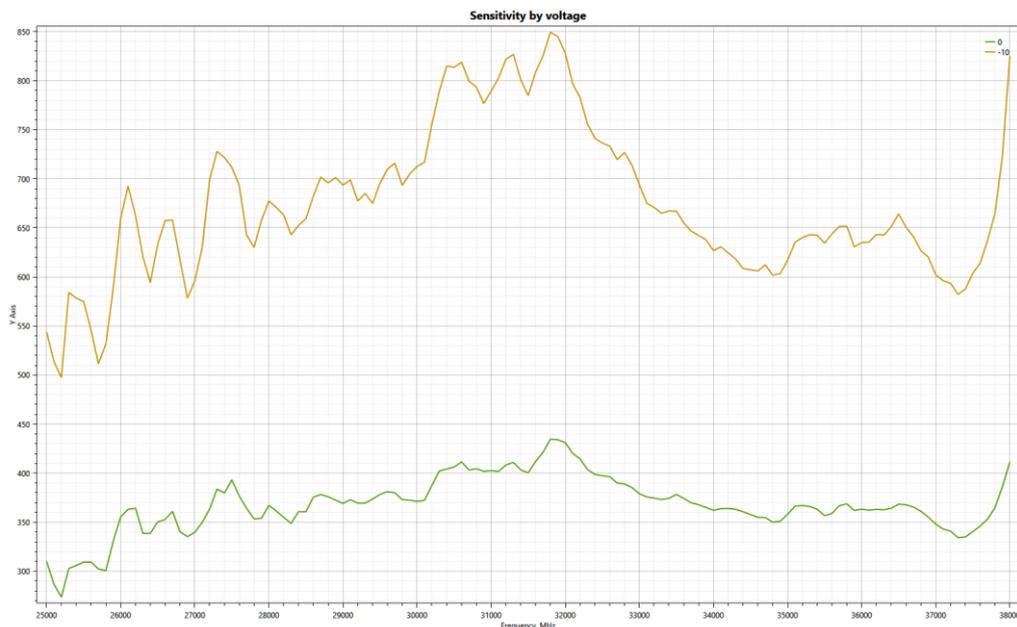


Рис.8. Зависимость чувствительности от частоты при 0 и -10 дБм на входе

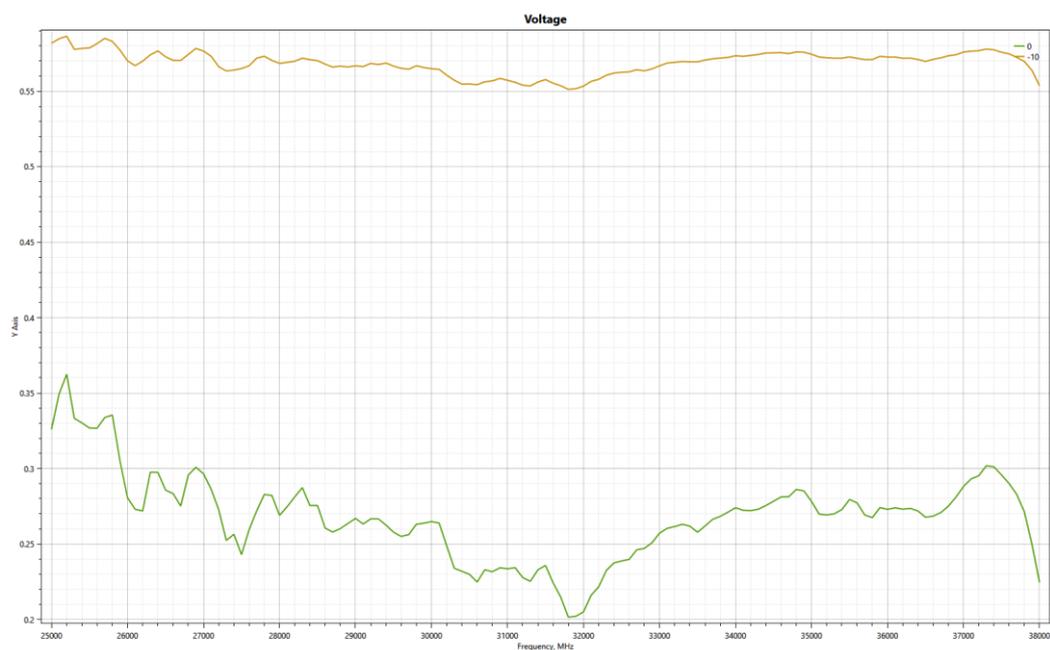


Рис. 9. Зависимость напряжения падения от частоты при 0 и -10 дБм на входе

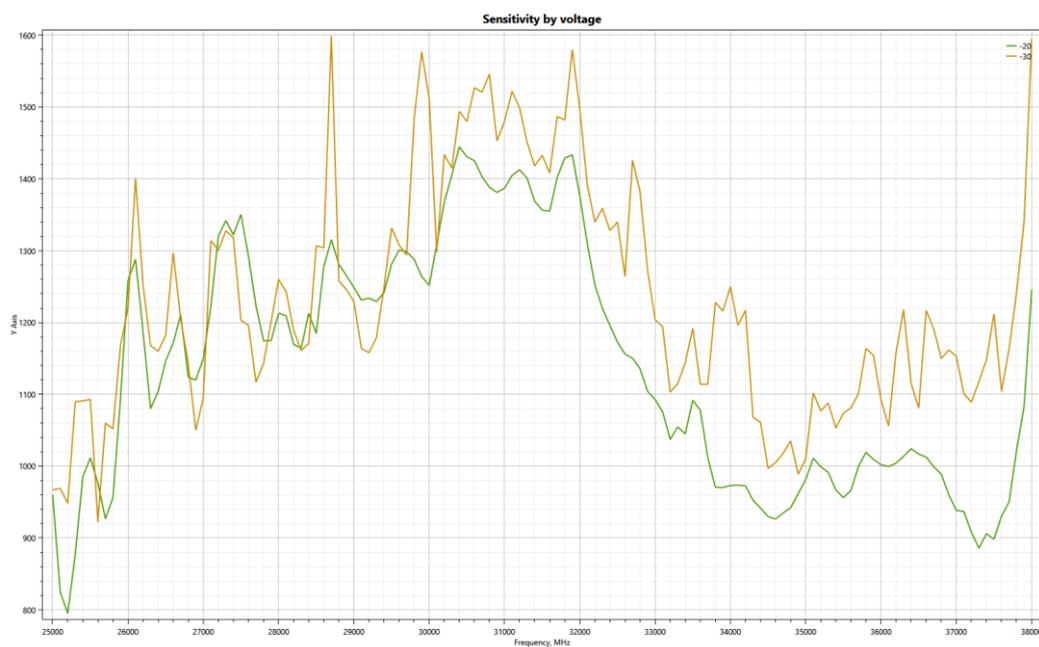


Рис. 10. Зависимость чувствительности от частоты при -20 и -30 дБм на входе



Рис. 11. Зависимость напряжения падения от частоты при -20 и -30 дБм на входе

Полученные данные отображены в табл. 2.

Таблица 2. Полученные данные

| Параметр | Минимальное значение | Типовое значение | Максимальное значение |
|--|----------------------|------------------|-----------------------|
| Частота | 25,95 ГГц | | 37,5 ГГц |
| Чувствительность для уровня входного сигнала -20 дБм | | 1300 мВ/мВт | |
| Минимальный детектируемый уровень сигнала | | -50 дБм | |
| Минимальная входная мощность | 1 мкВт | | 10мкВт |
| Максимальная входная мощность | 20 мВт | | 100 мВт |
| КСВН СВЧ входа | 1,3 | | 10 |

Для улучшения показателя КСВН в канал устанавливается аттенюатор на 10 дБ, но при этом теряется чувствительность.

По полученным результатам можно сделать вывод, что разработанный детектор в НИЧ БГУИР Центр 1.9 в диапазоне частот 25,95 – 37,5 ГГц является конкурентоспособным, работает в широкой полосе частот, имеет большой динамический диапазон и обладает высокой чувствительностью. Данные детекторы применяются в составе ваттметров для измерения мощности, в векторных и скалярных анализаторах цепей, а также в генераторах СВЧ – сигналов.

Список использованных источников

1. А. И. Белоус, М. К. Мерданов, С. В. Шведов. СВЧ–электроника в системах радиолокации и связи. Техническая энциклопедия издание 2–е, дополненное. – Москва: Техносфера, 2018.

УДК 621.396.2

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ МІМО И МЕТОДОВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО КОДИРОВАНИЯ

ПАНЬКОВА В. В., САЛОМАТИН С. Б., ФАМ Х. А.

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

E-mail: pankova@bsuir.by, salomatin@bsuir.by, huyanhpham96@gmail.com

Аннотация. В мобильных системах связи широко используется технология МІМО, которая основывается на применении нескольких антенн на передающей и приемной сторонах. В работе приведены преимущества технологии МІМО – увеличение пропускной способности и уменьшение вероятности ошибок при многолучевом распространении. Рассмотрены алгоритмы демодуляции пространственно-временных кодов.

Abstract. In mobile communication systems, MIMO technology is widely used, which is based on using multiple antennas at the transmitting and receiving sides. The advantages of MIMO technology - increasing the capacity and reducing the likelihood of errors in multipath propagation. Algorithms for demodulation of space-time codes are considered.

Введение

Современные системы радиосвязи имеют высокие показатели пропускной способности. Резкий скачок классической границы Шеннона для пропускной способности систем связи стал возможен благодаря пространственной обработке сигналов, т.е. технологии МІМО, использующей эффект передачи радиоволн, называемый многолучевым распространением, при котором передаваемые сигналы отражаются от множества объектов и препятствий, а принимающая антенна воспринимает сигналы под разными углами и в разное время. Применение этой технологии позволяет за счет разнесения сигнала на передаче и приеме уменьшить относительное число бит, принятых с ошибкой, повышая тем самым помехоустойчивость каналов связи.

Цель работы

Анализ алгоритмов повышения пропускной способности сети за счет применения методов адаптивной пространственной обработки сигналов и поиск баланса между повышением пропускной способности технологии МІМО и уменьшением вероятности ошибки на приеме

Предполагается, что увеличение числа независимых радиоканалов приводит к снижению энергии на бит передаваемого сообщения и, как следствие, к повышению вероятности ошибки на бит принимаемого сообщения.

Методика исследования

Предполагается, что сигналы на передающей стороне излучаются одновременно и в одной полосе частот через M передающих антенн, а приемник имеет идеальное знание о канале. Информация о параметрах канала передается напрямую в устройство декодирования Аламоути, которое извлекает и интерполирует их для получения оценки канала для каждого передаваемого полезного символа. При моделировании бинарный генератор Бернулли создает случайный двоичный сигнал (вероятность выпадения 1 равна 0.5), который в дальнейшем модулируется различными способами: бинарная фазовая манипуляция (BPSK), квадратурная фазовая манипуляция (QPSK), 16-квадратурная амплитудная модуляция (16-QAM). Затем кодируется кодером Аламоути для передачи по каналу МІМО с релейскими замираниями и аддитивным белым шумом. Декодер Аламоути объединяет сигналы от приемных антенн в единый поток для демодуляции. Блок вычисления ошибок сравнивает демодулированные данные с входными.

Результаты моделирования

При моделировании систем связи (SISO – одна передающая антенна, одна приемная антенна; SIMO – одна передающая антенна, две приемные антенны; MISO – две передающие антенны, одна приемная антенна; MIMO 2×2 – две передающие антенны, две приемные антенны; MIMO 4×4 – четыре передающие антенны, четыре приемные антенны) все исходные параметры, такие как частота дискретизации, методы модуляции, скорость передачи и др., выбраны в полном соответствии со стандартом системы радиосвязи IEEE 802.16e. Результаты исследования отражены на графиках.

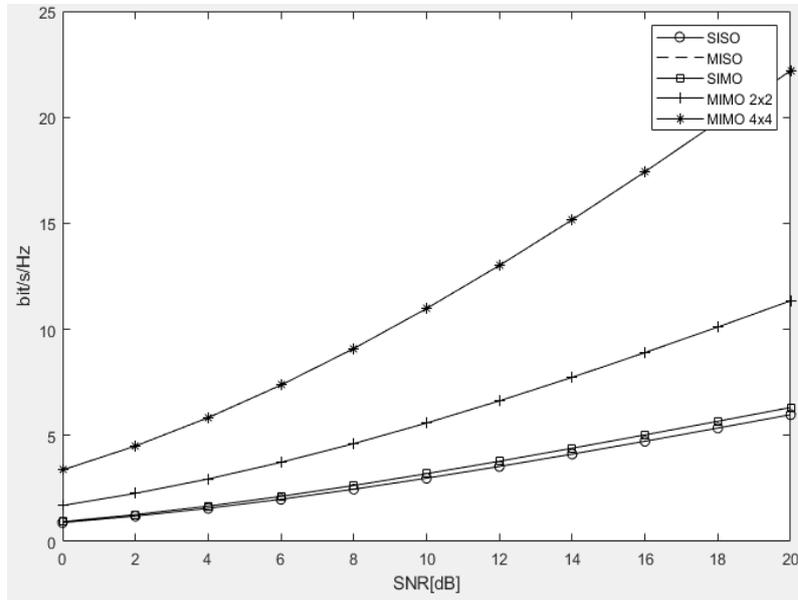


Рис. 1. Зависимость пропускной способности систем от отношения сигнал/шум

Видно, что в беспроводных системах связи скорость передачи информации заметно возрастает только с увеличением количества передающих и приемных антенн.

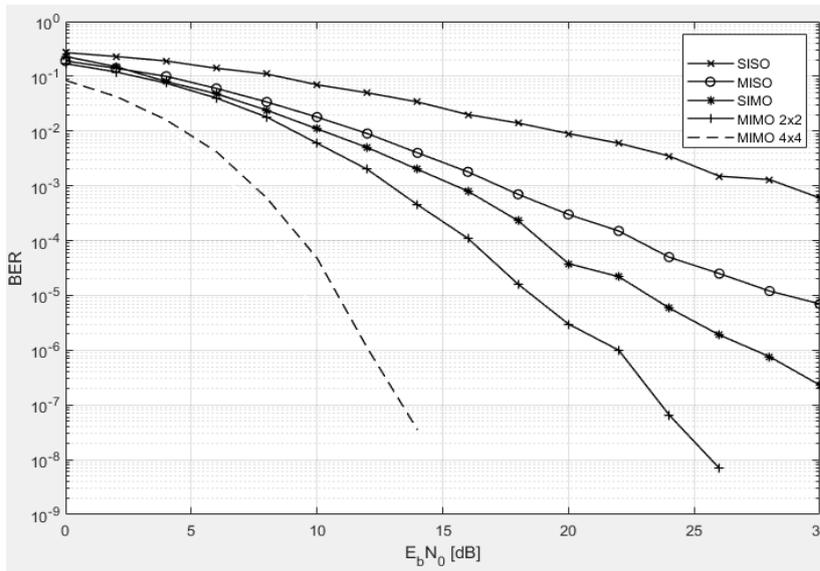


Рис. 2. Зависимость вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум для разных вариантов разнесения на приеме и передаче при модуляции QPSK

Для вероятности ошибки 10^{-4} выигрыш в помехоустойчивости на 3 дБ имеют система SIMO над MISO, система MIMO 2×2 над SIMO. При той же вероятности ошибки выигрыш в помехоустойчивости системы MIMO 4×4 над системой MIMO 2×2 увеличивается в 2 раза и составляет 6,5 дБ. Сравнение характеристик для вариантов с одной передающей антенной и двумя приемными

(разнесение на приеме) и с двумя передающими антеннами и одной приемной (разнесение на передаче) показывает, что разнесение на приеме обеспечивает дополнительный выигрыш 3 дБ. Также разнесение на приеме и передаче позволяет обеспечить дополнительный выигрыш 3 дБ по сравнению с разнесением на приеме, т.е. с увеличением количества антенн на передаче и на приеме улучшается помехоустойчивость.

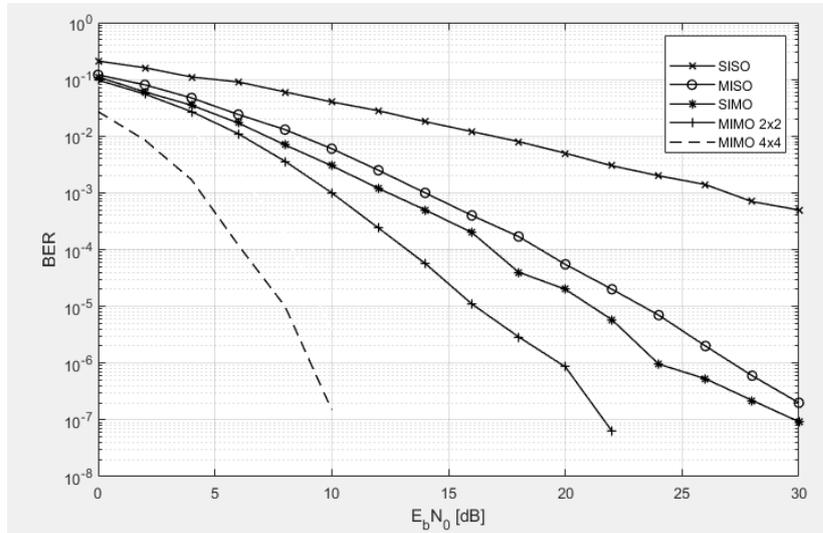


Рис. 3. Зависимость вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум для разных вариантов разнесения на приеме и передаче при модуляции BPSK

Модуляция BPSK позволяет улучшить помехоустойчивость. Для вероятности ошибки 10^{-4} система SIMO выигрывает по помехоустойчивости у системы MISO 3,2 дБ; система MIMO 2×2 выигрывает у SIMO 3,3 дБ; система MIMO 4×4 выигрывает у MIMO 2×2 7 дБ. Здесь также разнесение на приеме обеспечивает дополнительный выигрыш 3,2 дБ, разнесение на приеме и передаче – 3,3 дБ, а увеличение количества антенн на передаче и на приеме позволяет улучшить помехоустойчивость.

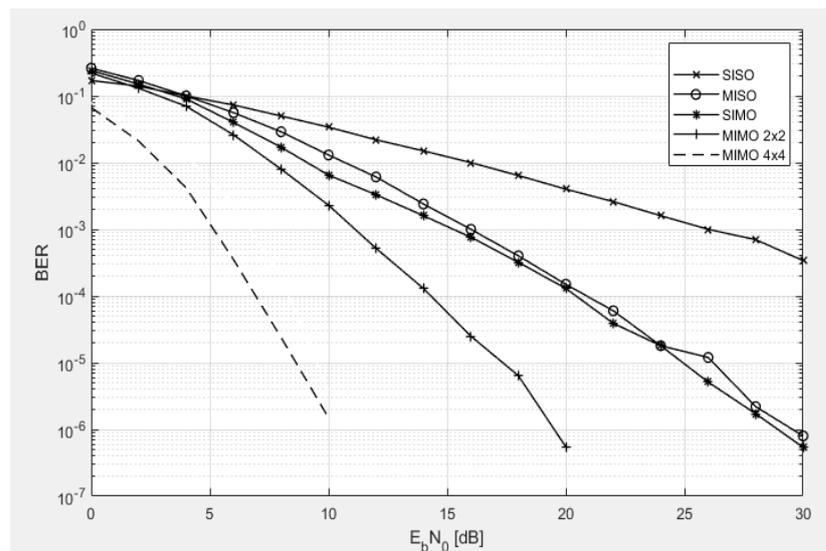


Рис. 4. Зависимость вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум для разных вариантов разнесения на приеме и передаче при модуляции 16-QAM

При той же вероятности ошибки 10^{-4} система выигрывает по помехоустойчивости у системы MISO 0,3 дБ; система MIMO 2×2 выигрывает у SIMO 6,9 дБ; система MIMO 4×4 выигрывает у MIMO 2×2 7,2 дБ. Разнесение на приеме обеспечивает небольшой дополнительный выигрыш 0,3 дБ.

Очевидно, что при модуляции 16-QAM заметное увеличение помехоустойчивости возможно только при увеличении количества антенн на передаче и на приеме, т.е. в системах MIMO 2×2 и MIMO 4×4.

Алгоритмы обработки сигналов в MIMO-системах без обратной связи отличаются способом разделения переданных символов (посимвольным детектированием) в приемных антеннах. Основные из них: метод сведения к нулю (Zero Forcing (ZF)); оценка по минимуму среднеквадратичной ошибки (МСКО-приемник); максимально правдоподобная (МП) оценка принятых символов (МП-приемник); алгоритм BLAST (Bell Laboratories Layered Space-Time) пространственного декодирования, в частности, вертикальный BLAST (V-BLAST).

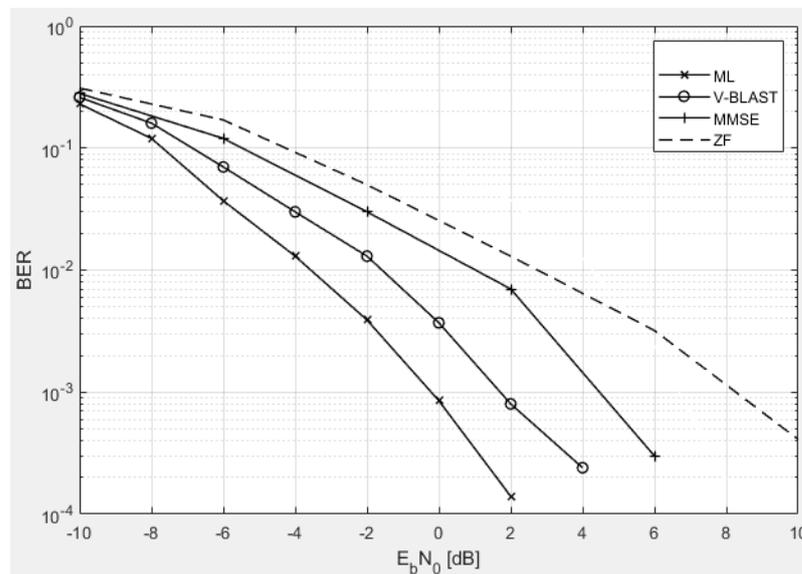


Рис. 5. Зависимость вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум при различных алгоритмах демодуляции: Zero-Forcing (ZF), МСКО (MMSE), МП (ML), V-BLAST

Для вероятности ошибки 10^{-3} отношение сигнал/шум при демодуляции алгоритмом МП составляет 0 дБ; алгоритмом V-BLAST – 1,8 дБ; алгоритмом МСКО – 4,5 дБ; алгоритмом ZF – 8,2 дБ. Алгоритм МП обеспечивает наименьшее значение вероятности ошибки по сравнению с остальными, а соответственно, обладает наилучшими свойствами помехоустойчивости. Алгоритм МСКО не уступает в помехоустойчивости другим и обладает меньшей вычислительной сложностью.

Заключение

Посредством теоретического анализа и результатов моделирования системы связи подтверждается, что пространственно-временное кодирование является эффективной техникой для уменьшения влияния замирания на сигналы, улучшения качества и пропускной способности системы связи. Улучшение отношения сигнал/шум при использовании методов разнесения составляет до десяти дБ, что показывает преимущество технологии для систем связи, которые требуют улучшения пропускной способности и качества услуги, эргодической емкости, сокращение размеров оконечных устройств. Улучшение отношения сигнал/шум эффективно при увеличении антенн от одной до двух как передающих, так и приемных. Наибольшей помехоустойчивостью обладает алгоритм МП.

Список использованных источников

- Alamouti S. M. Space-time block coding: A simple transmitter diversity technique for wireless communications. – IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Oct. 1998, vol. 16, p.1451–1458.
- Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung G. Kang – MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB, IEEE 2010.
- Arthur A. Giordano, Allen H. Levesque – Modeling of Digital Communication Systems Using SIMULINK-Wiley 2015.

УДК 621.396.67

БИКОНИЧЕСКАЯ АНТЕННА УКВ ДИАПАЗОНА И ЕЕ ШИРОКОПОЛОСНОЕ СОГЛАСОВАНИЕ

КОНОПЛИЦКИЙ А. С.

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

E-mail: andrey_konoplizkii@mail.ru

Аннотация. В тезисе показана возможность применения биконической антенны в диапазоне 30–108 МГц вместо антенны ШДАМ-А1 работающей с УКВ радиостанциями Р-168, Р-173М и Р-181. Проведено электродинамическое моделирование и исследование параметров биконической антенны в программной среде CST Studio Suite 2015. Решена задача повышения свойств рассматриваемой антенны в указанном диапазоне частот применением широкополосной согласующей цепи. Выполнен синтез цепи согласования на основе комплексного критерия соответствия идеальному фильтру в полосе пропускания.

Abstract. In the thesis the application urgency the two-conic aeriels in a range of 30-108 MHz instead of aerial SHDAM-A1 working with VHF radio stations R-168, R-173M and R-181 is shown. Electrodynamic modelling and research of parametres the two-conic aeriels in program CST Studio Suite 2015 environment is spent. The problem of increase of properties the two-conic aeriels in the specified range of frequencies by application broadband the coordination chains is solved. Synthesis of a chain of the coordination on the basis of complex criterion of conformity to the ideal filter in a pass-band is executed.

В настоящее время в стационарных элементах радиотехнических системах связи широкое применение находят мачтовые широкодиапазонные антенны с вертикальной поляризацией, как ШДАМ-А1 [1–3]. Данная антенна, предназначена для работы с УКВ радиостанциями Р-168- 25УЕ-2, Р-168-100УЕ2-2 в диапазоне частот от 30 до 108 МГц и обеспечивающая максимальное значение коэффициента стоячей волны (КСВ) по отношению к волновому сопротивлению 50 Ом, не более 3,5 [1–3].

Антенна ШДАМ-А1, представленная на рис. 1, состоит из трех стержневого излучателя (2, 3, 4) с емкостными вставками. Излучатель установлен на согласующее устройство (5), одновременно выполняющее функцию несущей конструкции, обеспечивающей резьбовое закрепление трех противовесов (6) и сочленение всей антенны с телескопической мачтой посредством переходника (1). На боковой поверхности согласующего устройства установлен высокочастотный соединитель, который при транспортировании антенны закрыт заглушкой (7). Противовесы изготовлены из трубок, материалом которых является высокопрочная сталь [1–3]. На рис. 1.б представлена характеристика КСВ антенны ШДАМ-А1 измеренная с применением измерителя комплексных коэффициентов передачи «Обзор-103» [4].

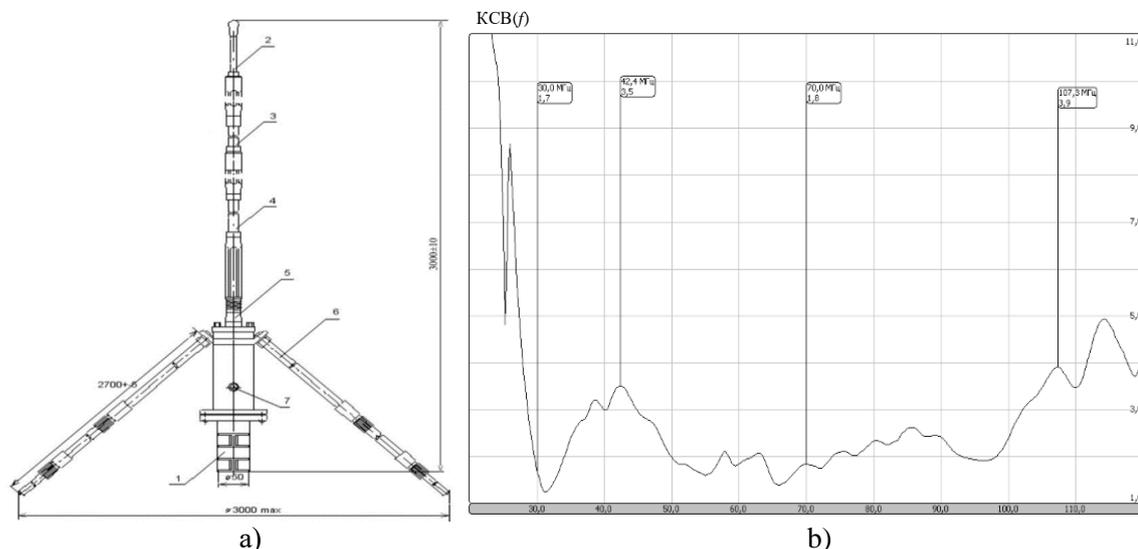


Рис. 1. Антенна ШДАМ-А1 (а) и ее характеристика КСВ (б)

Заметим, что характеристика КСВ антенны ШДАМ-А1 вблизи верхней (100–108 МГц) граничной частоты имеет повышенное значение, достигающее 3,9, что не соответствует требованиям, предъявляемым к данной антенне, в соответствии с которыми значение КСВ не должно превышать 3,5 [1]. По этой причине вместо антенны ШДАМ-А1 предлагается использовать биконическую антенну, состоящую из двух изолированных друг от друга конусов, каждый из которых образован восьмью лучами. Данный тип антенны нашел широкое применение в средствах связи командно-диспетчерского пункта аэродрома, для работы с радиостанциями железнодорожного транспорта. Также такие антенны используются в системах, выполняющих оценку электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств [5]. Дополнительно стоит отметить, что в [6] показано возможное применение биконической антенны в Ultra Wide Band системах, в системах, работающих с хаотическими сверхширокополосными сигналами, в радиолокации высокого разрешения, где необходимо максимально эффективно использовать чрезвычайно широкий диапазон рабочих частот.

Конструктивный вид предлагаемой биконической антенны и ее диаграмма направленности в вертикальной плоскости на частоте 60 МГц представлена на рис. 2. Также на рис. 2. впоказаны функции импеданса биконической антенны в рассматриваемом диапазоне частот. Моделирование такой антенны осуществлялось с использованием автоматической программы CST Studio Suite 2015.

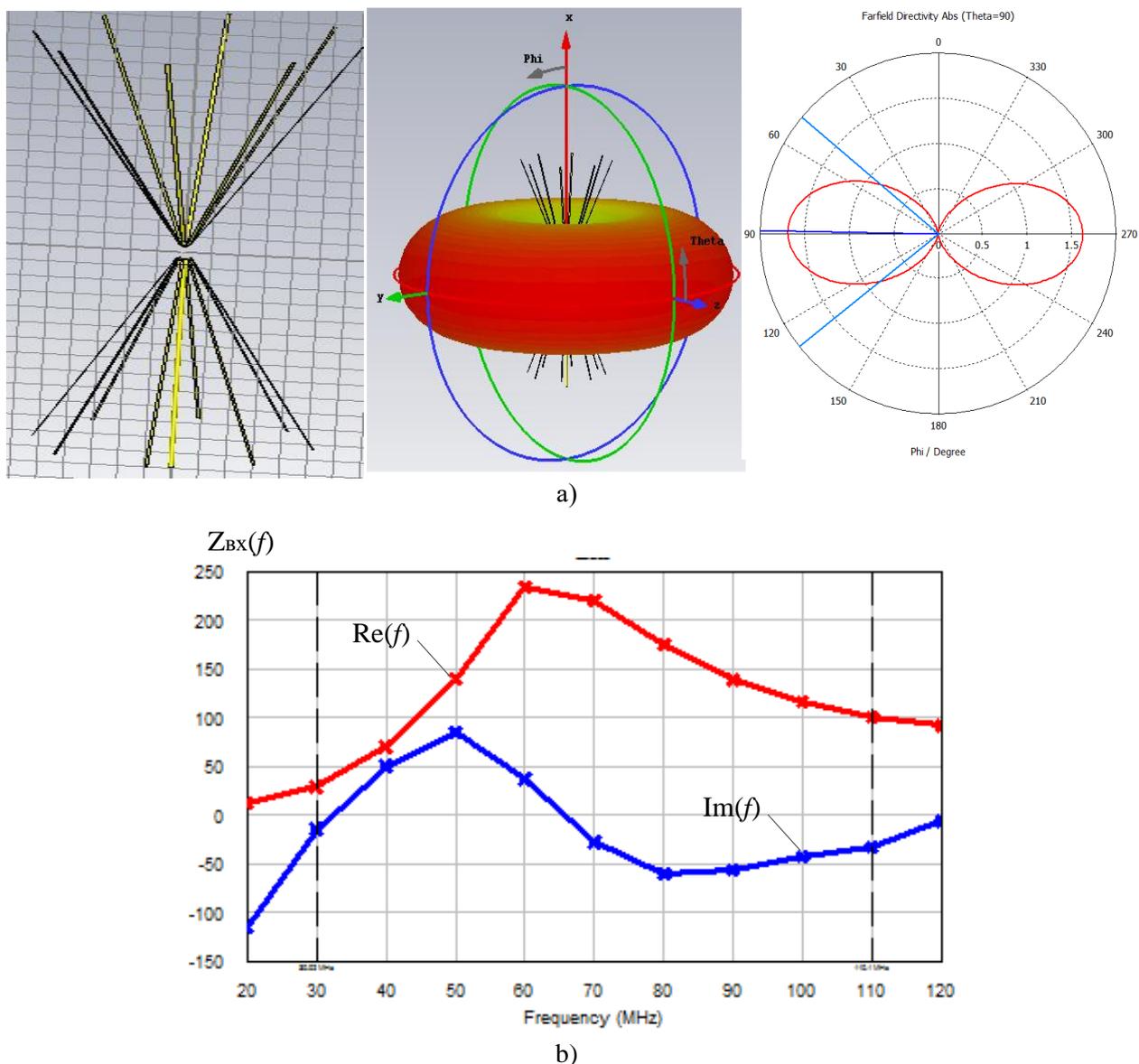


Рис. 2. Конструктивный вид биконической антенны и ее диаграмма направленности в вертикальной плоскости на частоте 60 МГц (а), а также функции реальной и мнимой частей импеданса (б)

В целом действительная часть входного импеданса лежит в пределах от 30 до 230 Ом, а мнимая – в пределах от –60 до 85 Ом, и, следовательно, возникает необходимость в использовании широкополосной согласующей цепи, понижающей действительную часть до 50 Ом – волнового сопротивления питающего фидера. Кроме того, следует отметить широкополосность рассматриваемой антенны – коэффициент перекрытия 3,6.

Для повышения эффективности работы биконической антенны предлагается использовать широкополосную согласующую цепь, синтезированную по методике структурно-параметрического синтеза согласующих цепей на основе комплексного критерия соответствия идеальному фильтру в полосе пропускания [7-9]. Результатом применения указанной методики является синтезированная широкополосная согласующая цепь, представленная на рис. 4. Также на рис. 4.b представлена частотная зависимость КСВ синтезируемой широкополосной согласующей цепи, нагруженной биконической антенной. Дополнительно, в качестве сравнения, на рисунке показана частотная зависимость КСВ антенны ШДАМ-А1.

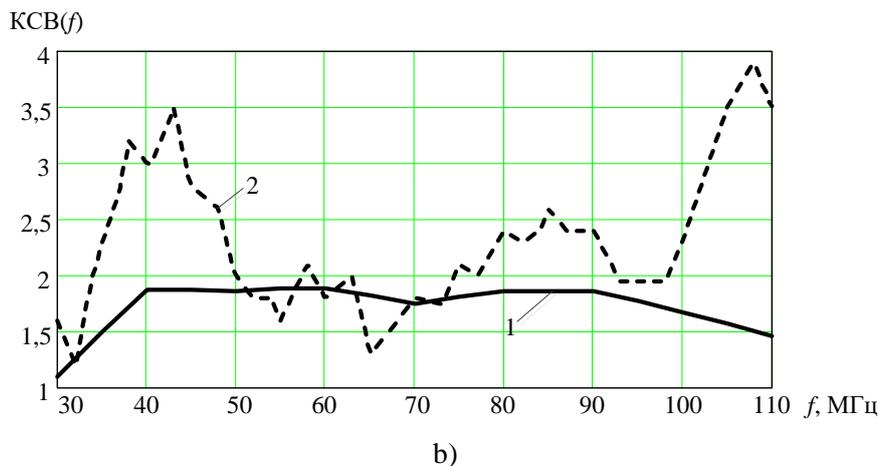
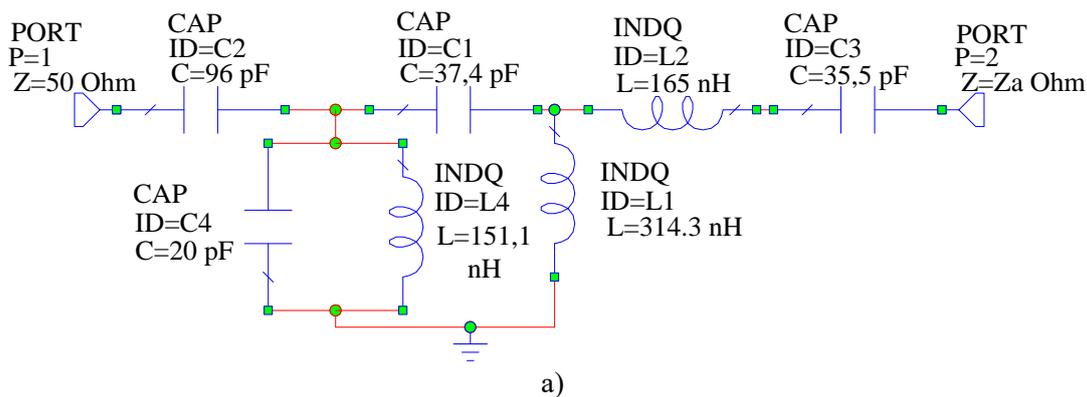


Рис. 3. Схема широкополосной согласующей цепи нагруженной биконической антенной (а) и ее частотная зависимость КСВ (b) (1), а также антенны ШДАМ-А1 (2)

Полученная частотная зависимость КСВ биконической антенны с применением широкополосной согласующей цепи пятого порядка, представленной на рис.4.а, в большей части диапазона частот (от 50 до 100 МГц) по своим свойствам схожа с частотной зависимостью КСВ антенны ШДАМ-А1. Однако, характерным отличием биконической антенны от антенны ШДАМ, является то, что вблизи нижней (30–40 МГц) и верхней граничной частоты (100–108 МГц) характеристика КСВ принимает пониженные значения.

Применение структурно-параметрического синтеза на основе комплексного критерия соответствия идеальному фильтру в полосе пропускания позволило синтезировать широкополосную согласующую цепь, обеспечивающую значение КСВ не превышающие 1,89 в заданной полосе частот. При таком коэффициенте потери мощности передаваемой в антенну, составляют 9,5. Таким образом, использование биконической антенны совместно с широкополосной согласующей цепью, синтезированной по методике, представленной в [3-5], в радиотехнических системах УКВ диапазона позволит повысить эффективность таких систем связи.

Список использованных источников

1. Средства связи и боевая экипировка [Электронный источник] <https://t-c.by/wp-content/uploads/2019/10/Katalog-TVN.pdf>.
2. [Электронный источник] <http://radiozavod.ru/ru/продукция/специального-назначения>.
3. Надточий И. Л. Н178 Базовые средства связи подвижных пунктов управления РВСН : учеб. пособие. – Кн. 1: Узлы связи подвижных пунктов управления РВСН, электроснабжение и радиостанции УКВ диапазона. – Томск : Издательский Дом ТГУ, 2014. – 246 с.
4. Измеритель комплексных коэффициентов передачи «Обзор–103» Руководство по эксплуатации РЭ 6687–028–21477812–2008. –98 с.
5. Широкополосная измерительная биконическая антенна П6-121М1 диапазон частот 30 – 300 МГц.
6. М. Н. Макурин, Н. П. Чубинский, Расчет характеристик биконической антенны методом частичных областей, Радиотехника и электроника, 2007, т. 52, №10, с. 1199–1208.
7. Коноплицкий А. С. Параметрический синтез широкополосных частотно-избирательных цепей на основе комплексного критерия соответствия идеальному фильтру в полосе пропускания. Вестник Воен. акад. Респ. Беларусь. 2019; 3: 43–53.
8. Коноплицкий А. С. Структурно-параметрический синтез многополосных согласующих цепей на основе комплексного критерия соответствия идеальному фильтру. Веснік Сувяз, 2020; 1.

УДК 621.375

ДВОЙНОЙ БАЛАНСНЫЙ МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

ЗАЯЦ П. В., МАЛЕВИЧ И. Ю.

ОАО «КБ Радар» - управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: p.zayats@kbradar.by

Аннотация. Представлены результаты проектирования высоколинейного двойного балансного малошумящего усилителя метрового диапазона. Устройство обеспечивает коэффициент усиления 10 дБ с неравномерностью $\pm 0,2$ дБ в диапазоне 150...300 МГц и КСВН не более 1,4 в 50-омном тракте, входную точку компрессии 16 дБм при коэффициенте шума до 1,4 дБ.

Abstract. The results of designing a high-linear double balanced low-noise VHF amplifier. The device provides a gain of 10 dB with bandwidth ripple less ± 0.2 dB in the range of 150 ... 300 MHz and VSWR less than 1.4 in a 50-ohm path, an input compression point of 16 dBm with a noise figure as low as 1.4 dB.

Введение

Увеличение объемов обрабатываемой информации, использование широкополосных сигналов со сложной структурой, ужесточение электромагнитной обстановки дают новый импульс развитию техники малошумящих усилителей (МШУ) диапазона метровых волн (МВ) с повышенной линейностью передаточных характеристик. Одним из направлений, определяющих перспективы создания высоколинейных МШУ является разработка новых типов структур [1-3].

Синтез

В настоящее время задача синтеза мощных МШУ МВ диапазона на структурном уровне решается посредством разработки параллельных структур с монолитными интегральными схемами (МИС) [4]. Такой подход позволяет увеличивать динамический диапазон системы на 3 дБ при каждой балансной итерации. Однако число итераций ограничено допустимым ухудшением коэффициента шума системы, определяемого потерями в цепях деления, и обычно для МШУ не превышает двух. Дальнейшее увеличение линейности возможно за счет структурной модификации активных элементов.

В МВ диапазоне данная проблема может быть решена в базе МИС с использованием однопетлевой трансформаторной отрицательной обратной связи (ООС) (рис.1).

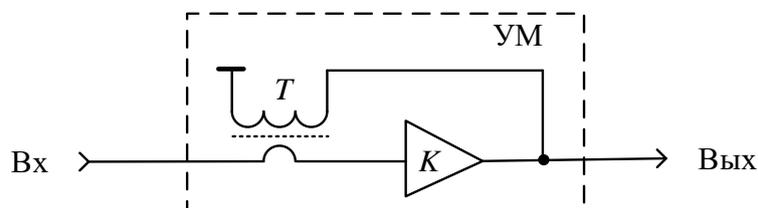


Рис. 1. Усилительный модуль

Такая схема канального усилительного модуля (УМ) обеспечивает масштабирование коэффициента передачи МИС пропорционально передаточному отношению витков трансформатора Т и получение коэффициента шума, сопоставимого с шумами усилительного прибора, при том, что эффективность линейаризации передаточной характеристики системы выше на 5...10 дБ, чем в устройствах с диссипативными ООС [3].

Схема двойного балансного (ДБ) МШУ с УМ на МИС с одноканальной ООС имеет вид, показанный на рис.2.

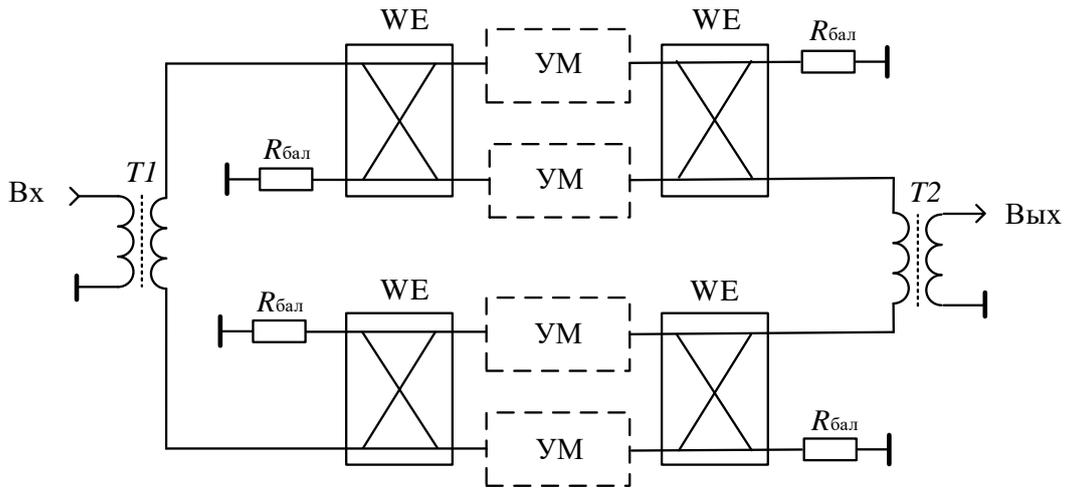


Рис. 2. Структура двойного балансного МШУ

Здесь на дифференциальных трансформаторах T1 и T2 выполнены соответственно входная ступень деления и выходная ступень суммирования сигналов. Вторые ступени распределения/суммирования реализованы на квадратурных мостах WE. Такая схема обеспечивает широкополосное согласование сопротивлений сечений структуры, малые потери (0,3...0,6 дБ) в схемах деления/суммирования и хорошее (не менее 30 дБ) подавление интермодуляционных продуктов четных порядков.

Моделирование

На рис. 3 представлены результаты моделирования функционально-энергетических характеристик двойного балансного МШУ на МИС MGA-62563 для передаточного отношения обмоток трансформатора $m = 2$, выполненные в среде ADS.

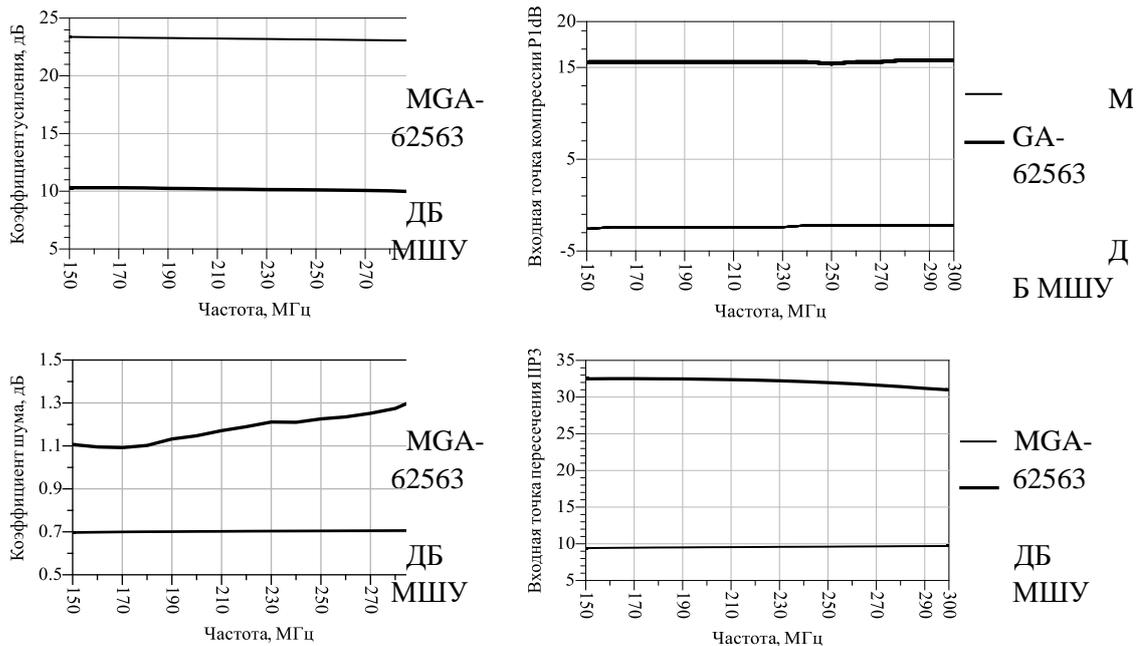


Рис. 3. Результаты моделирования функционально-энергетических характеристик ДБ МШУ

Видно, что разработанный ДБ МШУ в диапазоне 150...300 МГц обеспечивает коэффициент усиления 10 дБ с неравномерностью $\pm 0,2$ дБ с КСВН не более 1,4 в 50-омном тракте, входную точку компрессии 16 дБм при коэффициенте шума до 1,4 дБ. Зависимость от частоты входной точки пересечения 3-го порядка (ПРЗ) разработанного устройства равномерна и составляет не менее 31 дБм.

Односигнальный динамический диапазон разработанного ДБ МШУ для полосы 1 МГц составляет 128,6 дБ, а динамический диапазон по интермодуляции третьего порядка – не менее 95,7 дБ.

Заключение

Таким образом, рассмотрены вопросы разработки высоколинейного двойного балансного малошумящего усилителя МВ диапазона, включающие логико-эвристический синтез и апробацию технического решения устройства в среде ADS. Увеличенный сравнительно с известными конструкциями динамический диапазон, высокая линейность и низкий коэффициент шума позволяют позиционировать его как перспективное устройство для приемных трактов радиоэлектронных систем метрового диапазона, функционирующих в сложной электромагнитной обстановке.

Список использованных источников

1. Богданович, Б. М. Радиоприемные устройства с большим динамическим диапазоном. - М.: Радио и связь, 1984. – 176 с.
2. Богданович Б. М., Бачило Л. С. Проектирование усилительных устройств. - Минск: Вышэйшая школа, 1985. – 237 с.
3. Малевич И. Ю. Синтез высоколинейных радиочастотных усилительных трактов. Минск, «Бестпринт», 2009. - 202 с.
4. Белоус А. И., Мерданов М. К., Шведов С. В. СВЧ-электроника в системах радиолокации и связи. Техническая энциклопедия. Книга 2. -Москва: ТЕХНОСФЕРА, 2016. -728 с.

УДК 621.373.12

ИЗМЕРЕНИЕ ФЛУКТУАЦИЙ ЧАСТОТЫ АВТОГЕНЕРАТОРОВ С ПОМОЩЬЮ ВНЕШНЕЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

ГОРОШКО С. М., ПОЛЗУНОВ В. В.

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

E-mail: goroshcko@bsuir.by

Аннотация. Рассмотрен новый способ измерения флуктуаций частоты автогенераторов без применения внешнего частотного дискриминатора. В качестве частотно-зависимого элемента используется сам автогенератор в режиме внешней синхронизации. Способ позволяет повысить чувствительность измерений, упростить процесс настройки и калибровки измерителя, отказаться от высокодобротного объемного резонатора, а также позволяет проводить эффективные измерения в маломощных генераторах.

Abstract. A new method for measuring fluctuations in the frequency of oscillators without using an external frequency discriminator is considered. The oscillator itself is used as a frequency-dependent element in the external synchronization mode. The method makes it possible to increase the sensitivity of measurements, to simplify the process of setting and calibrating the meter, to abandon the high-Q cavity resonator, and also allows efficient measurements in low-power generators.

Известные методы измерения флуктуаций частоты сводятся к преобразованию флуктуаций частоты во флуктуации амплитуды. Для преобразования частотной модуляции в амплитудную применяются дискриминаторы, которые позволяют преобразовать частотную модуляцию входного колебания в амплитудную модуляцию выходного сигнала. В качестве частотно-зависимого элемента дискриминатора используются резонансные контуры или линии задержки, а в СВЧ диапазоне – высокодобротные резонаторы.

В работе рассматривается новый способ измерения флуктуаций частоты автогенераторов без применения внешнего дискриминатора, где в качестве частотно-зависимого элемента выступает сам автогенератор в режиме внешней синхронизации. Полные флуктуации частоты на выходе синхронизированного генератора (СГ) складываются из флуктуаций частоты внешнего колебания и автогенератора в режиме свободных колебаний, умноженных на коэффициенты подавления S_1 и S_2 определяются как

$$W_f = W_{fc}S_1 + W_{fr}S_2, \quad (1)$$

где $W_f; W_{fc}; W_{fr}$ – спектральные плотности флуктуаций частоты на выходе СГ, внешнего колебания и автогенератора соответственно; S_1 и S_2 – коэффициенты подавления.

В середине полосы синхронизации коэффициенты подавления определяются следующим образом

$$S_1 = \frac{1}{1+(F/\Delta f_c)^2}; \quad S_2 = \frac{(F/\Delta f_c)^2}{1+(F/\Delta f_c)^2}, \quad (2)$$

где $F, \Delta f_c$ – частота анализа и полоса синхронизации генератора соответственно.

Поскольку флуктуации частоты и флуктуации фазы связаны между собой известным соотношением $W_f(F) = W_\varphi(F)F^2$, то выражение (1) можно записать в виде

$$W_f = W_{fc}S_1 + W_{\varphi r}F^2S_2 = W_{fc}S_1 + W_{\varphi c}F^2, \quad (3)$$

где $W_{\varphi r}, W_{\varphi c}$ – спектральные плотности флуктуаций фазы автогенератора и разности фаз в СГ соответственно.

Второе слагаемое в (3) представляет собой флуктуации разности фаз в СГ и, как видно, связано с флуктуациями частоты автогенератора. Следовательно, по флуктуациям разности фаз в СГ можно судить о флуктуациях частоты автогенератора. Измерение флуктуации разности фаз значительно проще, чем измерение флуктуации частоты, так как не требует использования частотно-зависимых элементов (в СВЧ диапазоне – объемных резонаторов). Таким образом, чтобы определить флуктуации частоты автогенератора, необходимо измерить его полосу синхронизации и флуктуации разности фаз в середине этой полосы при синхронизации его внешним сигналом, а затем рассчитать флуктуации частоты автогенератора по формуле

$$W_{f\Gamma}(F) = \frac{W_{\varphi_{\text{сг}}}(F)F^2}{S_2} = W_{\varphi_{\text{сг}}}(F)(F^2 + \Delta f_c^2). \quad (4)$$

В известных измерителях флуктуаций частоты необходим внешний частотно-зависимый элемент (контур или резонатор), а в рассматриваемом способе таким частотно-зависимым элементом является сам исследуемый автогенератор в режиме внешней синхронизации. Кроме того, во внешних элементах (резонаторе) расходуется значительная мощность колебания, что создает определенные трудности при измерении флуктуаций в маломощных генераторах. В рассматриваемом же способе такие потери отсутствуют.

Чувствительность измерения флуктуаций фазы практически равна чувствительности измерения флуктуаций амплитуды [1] и значительно превышает чувствительность измерений флуктуаций частоты. При этом потери в частотно-зависимом элементе на преобразование флуктуаций частоты во флуктуации амплитуды, при использовании расстроенного резонатора, или на преобразование флуктуаций частоты во флуктуации фазы при использовании настроенного резонатора и фазового детектора, отсутствуют. Кроме того, при фазовых измерениях не требуется калибровка преобразования флуктуаций частоты во флуктуации амплитуды, что значительно упрощает процесс перестройки и калибровки измерителя. Для интерференционного способа измерений флуктуаций частоты, заключающегося в преобразовании флуктуаций частоты во флуктуации фазы в настроенном внешнем резонаторе и измерении фазы мостовым фазовым детектором (подавляющим флуктуации амплитуды входного сигнала), чувствительность измерений согласно [1] можно записать

$$W_{fmin}(F) = (\Delta f^2) \left[W_{amin}(F) + \frac{W_{\alpha}(F)}{m^2} \right], \quad (5)$$

где $\Delta f = f_0/Q_n$ – полоса пропускания контура (резонатора);

f_0, Q_n – резонансная частота и нагруженная добротность контура (резонатора) соответственно.

В рассматриваемом способе при использовании мостового фазового детектора чувствительность измерений флуктуаций частоты автогенератора будет определяться как

$$W_{fmin}(F) = F_{max}^2 W_{\varphi min} = \left[W_{amin}(F) + \frac{W_{\alpha}(F)}{m^2} \right], \quad (6)$$

где F_{max} – максимальная частота спектра исследуемого сигнала;

$W_{fmin}(F)$ – чувствительность измерителя флуктуаций амплитуды;

$W_{\alpha}(F)$ – флуктуации амплитуды исследуемого сигнала;

m^2 – глубина подавления флуктуаций амплитуды входного сигнала на выходе мостового фазового детектора.

Из (5) и (6) видно, что выигрыш в чувствительности составит $\Delta f^2/F^2$ раз. Как правило, для исключения частотных искажений полоса пропускания контура должна быть значительно больше максимальной частоты спектра исследуемого колебания. Тогда при $\Delta f = 10F$ и прочих равных условиях чувствительность рассматриваемого способа по сравнению с интерференционным будет выше в 100 раз, т.е. составит 20 дБ. Причем достигается при низких частотах анализа (до 10...100 кГц).

Повышение чувствительности измерений и упрощение процесса настройки и калибровки измерителя достигается за счет исключения дополнительного частотно-зависимого элемента (контура или резонатора) с достаточно широкой полосой пропускания. В этом случае исключаются потери на преобразование флуктуаций частоты во флуктуации амплитуды во внешнем дискриминаторе, и отпадает необходимость определения коэффициента их преобразования. Кроме того, за счет исключения потерь в резонаторе появляется возможность проведения эффективных измерений флуктуаций частоты в маломощных генераторах.

Заключение

Таким образом, предложен новый способ измерения флуктуаций частоты автогенераторов, заключающийся в синхронизации их внешним сигналом и измерении флуктуаций разности фаз в синхронизированном генераторе. Способ позволяет повысить чувствительность измерений, упростить процесс настройки и калибровки измерителя, отказаться от внешнего высокочастотного резонатора, а также позволяет проводить эффективные измерения в маломощных генераторах, т. к. отсутствуют потери мощности резонатора.

Список литературы

1. Корнилов С. А. Спектрально-корреляционные методы измерения флуктуационной нестабильности непрерывных СВЧ-колебаний / Обзоры по электронной технике. Сер. Электроника СВЧ. – 1977. – Вып.8(471).

УДК 621.373.52

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДЕТЕКТОРНОГО ЭФФЕКТА ДЛЯ НАСТРОЙКИ ТРАНЗИСТОРНЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

ТИТОВИЧ Н. А., ЯКОВЧУК А. С.

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

E-mail: nikolai.titovich@gmail.com, sasha.yakovchuk97@gmail.com

Аннотация. С помощью метода медленно меняющихся амплитуд проведен расчет уровней гармонических составляющих СВЧ транзисторного автогенератора. Показано, что их значения определяются не только элементами схемы генератора и амплитудой основного колебания, но и в значительной степени нелинейностью характеристики в области рабочей точки. Для уменьшения уровней гармонических составляющих при настройке генераторов в качестве критерия оценки нелинейности характеристики предложено использовать изменение величины постоянной составляющей выходного тока транзистора при воздействии СВЧ сигнала.

Abstract. With the help of a method of slowly varying amplitudes calculation of levels of harmonious making microwaves of the transistor oscillator is carried out. It is shown, that their values are defined not only elements of the circuit of the generator and amplitude of the basic fluctuation, but also substantially by nonlinearity of the characteristic in the field of a working point. For reduction of levels of harmonious components at adjustment of generators as criterion of an estimation of nonlinearity of the characteristic it is offered to use change of size of a constant component of a target current of the transistor at influence of the microwave of a signal.

При расчете уровней гармонических составляющих удобно пользоваться методом медленно меняющихся амплитуд, который имеет достаточно высокую точность и позволяет понизить порядок нелинейного дифференциального уравнения, описывающего колебательный процесс в автогенераторе (АГ), до второго. Анализ ряда схем транзисторных АГ ВЧ и СВЧ диапазона показал, что колебания в них можно описать уравнением с малым положительным параметром в правой части [1]. С учетом того, что любую из этих схем можно представить эквивалентной трехточечной схемой, это уравнение имеет вид

$$\frac{d^2 u}{d\tau^2} + u = \varepsilon \left\{ Gu - \left[Df'(u) + 1 \right] \frac{du}{d\tau} \right\}, \quad (1)$$

где u - переменное напряжение между эмиттером и базой; $\tau = \omega t$, $\omega = 2\pi f$; f - частота колебаний; Q - добротность контура; $D = \alpha K L_k / [r C_k (1 + K)]$; α - коэффициент передачи транзистора по току в схеме с общей базой; $r = L_k / (C_k R_k)$; C_k , R_k и L_k - включенные параллельно эквивалентные емкость, сопротивление и индуктивность колебательного контура между коллектором и базой [1]; K - коэффициент обратной связи АГ; $G = \delta / d + C_1 / [d C_k (1 + K)]$ - для емкостной и $G = \delta / d + L_k / [d L_1 (1 + K)]$ - для индуктивной трехточечной схемы; $\delta = 1 - \omega_0^2 / \omega^2 \ll 1$ - относительная расстройка контура АГ; $\omega = 1 / \sqrt{L_k C_k}$ - резонансная частота контура между коллектором и базой; L_1 и C_1 - эквивалентные индуктивность и емкость между коллектором и эмиттером; $f(u)$ - нелинейная зависимость тока активного элемента от входного напряжения. Для АГ с индуктивной обратной связью на полевом транзисторе $G = \delta / d$, $D = -M / (r C_k)$, где M - значение взаимоиנדуктивности цепи обратной связи [1].

Достоверность расчетной оценки во многом определяется точностью аппроксимации зависимости тока коллектора (стока) от уровня входного напряжения (между базой и эмиттером или затвором и истоком). Разработаны машинные программы, которые позволяют достаточно точно описать эту зависимость для любого активного элемента степенным полиномом вида

$f(u) = \sum_{n=0}^k (\alpha_n U^n)$, либо экспоненциальной функцией $f(u) = Ie^{bu}$, где α_n , I и b - коэффициенты аппроксимации.

Решение уравнения (1) с использованием методики, описанной в [2], и данных видов аппроксимации позволяет получить выражения для уровней гармонических составляющих, которые в общем виде можно записать как

$$a_n = \frac{\varepsilon D n a^n \alpha_n 2^{1-n}}{n^2 - 1}, \quad (2)$$

$$a_n = \frac{2I\varepsilon D n J_n(ba)}{n^2 - 1}, \quad (3)$$

где a - амплитуда основного колебания АГ; $J_n(ba)$ - функция Бесселя n -го порядка от аргумента ba ; $n = 2, 3, \dots$

Из выражений (2) и (3) следует, что уровни гармоник определяются значениями затухания колебательного контура $d = \varepsilon = 1/Q$, которое в соответствии с (1) должно быть $\ll 1$, параметрами схемы АГ, что выражается коэффициентом D , амплитудой основного колебания a , а также в значительной степени зависят от положения рабочей точки, что выражается коэффициентами аппроксимации. При более строгом решении уравнения (1) для случая аппроксимации зависимости $f(u)$ степенным полиномом получим

$$a_2 = \frac{\varepsilon D}{3} \left(\alpha_2 a^2 + \alpha_4 a^4 + \frac{15}{16} \alpha_6 a^6 + \dots \right), \quad (4)$$

$$a_3 = \frac{3\varepsilon D}{32} \left(\alpha_3 a^3 + \frac{5}{4} \alpha_5 a^5 + \frac{21}{16} \alpha_7 a^7 + \dots \right), \quad (5)$$

$$a_4 = \frac{\varepsilon D}{30} \left(\alpha_4 a^4 + \frac{3}{2} \alpha_6 a^6 + \frac{7}{4} \alpha_8 a^8 + \dots \right), \quad (6)$$

$$a_5 = \frac{5\varepsilon D}{384} \alpha_5 a^5. \quad (7)$$

Из (4 - 7) видно, что уровни четных гармоник определяются четными коэффициентами аппроксимации, а нечетных - соответственно нечетными.

Амплитуда основного колебания в соответствии с [1, 2] определяется как

$$a = \left(\frac{-3\alpha_3}{5\alpha_5} - \sqrt{\frac{9\alpha_3^2}{25\alpha_5^2} - \frac{8\left(\alpha - \frac{1}{D}\right)}{5\alpha_5}} \right)^{1/2}. \quad (8)$$

Очевидно, что предложенная методика оценки уровней гармонических составляющих может быть полезна разработчикам АГ. Однако в ряде случаев возникают трудности в точном определении эквивалентных параметров схемы, а любые допущения снижают достоверность результатов расчетов. Этого можно избежать, если использовать расчетно-экспериментальную методику оценки уровней гармоник. Она заключается в экспериментальном определении амплитуды основного колебания,

добротности Q и расчетном вычислении коэффициентов аппроксимации нелинейной характеристики $f(u)$ активного элемента. В результате из уравнения (8) можно определить значение коэффициента D , учитывающего особенности построения схемы АГ

$$D = \frac{1}{\alpha_1 + \frac{3}{4}\alpha_3 a^2 + \frac{5}{8}\alpha_5 a^4} \quad (9)$$

Далее по выражениям (4 - 7) рассчитываются величины гармонических составляющих.

Анализируя выражения (2 - 7) можно определить пути снижения уровней гармонических составляющих АГ. Одним из них является увеличение добротности Q . Однако этот подход неприемлем в случае, когда необходимо обеспечить заданную полосу контура АГ. Уменьшение уровней гармоник путем оптимизации параметров схемы по критерию снижения коэффициента D также не всегда позволяет достичь весомого результата, так как может привести к нарушению условий самовозбуждения генератора, т.е. к срыву колебаний. Как показал анализ, большое влияние на величины гармонических составляющих оказывает нелинейность характеристики $f(u)$. Эту особенность следует учитывать при подборе транзистора и выборе режима работы АГ. Расчеты, проведенные для генератора сантиметрового диапазона [1], показали, что уровни гармоник имеют максимальные значения в области наибольшей нелинейности характеристики, близкой к напряжению отсечки. Изменением напряжения смещения рабочей точки всего на 0,03.

В можно уменьшить их для α_2 , α_3 , α_4 и α_5 соответственно на 11, 14, 63 и 57 дБ.

При выборе активных элементов и настройке схем автогенераторов по критерию минимизации уровней гармонических составляющих удобно, по мнению авторов, пользоваться методикой оценки восприимчивости полупроводниковых приборов к воздействию СВЧ помех. Действие электромагнитной помехи (ЭМП) с частотой f_{Π} , превышающей граничную рабочую частоту, на р-п-переход проявляется в увеличении тока перехода на величину ΔI за счет детектирования огибающей помехового сигнала. Результирующий ток в этом случае можно записать как [3]

$$i = I_0 + \Delta I + 2Ie^{bE_0} \sum_{n=1}^k J_n(bU_{\Pi}) \sin k\omega_{\Pi} t, \quad (10)$$

а увеличение постоянной составляющей тока перехода при этом определяется по выражению

$$\Delta I = Ie^{bE_0} [J_0(bU_{\Pi}) - 1], \quad (11)$$

где I_0 и E_0 - ток и напряжение в рабочей точке до воздействия ЭМП; U_{Π} - напряжение помехового СВЧ сигнала, которое в нашем случае определяется уровнем гармонических составляющих автогенератора. I - обратный ток диода и b - коэффициент, имеющий размерность $1/V$, определялись путем аппроксимации характеристики.

На рис.1 представлены зависимости величины детектированного тока эмиттерного перехода транзистора, от уровня поглощенной переходом мощности ЭМП P_{Π} с частотой 400 МГц. Исследования показали, что максимальное значение ΔI соответствует участку характеристики с наибольшей нелинейностью и его положение зависит от величин I и b . Эту особенность можно использовать для оценки нелинейностей характеристик изделий электронной техники и настройки их на оптимальный режим. Подавая СВЧ сигнал заданного уровня на АЭ, можно классифицировать нелинейность по величине ΔI . Подобный подход использовался в [4] для настройки СВЧ усилителей. Исследовалось влияние нелинейностей СВЧ усилителя на полевом транзисторе на преобразование сигнала. При усилении СВЧ сигналов с частотой f_c ток стока i_c также можно представить выражением [4]

$$i_c = I_{c0} + \Delta I_c + A \sin \omega_c t + B \cos 2\omega_c t + C \sin 3\omega_c t + D \cos 4\omega_c t + \dots \quad (12)$$

где I_{c0} - значение тока стока при отсутствии СВЧ сигнала; ΔI_c - приращение тока стока за счет детектирования огибающей гармонических составляющих СВЧ сигнала; А, В, С и D - коэффициенты при гармонических составляющих, обусловленных нелинейностью характеристики.

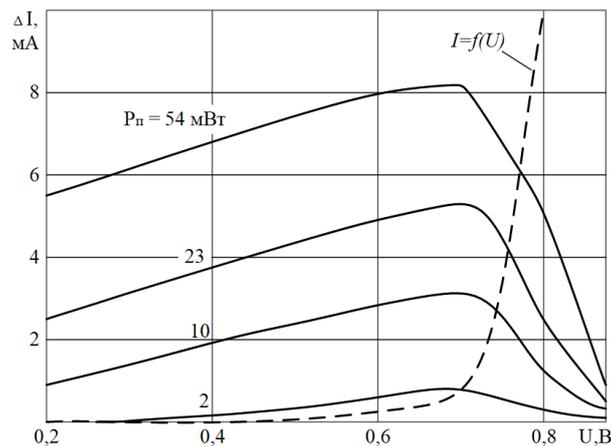


Рис. 1. Зависимость величины детектированного тока эмиттерного перехода транзистора КТ312 от уровня ЭМП

Из анализа, проведенного в [4], следует, что ход изменения ΔI_C и коэффициентов перед второй и четвертой гармониками одинаков, и следовательно, чем меньше ΔI_C , тем меньше амплитуда второй и четвертой гармоник, а следовательно и влияние нелинейностей на преобразование сигнала с частотой f_C . Сравнивая выражения (2), (4 - 7) с результатами, полученными в [4] можно также сказать, что ход изменения коэффициентов α_2 , α_3 , α_4 и соответственно В, С, D одинаков. Подобное заключение следует также и из сравнительного анализа выражений (3) и (10 - 11), т.е. чем меньше ΔI , тем меньше уровни гармонических составляющих.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что максимальное приращение постоянной составляющей ΔI выходного тока активного элемента при воздействии на него СВЧ помехового сигнала будет иметь место в той же точке характеристики, которой соответствуют наибольшие уровни гармонических составляющих АГ. Следовательно, методику оценки восприимчивости транзисторов к воздействию СВЧ помех можно использовать при подборе типа активного элемента АГ или выборе его рабочей точки с целью снижения уровней высших гармоник в спектре выходного сигнала, т.е. выбирать их по наименьшим величинам приращения тока коллектора (стока) при постоянном уровне мощности СВЧ помехи, подаваемой на транзистор.

Известные методы настройки генератора по критерию минимизации уровней гармонических составляющих достаточно сложны, так как требуют измерений одновременно на нескольких частотах. Метод настройки генератора по величине продетектированного тока значительно проще.

Полученные выражения и предложенная методика оценки уровней гармонических составляющих могут быть использованы не только для транзисторных АГ, но и для генераторов на других активных элементах, так как любой из них может быть представлен эквивалентной трехточечной схемой, а колебательный процесс в нем описан уравнением вида (1).

Список использованных источников

1. Титович Н. А. Методика определения уровней гармонических составляющих транзисторных автогенераторов. 20-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»: материалы конференции. 13—17 сентября 2010 г. Севастополь, Крым, Украина. Т. 2. С. 1037 - 1038.
2. Боголюбов Н. Н., Митропольский Ю. А. Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний. - М.: Наука, 1974. 504 с.
3. Титович Н. А. Анализ влияния радиопомех на характеристики полупроводниковых диодов// Международный симпозиум по ЭМС: сборник научных докладов. Часть 1. -С.171-175. -Санкт-Петербург, 1993.
4. Усанов Д. А., Тяжлов В. С., Безменов А. А. Использование детекторного эффекта для настройки СВЧ усилителей на транзисторах// Деп. в ЦНИИ "Электроника". -Инв.№ Р-5184. -М., 1988.

УДК 620.193.16

ИССЛЕДОВАНИЕ СВЯЗИ АКТИВНОСТИ КАВИТАЦИИ И СПЕКТРАЛЬНЫХ КОМПОНЕНТ КАВИТАЦИОННОГО ШУМА

ЖАРКО Н. А., СТАСЕВИЧ И. А., КРАСОВСКИЙ В. А., ДЕЖКУНОВ Н. В.

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

E-mail: n.zharko@bsuir.by

Аннотация. Выполнено исследование корреляции спектральных характеристик кавитационного шума и интенсивности звуколюминесценции (ЗЛ) в поле фокусирующего излучателя. Установлено, что в начальной стадии развития кавитационной области, интенсивность звуколюминесценции хорошо коррелирует с интенсивностью субгармоники (СГ) основного сигнала f_0 . Наибольшая степень корреляции с интенсивностью звуколюминесценции из исследованных параметров характерна для широкополосной составляющей кавитационного шума, т. е. интенсивности полного выходного сигнала датчика за вычетом всех гармоник и субгармоник.

Abstract. A study was made of the correlation of the spectral characteristics of cavitation noise and the intensity of sound luminescence in the field of a focusing emitter. It was found that in the range of intensities corresponding to the first stage of development of the cavitation region, the sound luminescence intensity correlates well with the subharmonic intensity of the main signal f_0 . At higher intensities, the greatest degree of correlation with the sonoluminescence intensity of the studied parameters is the broadband component of cavitation noise, i. e. intensity of the total sensor output signal minus all harmonic and subharmonic components.

Введение

Акустическая кавитация, представляющая собой явление образования, пульсаций и захлопывания микропузырьков газа в жидкости под действием переменного давления [1, 2] используется в промышленности уже несколько десятилетий.

К настоящему времени предложено значительное количество методов оценки уровня активности кавитации, основанных на регистрации эффектов, сопровождающих кавитацию [3]. Это такие явления как кавитационная эрозия, генерирование свечения в видимой области спектра – звуколюминесценция ЗЛ), кавитационный шум (КШ) [1, 2, 4]. Разработка приборов для исследования кавитации и измерения ее активности с использованием кавитационного является одним из наиболее перспективных направлений в данной области. Однако механизмы генерирования основных спектральных компонент КШ до сих пор достоверно не установлены.

Установка и методика исследований

Подробное описание использовавшейся установки представлено в работах [5, 6]. Пьезокерамический излучатель установлен в нижней части рабочей емкости, которая выполнена в виде цилиндра из нержавеющей стали высотой 160 мм и диаметром 100 мм. Излучатель – фокусирующий, его резонансная частота $f_0 = 720$ кГц. Датчик акустического сигнала (гидрофон) вмонтирован через крышку ёмкости и установлен за фокальным пятном излучателя на расстоянии 25 мм от него. В боковой стенке емкости на уровне фокального пятна установлен фотоумножитель Phillips XP1110 со световодом, использовавшийся для регистрации ЗЛ.

Сигналы с фотоумножителя и датчика подаются на двухканальный осциллограф Hewlett Packard 54601A. Для исследования спектров кавитационного шума к осциллографу параллельно подключался анализатор спектра Hewlett Packard E4411B. Для питания излучателя используется генератор УЗГ-08-01 (БГУИР, Минск).

Результаты и их обсуждение

На первом этапе исследований нами показано, что спектр акустического сигнала, генерируемого кавитационной областью, включает основную частоту f_0 , гармоники nf_0 , субгармонику $f_0/2$ и частоты $(n+1/2) f_0$, где n – целое число. Одновременно с возникновением кавитации регистрируется возникновение ЗЛ. С ростом интенсивности ультразвука растет интенсивность гармоник и других спектральных компонент КШ, появляется также непрерывная составляющая. При этом увеличивается также и интенсивность ЗЛ.

Таблица параметров, по которым проводилось исследование их корреляции с активностью кавитации, оцениваемой по интенсивности звуколюминесценции, представлена ниже.

Таблица 1. Параметры спектра кавитационного шума

| Параметр H | Алгоритм вычисления параметра H |
|--------------|---|
| Power-1 | Сумма всех точек спектра без основного сигнала |
| Power-123 | Сумма всех точек спектра без основного сигнала (гармоника f_0) и без гармоник 1.5, 2, 2.5, 3 |
| Power-12345 | Сумма всех точек спектра без основного сигнала (гамоника 1) и без гармоник 1.5, 2, 2.5, 3, 3.5, 4, 4.5, 5 |
| Power-All | Сумма всех точек спектра без основного сигнала и без всех гармоник и субгармоник $(n + 1/2) f_0$ |
| Pnoise 12 | Сумма точек спектра между основным сигналом и 2-й гармоникой (учитывается 1.5-я гармоника) |

Таблица 1. Параметры спектра кавитационного шума

| Параметр H | Алгоритм вычисления параметра H |
|---------------|--|
| Pnoise 12-1.5 | Сумма точек спектра между основным сигналом и 2-й гармоникой (без 1.5-й гармоники) |
| Psignal | Интенсивность основного сигнала (сумма точек спектральной составляющей на частоте f_0) |
| Pharm 0.5 | Мощность 0.5-й гармоники (субгармоника, частота в 2 раза меньше, чем частота основного сигнала f_0) |
| Psumhalfharm | Мощность всех субгармоник $(n + 1/2) f_0$ |

На рис. 1 приведены результаты сопоставления выходного сигнала фотоумножителя и параметров спектра КШ, наиболее близко коррелирующих с интенсивностью ЗЛ. Здесь спектральный акустический параметр (H) представлен в линейном масштабе, а выходной сигнал фотоумножителя (L) – в логарифмическом.

Из представленных графиков видно, что в диапазоне интенсивностей, соответствующих первой стадии развития кавитационной области ($U < 150B$, рис.1.а) интенсивность звуколюминесценции коррелирует с интенсивностью субгармоники основного сигнала, т.е. сигнала на частоте $f_0/2$. Однако при более высоких интенсивностях ультразвука зависимости $L(U)$ и $H(U)$ различаются кардинально, а именно: интенсивность ЗЛ растет с ростом интенсивности ультразвука, а H уменьшается. Примерно также зависит от U и параметр, полученный суммированием всех субгармоник (рис. 1.б). Отметим, что при интенсивности ультразвука порядка порога кавитации субгармоника коррелирует со звуколюминесценцией лучше остальных исследовавшихся параметров (рис. 1.а). Поэтому порог возникновения кавитации может определяться по появлению субгармоники в спектре КШ.

Хорошо согласуются с интенсивностью ЗЛ полная интенсивность КШ без первых трех гармоник и интенсивность КШ без всех гармоник и субгармоник (рис. 1.с и 1.д). Расхождения наблюдаются только при низких интенсивностях ультразвука, порядка порога возникновения ЗЛ.

Из представленных данных следует, что наибольшая степень корреляции с интенсивностью звуколюминесценции из исследовавшихся параметров характерна для широкополосной составляющей кавитационного шума, которая представляет собой интенсивность полного выходного сигнала датчика за вычетом всех гармонических и субгармонических составляющих.

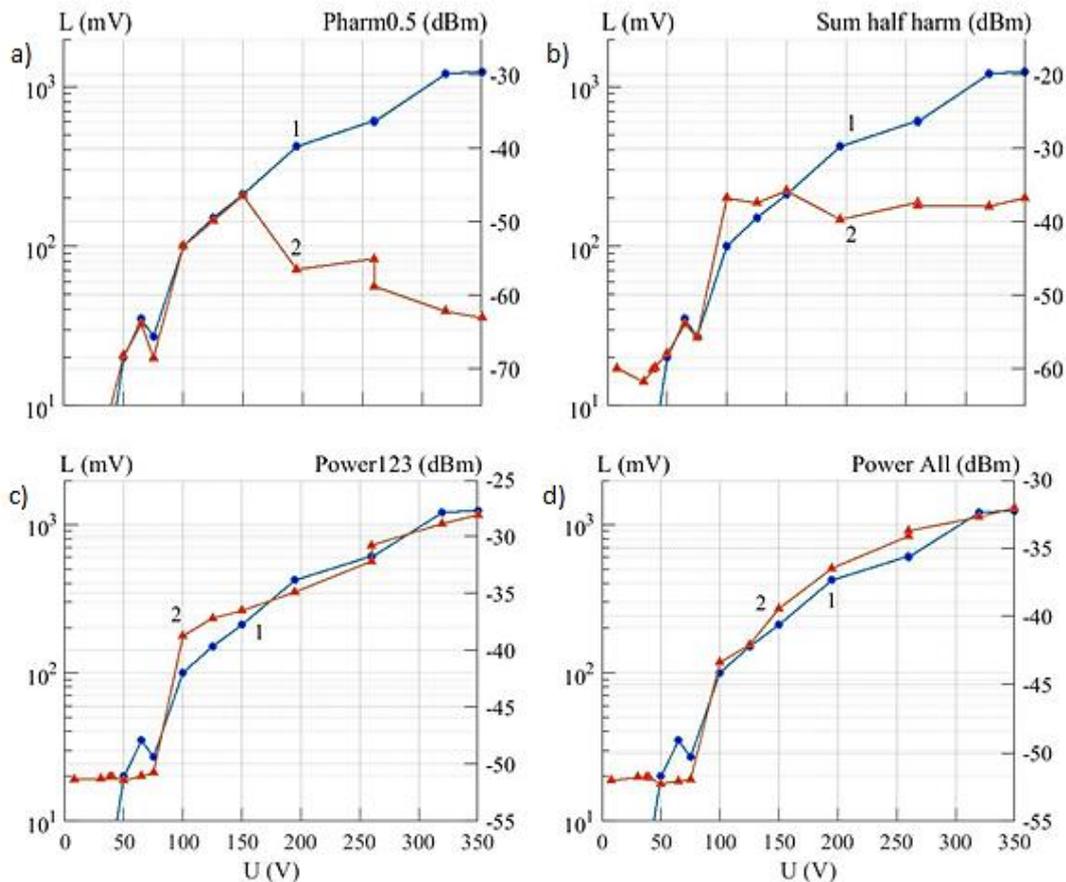


Рис. 1. Корреляция интенсивности звуколюминесценции и характерных параметров спектра кавитационного шума

1 – интенсивность ЗЛ, 2 – исследуемый параметр кавитационного шума; параметры шума: а – интенсивность первой субгармоники, б – суммарная интенсивность всех субгармоник; с – интенсивность КШ без трех первых гармоник; д – интенсивность КШ без всех гармоник и субгармоник

Заключение

Показано, что наибольшая степень корреляции с интенсивностью звуколюминесценции из исследованных параметров в широком диапазоне интенсивностей ультразвука характерна для широкополосной составляющей кавитационного шума.

Установлено, что в диапазоне интенсивностей ультразвука, соответствующих первой стадии развития кавитационной области интенсивность звуколюминесценции хорошо коррелирует с интенсивностью субгармоники основного сигнала f_0 , т.е. сигнала на частоте $f_0/2$.

Список использованных источников

1. Сиротюк М. Г. Акустическая кавитация / М. Г. Сиротюк // М.: Наука, 2008. – 271 с.
2. Leighton T. G. Acoustic Bubble / T. G. Leighton // Pergamon Press. – London, 1995. – 650 p.
3. Скворцов С. П. Методы контроля параметров ультразвуковой кавитации / С. П. Скворцов // Наука и образование. МГТУ им. Н. Э. Баумана. Электрон. журн. – 2015. – № 2. – С. 83–100.
4. Dezhkunov N. V., Leighton T. G. The use of a capillary as a sensor of cavitation / N. V. Dezhkunov, T. G. Leighton // Nonlinear acoustics at the beginning of 21-t century; edited by O. Rudenko and O. Sapozhnikov. – Moscow. – 2003. – V. 2. – P. 1163–1166.
5. Dezhkunov N. V., Francescutto A., Serpe L., Canaparo R., Cravotto G. Sonoluminescence and acoustic emission spectra at different stages of cavitation zone development / N.V. Dezhkunov, A. Francescutto, L. Serpe, R. Canaparo, G. Cravotto // Ultrasonics Sonochemistry. – 2018. – V. 40. – P. 104–109.
6. Дежкунов Н. В., Francescutto A., Calligaris F., Николаев А. Л. Эволюция кавитационной области в фокусированном ультразвуковом поле / Н. В. Дежкунов, А. Francescutto, F. Calligaris, А. Л. Николаев // Письма в журнал технической физики. – 2014. Т. 40. – №16. – С. 73–79.

УДК 621.396.677.83

КОМПЕНСАЦИЯ КУБИЧЕСКОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПРИ СМЕЩЕНИИ ОБЛУЧАТЕЛЯ В ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЕ ПУТЕМ ВВЕДЕНИЯ ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ ЛИНЗЫ

ШИМАНОВСКИЙ Р. Ч., ГУСИНСКИЙ А. В.

ОАО «АЛЕВКУРП»

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

E-mail: halo11@mail.ru

Аннотация. В статье исследуется возможность компенсации кубической составляющей фазового распределения при смещении облучателя в офсетной зеркальной антенне путем введения замедляющей линзы.

Abstract. The article investigates the possibility of compensating the cubic component of the phase distribution when the irradiator is displaced in an offset mirror antenna by introducing a retarding lens.

Введение

В режиме излучения облучатель вместе с элементами его крепления создает препятствие для лучей, исходящих от зеркала параболической антенны. Для решения этой проблемы облучатель может быть смещен из фокуса[1]. Такую антенну называют антенной со смещенным облучателем или офсетной антенной. В офсетной антенне облучатель находится в стороне от пути распространения волн так, что искажения диаграммы направленности (ДН) антенны не происходит, но впоследствии меняются амплитудное и фазовое распределение поля на раскрыве зеркала, где в большей степени фазовое распределение (ФР) влияет на параметры зеркальной антенны.

Постановка задачи

ФР после смещения облучателя в фокальной плоскости становится близким к линейному. В результате главный максимум ДН зеркала отклоняется в сторону уменьшения фазы на раскрыве, т.е. в сторону, противоположную смещению облучателя. На рис.1 показан угол отклонения облучателя от фокальной оси α и угол отклонения главного максимума ДН зеркала Θ_m . Отношение Θ_m/α называется коэффициентом редукции $K_{ред}$ [2]. Этот коэффициент меньше единицы, так как при смещении облучателя в фокальной плоскости на раскрыве появляется не только линейное фазовое распределение, но и кубическое, которое приводит к противоположному смещению главного максимума ДН зеркала и росту боковых лепестков.

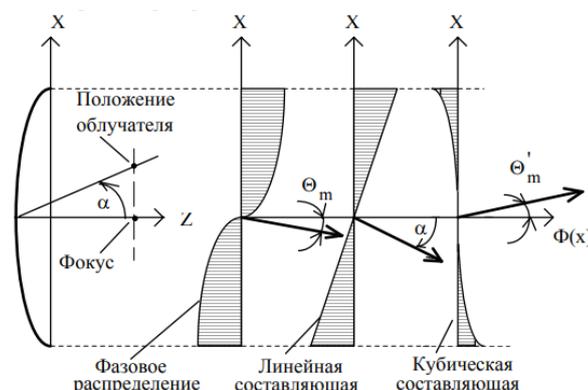


Рис.1. Фазовое распределение на раскрыве зеркала

Влияние кубической фазовой ошибки проиллюстрированы на рис.2 и проявляется в следующем: главный максимум ДН отклоняется от нормали к оси антенны на угол Θ_m в сторону

убывания фазы на антенне; боковые лепестки растут с той стороны главного лепестка ДН, куда отклоняется главный лепесток, и уменьшаются с противоположной стороны; главный лепесток приобретает асимметрию, как и при линейном фазовом распределении. Все эти явления зависят от величины изменения фазы в кубической составляющей на краю раскрыва антенны.

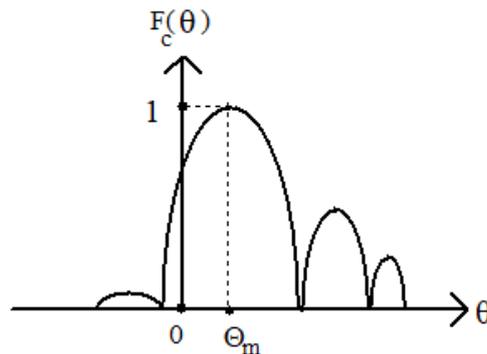


Рис. 2. Влияние кубической составляющей ФР в ДН

Избавление от этой составляющей позволяет сделать $K_{ред} = 1$, что приведет в соответствие расстояние смещения облучателя и угол наклона главного максимума ДН, а также сравняет первые боковые лепестки, что в целом снизит их уровень.

Использование замедляющей линзы

Для реализации компенсации кубической составляющей ФР было решено испытать эффективность работы замедляющей линзы из однородного диэлектрика и одной преломляющей поверхностью [3]. Она преобразует сферический фронт волны в плоский своей гиперболической формой. Для решения поставленной задачи необходимо преобразовать эту форму в другую в соответствии закону изменении фазы:

$$\Psi(l) = \frac{\omega}{c} r(l) + \frac{n\omega}{c} h(l), \quad (1)$$

где ω - круговая частота волны; c - скорость света; r - расстояние от фокуса до поверхности линзы; n - коэффициент преломления линзы; h - толщина линзы; l - закон изменения формы преломляющей поверхности линзы.

Учитывая, что линзу с не линейной формой преломляющей поверхности не просто изготовить и смоделировать в масштабах долей миллиметров и на начальном этапе необходимо получить предварительные результаты работы линзы в зеркальной антенне, то упростим форму до линейной [4], смоделированной в САПР CST Studio и представленной на рис.3. Моделирование производилось на частоте 10ГГц.

Самым распространенным материалом для линз является фторопласт, однако, из-за его низкой диэлектрической проницаемости ($\epsilon = 2,1$) размер линзы в широкой ее части приближается к 4 миллиметрам для заметного влияния на фазовый фронт, что является чрезмерным в текущем случае, поэтому был выбран однородный диэлектрик с $\epsilon = 10,2$. Результаты моделирования со смещенным облучателем на $a = 8^\circ$ и с различными размерами и соответствующими им уровням левого (ЛБЛ) и правого (ПБЛ) боковых лепестков сведены в таблицу 1.

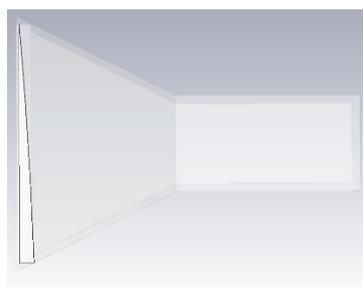


Рис. 4. Форма линзы в раскрыве рупора, смоделированного в CST

Таблица 1. Результаты моделирования

| Размер, мм | Смещение главного максимума ДН, ° | Уровень ЛБЛ, дБ | Уровень ПБЛ, дБ |
|-----------------------|-----------------------------------|-----------------|-----------------|
| 0 (линза отсутствует) | 172,3 | -15,25 | -14 |
| 0,5 | 172,1 | -16,29 | -15,39 |
| 1 | 172 | -16,64 | -15,56 |
| 1,5 | 171,9 | -15,98 | -15,13 |
| 1,6 | 172 | -15,89 | -14,85 |
| 1,7 | 171,9 | -15,82 | -15,33 |
| 1,8 | 171,9 | -16,02 | -15,89 |
| 1,9 | 171,8 | -15,87 | -16,03 |
| 2 | 171,8 | -15,71 | -16,04 |

Заключение

По результатам моделирования видно, что наилучшим вариантом является линза с шириной в районе 1,8-1,9 миллиметров при которой снижается разность в первых боковых лепестках и их общий уровень с -14 дБ до -16 дБ, так же при использовании линзы главный максимум ДН смещается в необходимую сторону, правда, чрезмерно, но уже виден выигрыш с $|0,3^\circ|$ до $|-0,1^\circ|$.

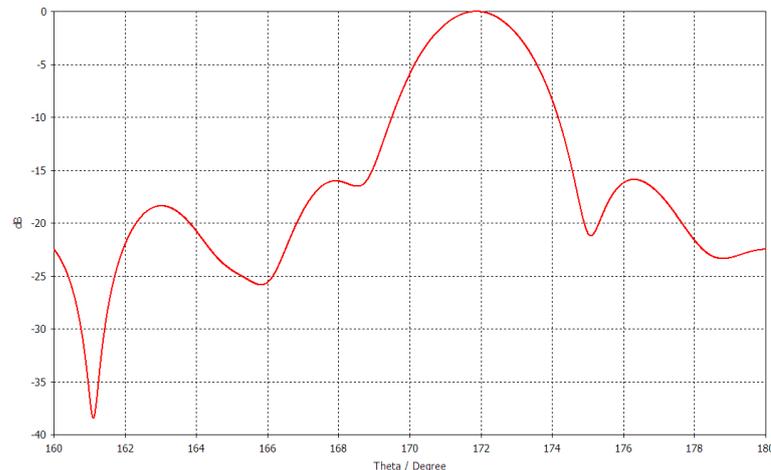


Рис. 5. Участок ДН зеркальной антенны с линзой

Для наглядности представлена часть ДН на рис. 5, в которой видно, что первый ноль с левой стороны от максимума довольно сильно поднят. Решением этого вопроса является переход от упрощенной линейной формы линзы к форме фазового распределения на рис. 1. В целом использование замедляющей линзы в раскрыве облучателя уточняет работу зеркальной антенны при достаточной дешевизне и простоте эксплуатации линз. Так же открывает возможности над дальнейшими исследованиями по взаимодействию линз и ФР, например, реализации метода фокусировки измерения характеристик антенны в зоне Френеля без манипуляций с рефлектором или положением облучателя.

Список использованных источников

1. Бахрах Л. Д., Владимирова О. Н., Курочкин А. П., Соболев Г. А., Фридман Г. Х. Применение методов когерентной оптики и голографии к задачам антенной техники и обработки информации. М.: «Связь», Антенны, вып.2, 1976, с. 33-54.
2. Юрцев О. А. Резонансные и апертурные антенны. Ч.2: Методическое пособие по курсу "Антенны и устройства СВЧ" для студентов специальности "Радиотехника" В 3 Ч. - Мн.: БГУИР, 2000.
3. Зелкин Е. Г., Петрова Р. А., Линзовые антенны. М., «Сов. Радио», 1974, 280 с.
4. Ingals A. Optical simulation of microwave antennas. «IEEE Trans on Antennas and Propagation», AP-14, 1, 1966, pp.2-6.

УДК 621.37

КОМПЛЕКСНЫЙ КРИТЕРИЙ СИНТЕЗА ШИРОКОПОЛОСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ ИНВАРИАНТА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

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

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

E-mail: duba-77@mail.ru

Аннотация. Представлен комплексный критерий на основе инварианта чувствительности функции коэффициента отражения к изменению импеданса нагрузки. Использование данного критерия, в сочетании с одним из существующих методов синтеза, позволяет синтезировать широкополосные согласующие устройства, обладающие свойством минимальной чувствительности к изменению импеданса нагрузки, а также обеспечить заданный уровень коэффициента передачи мощности.

Abstract. A complex criterion based on the invariant of the sensitivity of the reflection coefficient function to changes in the load impedance is presented. The use of this criterion, in combination with one of the existing synthesis methods, makes it possible to synthesize broadband matching devices that have the property of minimal sensitivity to changes in load impedance, as well as to provide a given level of power transfer coefficient.

Постановка задачи

Радиотехнические устройства (РТУ) широко используются во многих сферах повседневной жизнедеятельности (радиолокация, радионавигация, медицина и др.). Так, для качественной работы современных информационных технологий необходимо, чтобы РТУ обеспечивали высокоскоростную передачу большого объема информации. Для того, чтобы обеспечить передачу такой информации, необходимо расширять полосу и повышать диапазоны частот. Для качественной работы в широком диапазоне частот (обеспечение передачи максимальной мощности от источника сигнала в нагрузку) используются широкополосные согласующие цепи (ШСЦ), обеспечивающие согласование сопротивления входного тракта радиотехнического устройства с комплексным сопротивлением нагрузки. Но при синтезе ШСЦ не учитывается непостоянство комплексного сопротивления нагрузки, вызванное изменением условий их эксплуатации. В качестве примера в ранее опубликованной работе [1] было показано, что наличие штатного согласующего устройства в антенном устройстве (АУ) AD-44/CW-TA-30-512 не обеспечивает устойчивый уровень передачи мощности в различных условиях эксплуатации (рис. 1).

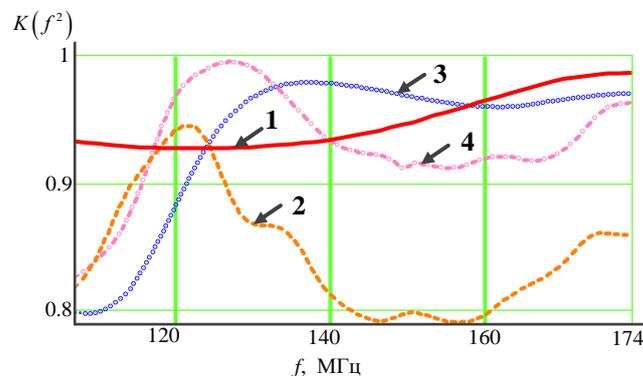


Рис. 1. Зависимость КПМ антенны AD-44/CW-TA-30-512: 1 – в экранизированной безэховой камере; 2 – в помещении; 3 – в лесном массиве; 4 – в непосредственной близости с техникой

Таким образом, для качественной работы РТУ в широком диапазоне частот необходимо синтезировать широкополосное согласующее устройство (ШСУ), обеспечивающее требуемый уровень коэффициента передачи мощности (КПМ) при наличии изменяющегося импеданса нагрузки.

Функция чувствительности

Для синтеза ШСУ, позволяющего обеспечить уровень КПМ не хуже требуемого, при наличии изменяющегося импеданса нагрузки необходимо оценить степень влияния изменения импеданса нагрузки на уровень КПМ. Оценка степени влияния (исходя из [2]) осуществляется с помощью чувствительности функции цепи, которая определяется как частная производная (выражение 1)

$$S_{x_i}^D = S\{D(x_i), x_i\} = \sum_{i=1}^N \frac{\partial D(x_i)}{\partial x_i}, \quad (1)$$

где $D(x)$ – функции сопротивления ШСУ;

N – количество параметров x_i ;

x_i – параметр функции сопротивления ШСУ.

Под чувствительностью (абсолютной чувствительностью) понимают меру изменения некоторой характеристики ШСУ (функции цепи), которая произошла в результате некоторого изменения одного или нескольких элементов ШСУ [3]. Кроме абсолютной чувствительности используют полуотносительную (выражение 2) и относительную чувствительность (выражение 3)

$$Q_{x_i}^D = Q\{D(x_i), x_i\} = \frac{\partial D(x_i)}{\partial \ln x_i} = x_i \frac{\partial D(x_i)}{\partial x_i}; \quad (2)$$

$$R_{x_i}^D = R\{D(x_i), x_i\} = \frac{\partial \ln D(x_i)}{\partial \ln x_i} = \frac{x_i}{D(x_i)} \frac{\partial D(x_i)}{\partial x_i}. \quad (3)$$

Непосредственным дифференцированием выражения (3) можно убедиться, что вещественная и мнимая части относительной чувствительности комплексной характеристики связаны с чувствительностями ее модуля и аргумента простыми соотношениями (выражение 4 и 5)

$$R_{x_i}^D = \operatorname{Re}[R\{D(x_i), x_i\}] = R\{|D(x_i)|, x_i\}; \quad (4)$$

$$R_{x_i}^D = \operatorname{Im}[R\{D(x_i), x_i\}] = Q\{\arg D(x_i), x_i\}. \quad (5)$$

Функция КПМ определяется как отношение мощности в нагрузке к максимальной мощности, которая может быть получена генератором или же через модуль функции коэффициента отражения [4, с. 8].

$$K(f^2) = \frac{P_H}{P_0} = 1 - |S_{in}(f, Z_H, Z_{сц})|^2, \quad (6)$$

где $S_{in}(f, Z_H, Z_{сц}) = \frac{Z_H(f) - Z_{сц}(-f)}{Z_H(f) + Z_{сц}(f)}$ – функция коэффициента отражения (коэффициент

рассогласования);

$Z_H(f)$ – комплексное сопротивление нагрузки;

$Z_{сц}(f)$ – комплексное сопротивление согласующей цепи.

Выражение (6) является четной частью функции сопротивления (вещественной частью). В свою очередь, сопротивление нагрузки является комплексной величиной. В случае изменения импеданса нагрузки, вызванное изменением условий эксплуатации, изменяется как реальная, так и мнимая составляющие. В связи с этим целесообразно оценивать чувствительность функции коэффициента отражения к изменению импеданса нагрузки, так как она является комплексной величиной и позволяет в полной мере оценить вариации как реальной, так и мнимой составляющей комплексного сопротивления нагрузки. Таким образом, для обеспечения требуемого уровня КПМ при наличии изменяющегося импеданса нагрузки необходимо, чтобы синтезируемое ШСУ обладало свойством минимальной чувствительности функции коэффициента отражения к изменению параметров нагрузки.

Комплексный критерий синтеза ШСУ на основе инварианта чувствительности

Для того, чтобы ШСУ обладало свойством минимальной чувствительности функции коэффициента отражения к изменению параметров нагрузки (исходя из [2, с. 51]) необходимо минимизировать квадрат модуля относительной чувствительности (выражение 7).

$$\left| R \left\{ S_{in} (f, Z_H, Z_{ЦЦ}) \right\} \right|^2 \rightarrow \min . \quad (7)$$

Для нахождения относительной чувствительности функции коэффициента отражения воспользуемся инвариантным свойством чувствительности. Оно показывает соответствующие соотношения, связывающие функцию чувствительности по различным параметрам типовых функций цепей [2, с. 41]. Это позволит избавиться от дифференцирования функции коэффициента отражения. Проведя некоторые преобразования, получаем квадрат модуля относительной чувствительности функции коэффициента отражения (выражение 8).

$$\left| R \left\{ S_{in} (f, Z_H, Z_{ЦЦ}) \right\} \right|^2 = \left| \frac{2 \operatorname{Re} \{ Z_{ЦЦ} (f) \} Z_H (f)}{(Z_H (f) + Z_{ЦЦ} (f))(Z_H (f) - Z_{ЦЦ} (-f))} \right|^2 . \quad (8)$$

Выражение (8) позволяет оценить потенциальные возможности синтезируемой ШСУ к изменению импеданса нагрузки на фиксированной частоте. Для того чтобы оценить возможности ШСУ в диапазоне частот $f_H \leq f \leq f_B$ необходимо проинтегрировать выражение (8) по частоте. В результате чего получим

$$\int_{f_H}^{f_B} \left| R \left\{ S_{in} (Z_H, Z_{ЦЦ}) \right\} \right|^2 = \int_{f_H}^{f_B} \left| \frac{2 \operatorname{Re} \{ Z_{ЦЦ} (f) \} Z_H (f)}{(Z_H (f) + Z_{ЦЦ} (f))(Z_H (f) - Z_{ЦЦ} (-f))} \right|^2 df , \quad (9)$$

где f_H, f_B – нижняя, верхняя частоты рабочего диапазона частот.

Так как основной задачей синтеза ШСУ является обеспечение требуемого уровня КПМ (выражение 6), то достаточно оценить лишь чувствительность модуля функции коэффициента отражения. В этом случае (исходя из выражения 7) выражение (9) принимает вид

$$\int_{f_H}^{f_B} \left| \operatorname{Re} \left\{ R \left\{ S_{in} (f, Z_H, Z_{ЦЦ}) \right\} \right\} \right|^2 df = \int_{f_H}^{f_B} \left| \frac{\left(1 - |S_{in} (f, Z_H, Z_{ЦЦ})|^2 \right)^2 \left(|Z_H (f)|^2 - |Z_{ЦЦ} (f)|^2 \right)}{|S_{in} (f, Z_H, Z_{ЦЦ})|^2 8 \operatorname{Re} \{ Z_{ЦЦ} (f) \} \operatorname{Re} \{ Z_H (f) \}} \right|^2 df . \quad (10)$$

Таким образом, для обеспечения требуемого уровня КПМ и минимальной чувствительности функции коэффициента отражения, необходимо решить систему уравнений (выражение 11)

$$\begin{cases} \int_{f_B}^{f_H} \left(K_{\text{треб}} - \left(1 - |S_{in} (f, Z_H, Z_{ЦЦ})|^2 \right) \right)^2 df \leq \varepsilon \\ \int_{f_H}^{f_B} \left| \operatorname{Re} \left\{ R \left\{ S_{in} (f, Z_H, Z_{ЦЦ}) \right\} \right\} \right|^2 df \rightarrow \min \end{cases} \quad (11)$$

где ε – допустимое отклонение уровня КПМ в рабочем диапазоне частот;

$K_{\text{треб}}$ – требуемый уровень КПМ.

Систему уравнений можно использовать в качестве комплексного критерия в сочетании с одним из существующих численных методов синтеза ШСУ.

Результаты и выводы

В качестве примера на рис. 2 (схема ШСУ) и рис. 3 (функция КПМ) представлены результаты синтеза ШСУ для АУ АД-44/CW-TA-30-512, где в качестве критерия синтеза использовался

комплексный критерий (11), а в качестве метода синтеза ШСУ (исходя из [5]) использовался метод вещественных частот [6].

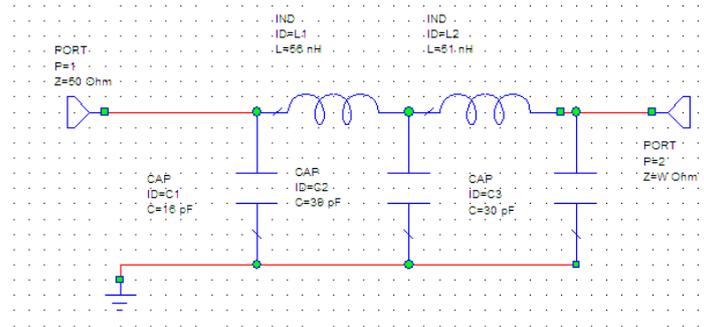


Рис. 2. Схема ШСУ для АУ AD-25/CW-3512

Анализируя полученные результаты можно сделать вывод о том, что синтезированное ШСУ обеспечивает уровень КПМ не менее 0,9 во всем рабочем диапазоне частот в различных условиях обстановки.

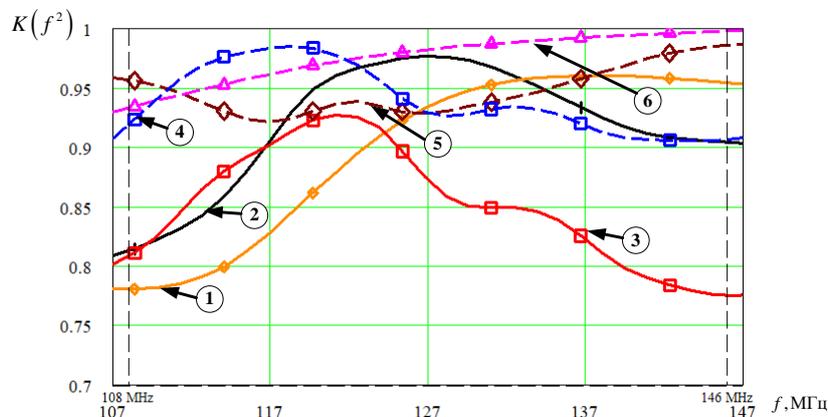


Рис. 3. Зависимость КПМ от частоты АУ AD-25/CW-3512: 1 – в непосредственной близости с техникой (со штатным ШСУ); 2 – в лесном массиве(со штатным ШСУ), 3 – в помещении (со штатным ШСУ); 4 – с синтезированным ШСУ в помещении ; 5 – с синтезированным ШСУ в непосредственной близости с техникой; 6 – с синтезированным ШСУ в лесном массиве.

Таким образом, использование в качестве критерия синтеза ШСУ выражение 11 позволяет синтезировать ШСУ, обладающее минимальной чувствительностью функции коэффициента отражения к изменению импеданса нагрузки, и обеспечивающее требуемый уровень передачи мощности в заданном диапазоне частот.

Список использованных источников

1. Бойкачев, П. В. Результаты исследования влияния условий эксплуатации на импеданс антенных устройств радиостанций ОВЧ/УВЧ диапазонов / П. В. Бойкачев, И. А. Дубовик, В. О. Исаев // «Вестник» ВАРБ. – 2019. – №2(63). – С. 32–40.
2. Гехер, К., ред: Ю. Л. Хотунцева. Теория чувствительности и допусков электронных цепей. М.Сов. радио. 1973.
3. Хьюдсман Л. П. Введение в теорию и расчет активных фильтров / Л. П. Хьюдсман, Ф. Е. Аллен. – Будапешт, 1973, 200 с.
4. Филиппович, Г. А. Широкополосное согласование сопротивлений / Г. А. Филиппович. – Минск, 2004.
5. Адаптивное согласование широкополосных радиотехнических устройств к изменяющемуся импедансу нагрузки / И. А. Дубовик, П. В. Бойкачев, В. О. Исаев, М. А. Янцевич // Междунар. науч. конф. по воен.-техн. проблемам, проблемам обороны и безопасности, использования технологий двойного применения.: сб. науч. статей 8-й Междунар. науч. конф., Минск, 16–17 мая 2017 г. Минск, 2019. – С. 50–53
6. Yarman, B. S. Design of ultra wideband antenna matching networks / B. S. Yarman. – Istanbul: Springer, 2008. – 308 с.

УДК 621.373

МЕТОД ЦИФРОВОЙ ГЕНЕРАЦИИ СИГНАЛОВ DDS

МАРЧУК Т. М., ПОВЕТКО П. В., МАТЮШКОВ А. Л.

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

E-mail: Timur23Martschuk@yandex.ru

Аннотация. В докладе рассматривается алгоритм прямого цифрового синтеза, его основные преимущества и реализация на аппаратной платформе ПЛИС.

Abstract. The report discusses the direct digital synthesis algorithm, its main advantages and implementation on the FPGA hardware platform.

Существуют аналоговые и цифровые способы генерации сигналов.

Для аналоговых способов генерации сигналов используют автоколебательные системы или автогенератор, принцип которого состоит в том, чтобы энергию от источника питания через управляющий элемент подавать в колебательную систему. Основными методами цифровой генерации сигналов являются метод аппроксимации и табличный метод.

Метод аппроксимации использует представление периодического сигнала в аналитическом виде и выполняется в микропроцессоре по заданной программе. В памяти устройства хранятся лишь параметры генерируемого сигнала. Программа вычисляет отсчеты функции с некоторым заданным интервалом. Для получения аналогового сигнала далее используется ЦАП. Метод аппроксимации использует небольшой объем памяти. Недостатком этого метода является необходимость вычисления значительного числа арифметических и логических операций, затрачиваемых на формирование одного отсчета сигнала, что ограничивает максимальную частоту сигнала.

Табличный метод генерации предполагает, что предварительно вычисленные цифровые отсчеты функции постоянно хранятся в памяти. Формирование очередного отсчета сводится к операциям подготовки адреса и чтения соответствующей ячейки памяти. Достоинством этого метода является меньшее время, затрачиваемое на формирование отсчета, и, как следствие, возможность генерации сигналов с более высокой частотой. Недостатком является необходимость иметь большой объем памяти данных [1].

К табличному методу относится метод прямого цифрового синтеза, его мы и рассмотрим.

Прямой цифровой синтез (от англ. DDS – Direct Digital Synthesizer) – метод, позволяющий получить аналоговый сигнал (обычно это синусоидальный сигнал, пилообразный, последовательность треугольных импульсов) за счет генерации временной последовательности цифровых отсчетов и их дальнейшего преобразования в аналоговую форму посредством ЦАП. Так как сигнал сначала синтезируется в цифровой форме, такое устройство может обеспечить быстрое переключение частоты, высокое разрешение по сетке частот, работу в широком диапазоне частот.

В простейшем случае DDS состоит из счетчика адресов, на которые подаются импульсы с генератора опорной частоты, постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) и ЦАП (рис.1.).

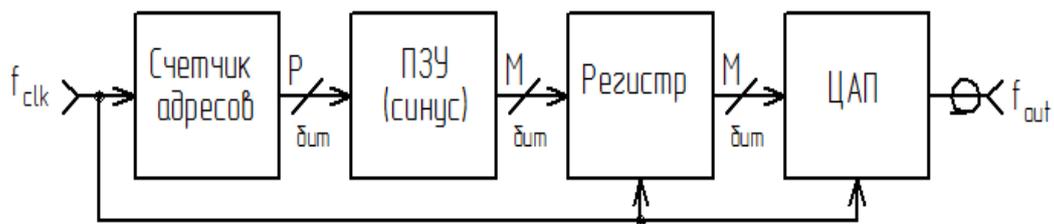


Рис.1. Простейшая функциональная схема DDS

В ПЗУ в цифровом виде хранится полный период гармонического сигнала (синус). ПЗУ в данном случае функционирует как таблица синуса. Счетчик адресов последовательно перебирает все

адреса ПЗУ, содержимое ПЗУ через регистр передается на вход ЦАП. ЦАП в свою очередь для каждого слова из ПЗУ генерирует сигнал в аналоговой форме.

Выходная частота (f_{out}) такого DDS зависит от двух факторов: от опорной частоты f_{clk} , от того, с каким шагом расположены отсчеты синуса в таблице ПЗУ. Хотя у такой простой архитектуры генератора может быть достаточно высокая точность аналогового сигнала и высокая производительность, но ей не хватает гибкости настройки. Частота выходного сигнала может быть изменена только при изменении частоты опорного генератора или перепрограммированием ПЗУ.

С введением в архитектуру функции фазового аккумулятора DDS получил необходимую гибкость в управлении частотой выходного сигнала. На рисунке 2 показана функциональная схема DDS с фазовым аккумулятором.

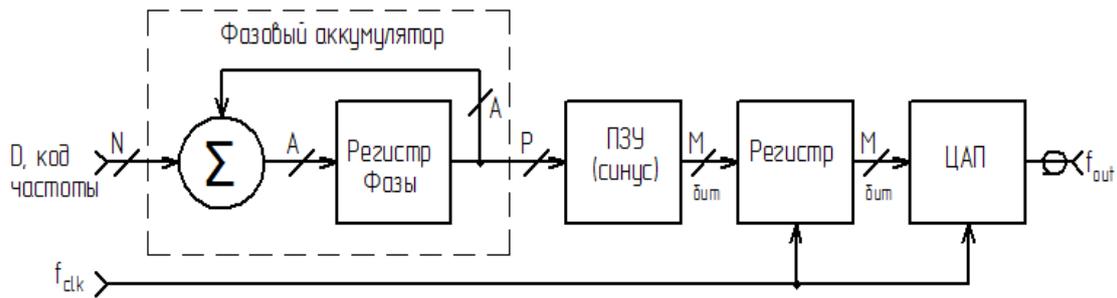


Рис. 2. Функциональная схема DDS с фазовым аккумулятором

Аккумулятор фазы выполнен по схеме накапливающего сумматора и представляет собой регистр, который в каждом такте работы устройства перезагружается величиной, равной старому содержимому, плюс некоторая постоянная добавка – N разрядный код частоты D . Содержимое регистра линейно увеличивается во времени, только теперь приращение не всегда является единичным, а зависит от величины постоянной добавки.

На вход адресов ПЗУ поступают не все значения регистра фазы, а только P старших разрядов. Данный механизм называется «усечение фазы».

Функционирование фазового аккумулятора может быть показано с помощью круговой диаграммы (рис. 3.).

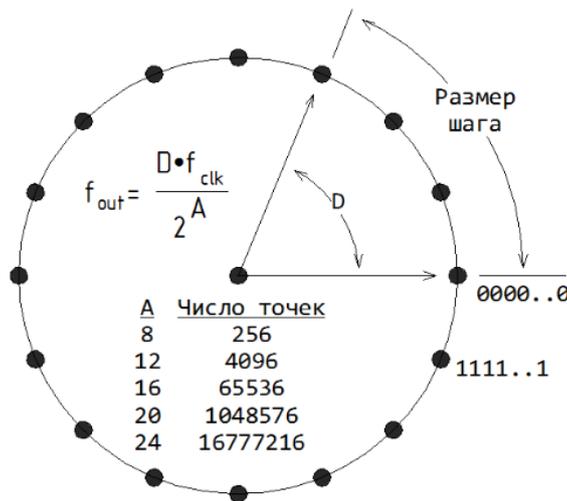


Рис. 3. Круговая диаграмма фазового аккумулятора

Каждая точка на круговой диаграмме соответствует эквивалентной точке синусоидального сигнала. Число точек на окружности определяется разрядностью фазового аккумулятора (A). Фазовый вектор «вращается» с равномерной скоростью, каждый цикл оборота вектора соответствует полному периоду гармонического сигнала. Выход фазового аккумулятора представляет собой линейную периодическую функцию. Для того, чтобы получить гармонический сигнал выход аккумулятора

следует использовать в качестве адреса для ПЗУ с таблицей синуса.

Выходной код аккумулятора фазы представляет собой код мгновенной фазы выходного сигнала. Постоянная добавка, которая используется при работе аккумулятора фазы, представляет собой приращение фазы за один такт работы устройства. Чем быстрее изменяется фаза во времени, тем больше частота генерируемого сигнала. Поэтому значение приращения фазы фактически является кодом выходной частоты. Аккумулятор фазы работает с периодическими переполнениями. Такое периодическое переполнение соответствует периодическому поведению функции синуса с периодом 2π . Частота переполнений аккумулятора фазы равна частоте выходного сигнала. Эта частота определяется формулой:

$$f_{out} = (D \cdot f_{clk}) / (2^A), \quad (1)$$

где f_{out} – выходная частота, f_{clk} – тактовая частота, D – код частоты, A – разрядность аккумулятора фазы.

При изменении значения D частота на выходе синтезатора меняется сразу, и при этом сигнал не имеет разрывов. Здесь отсутствует переходный процесс захвата частоты, присущий генераторам с петлей ФАПЧ.

Основные преимущества DDS:

1. Цифровое управление частотой и фазой выходного сигнала.
2. Очень высокое разрешение по частоте и фазе.
3. Быстрый переход на другую частоту (или фазу), перестройка по частоте без разрыва фазы, без выбросов и других аномалий, связанных с временем установления.
4. Цифровой интерфейс легко позволяет реализовать микроконтроллерное управление.

Для реализации DDS на ПЛИС использовалось ядро NCO IP Core от Intel [2]. Параметры NCO IP Core представлены на рис. 4.

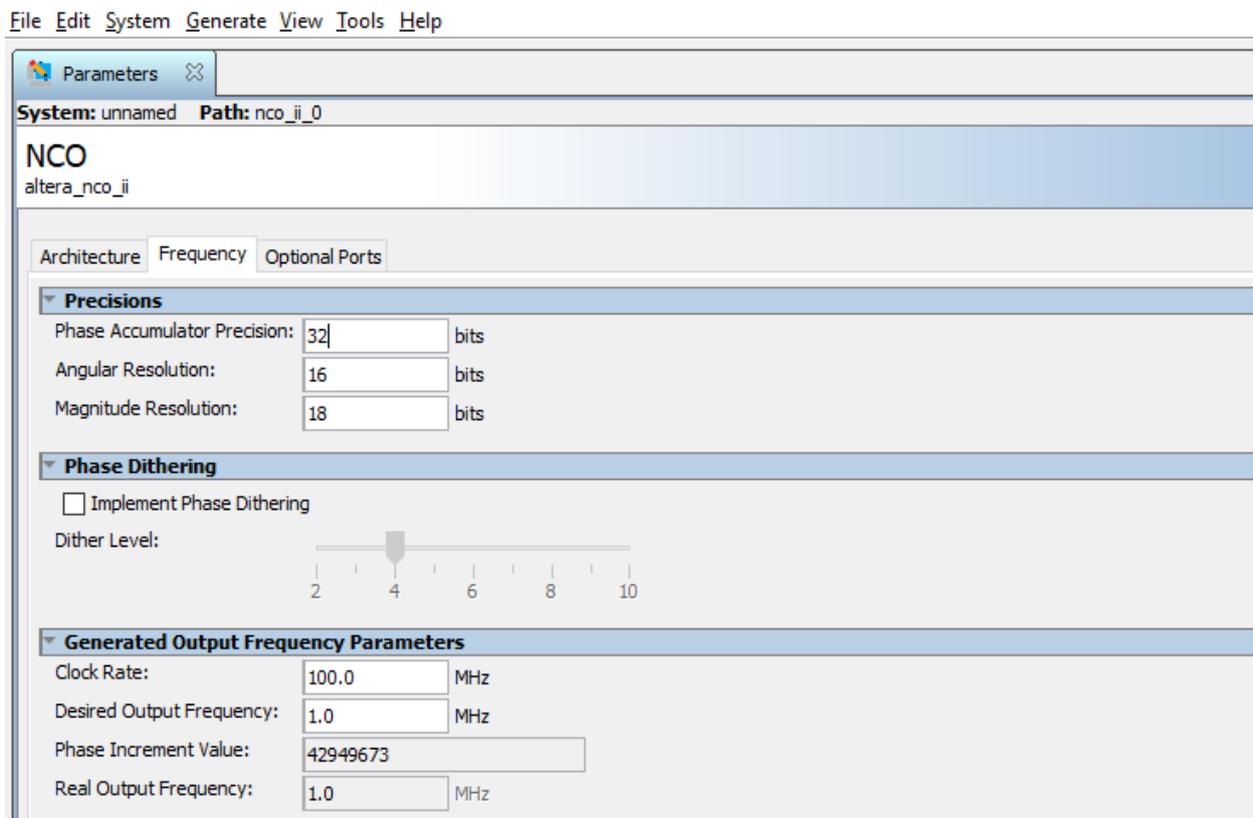


Рис. 4. Параметры NCO IP Core

На рис. 5 представлен сгенерированный сигнал в частотной и временной области.

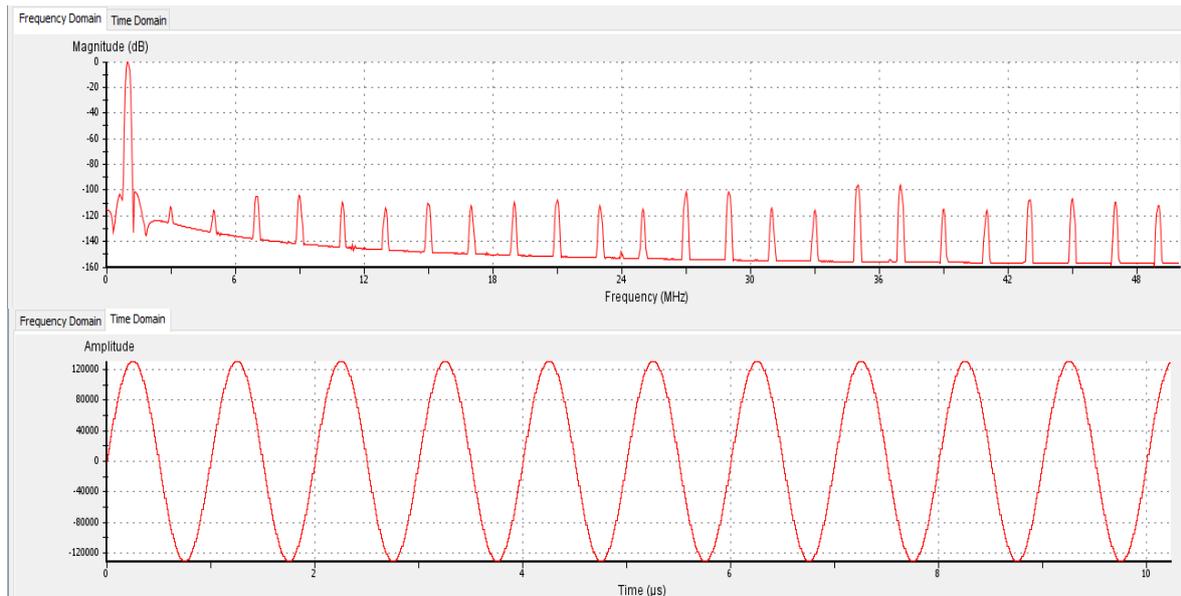


Рис. 5. Сгенерированный сигнал в частотной и временной области

Моделирование проводилось в среде ModelSim. Результат моделирования представлен на рис. 6.

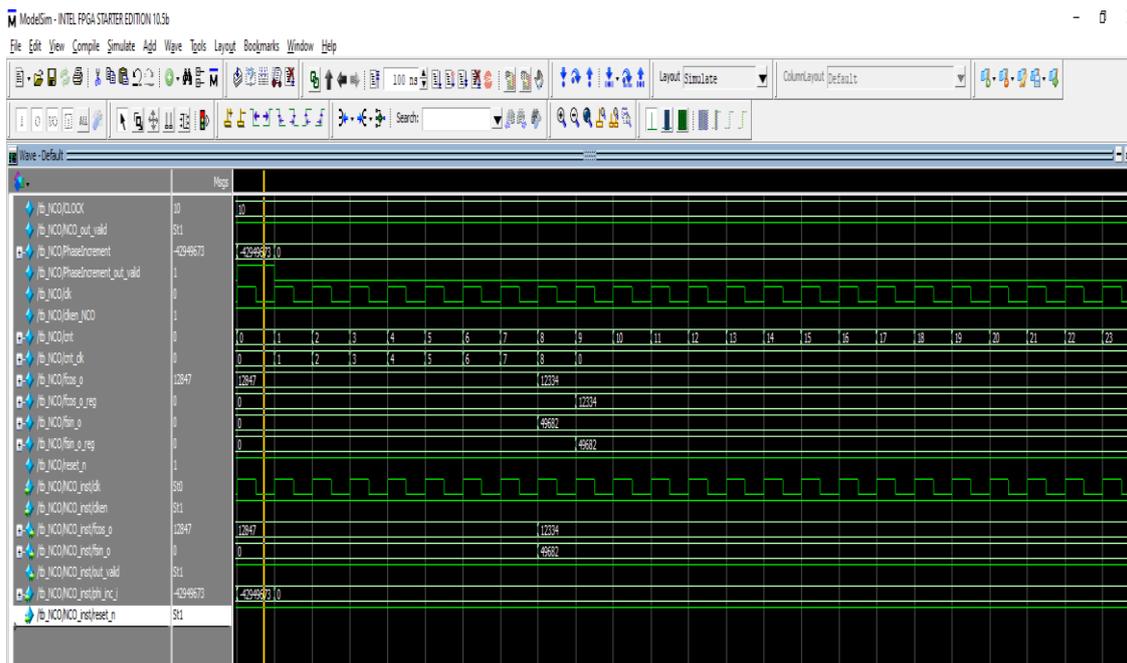


Рис. 6. Результат моделирования в среде ModelSim

Заключение

В докладе был рассмотрен алгоритм прямого цифрового синтеза, его основные преимущества и реализация на аппаратной платформе ПЛИС.

Список использованных источников

1. <http://www.labfor.ru/guidance/fpga-dsp/dds>.
2. <https://www.intel.com/content/www/us/en/programmable/documentation/hco1421694900164.html>.

УДК 621.396.677.51

МОДЕЛЬ РАДИОЛИНИИ «ПЕРЕДАТЧИК – ПРИЕМНЫЙ КАНАЛ МНОГОКАНАЛЬНОГО ПЕЛЕНГАТОРА С КОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ» ДИАПАЗОНА ОВЧ

КРЕЙДИК Е. Л.

ООАО «АГАТ-СИСТЕМ»
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: kreidik@rambler.ru

Аннотация. В работе предложена модель радиолинии «передатчик – приемный канал многоканального пеленгатора с кольцевой антенной решеткой» диапазона ОВЧ. По данной модели произведен расчет отношения мощности сигнала (передатчика) к мощности шума (для краткости, отношения сигнал/шум) в приемном канале указанного пеленгатора в зависимости от соответствующих параметров радиолинии.

Abstract. The model of the radio line "transmitter – receiving channel of a multi-channel direction finder with a ring antenna array" in the VHF range is proposed. This model is used to calculate the ratio of the signal power (transmitter) to the noise power (for short, the signal-to-noise ratio) in the receiving channel of the specified direction finder, depending on the corresponding parameters of the radio line.

Введение

В современных средствах радиоразведки (РР), в том числе в составе станции ответных помех, широкое применение находят M -элементные кольцевые антенные решетки [1, 2]. Для инженерной практики на стадии проектирования аппаратуры РР, прежде всего, представляет интерес получение оценки отношения сигнал/шум ρ_i на выходе приемного канала радиопеленгатора. Далее приняты следующие допущения:

- наземный передатчик функционирует в диапазоне ОВЧ [1, 3, 4];
- в состав аппаратуры РР СОП входит M -элементная кольцевая антенная решетка;
- полоса пропускания канала измерения в аппаратуре РР согласована с полосой пропускания частотного канала СРС B .

Указанный передатчик, приемный канал многоканального радиопеленгатора и соответствующие антенны (в том числе кольцевая антенная решетка), электрические цепи и среда распространения составляют радиолинию «передатчик – приемный канал многоканального пеленгатора с кольцевой антенной решеткой» диапазона ОВЧ.

Существует ряд различных моделей для прогнозирования потерь при распространении радиоволн на частотах выше 30 МГц в зависимости от соответствующих параметров и характеристик конкретной местности [5, 6]. В настоящее время одной из известных является модель Эгли (Egli) [7]. Указанную модель можно использовать для прогнозирования дальности действия наземных СРС [8] и средств РР [3, 9]. Модель Эгли используется в полосе частот 30–1000 МГц для прогнозирования потерь при распространении радиоволн на трассах длиной 1–50 км [3] над земной неровной поверхностью с незначительными колебаниями высот в пределах 15 м [10]. Далее прогнозирование основных потерь передачи в радиолинии l_b выполнено по модели Эгли. Для этого использовано соотношение, предложенное в [11]:

$$P_{r,(50)} = \begin{cases} P_t G_t G_r \left(\frac{h_t (9,15h_r)^{1/2}}{R^2} \right)^2 \left(\frac{40}{f_{(\text{MHz})}} \right)^2, & 9 > h_r > 2; \\ P_t G_t G_r \left(\frac{h_t h_r}{R^2} \right)^2 \left(\frac{40}{f_{(\text{MHz})}} \right)^2, & h_r \geq 9, \end{cases} \quad (1)$$

где $P_{r,(50)}$ – мощность радиочастотного сигнала, отдаваемая приемной антенной в нагрузку (далее в (2) – мощность радиочастотного сигнала на входе приемного тракта), Вт; P_t – мощность радиочастотного

сигнала, подводимого к передающей антенне (далее в (2) – мощность радиочастотного сигнала на выходе передатчика), Вт; G_t, G_r – коэффициенты усиления соответственно передающей и приемной антенн; h_t, h_r – высоты электрических центров соответственно передающей и приемной антенн над земной поверхностью, м; R – расстояние между передатчиком и приемником, м; $f_{(MHz)}$ – несущая частота, МГц. Среднее квадратическое отклонение $P_{r,(50)}$ [12]: $\sigma = 5 \log f_{(MHz)} - 2$ дБ.

Например, если выполняется условие $h_r > 9$, соотношение (1) может быть преобразовано к виду, удобному для дальнейшего использования [13] (для наглядности виды потерь обозначены одиночными фигурными скобками):

$$\frac{P_t}{P_{r,(50)}} = \underbrace{l_{f1}}_{l_f} \underbrace{l_{rc}}_{l_c} \underbrace{l_{rc}}_{l_c} \underbrace{\frac{1}{D_t D_r}}_{D_t D_r} \underbrace{\left(\frac{R^2 f}{h_t h_r f_{Eglt}} \right)^2}_{l_b}, \quad (2)$$

где l_{f1}, l_{f2} – потери в фидерах соответственно передающей и приемной антенн; l_{tc}, l_{rc} – потери в цепях соответственно передающей и приемной антенн; D_t, D_r – коэффициенты направленного действия соответственно передающей и приемной антенн (для рассматриваемых направлений распространения и поляризации); f – несущая частота, Гц; $f_{Eglt} = 4 \cdot 10^7$ – эмпирический коэффициент, Гц; l_t – общие потери (в радиолинии); l_s – потери в системе; l – потери передачи (в радиолинии); l_b – основные потери передачи (в радиолинии).

Величины l_{tc}, l_{rc} определяются по соотношению [14]: $l_c = 1/\eta = 1 + r_c/r_a$, где η – коэффициент полезного действия антенны; r_c – сопротивление потерь, Ом; r_a – сопротивление излучения антенны, Ом.

С учетом [13], [14] и [15], на рис. 1. приведена блок-схема модели радиолинии «передатчик – приемный канал многоканального пеленгатора с кольцевой антенной решеткой».

В состав приемного канала многоканального пеленгатора с кольцевой антенной решеткой входят: антенный элемент (АЭ) M -элементной кольцевой антенной решетки; фидер, связанный с потерями l_{f1} ; радиоприемный тракт. В состав указанного радиоприемного тракта входят: малошумящий усилитель (МШУ); фидер снижения, связанный с потерями l_{f2} ; радиоприемное устройство (РПУ). Выход РПУ подключен к соответствующему входу M -канального измерителя пеленга.

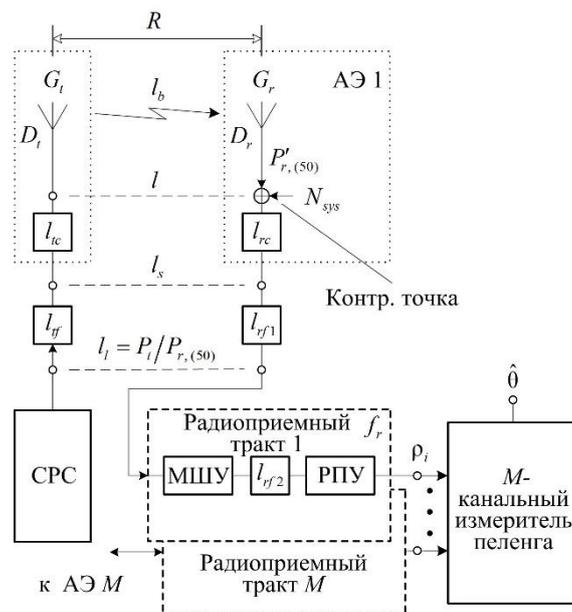


Рис. 1. Блок-схема модели радиолинии «передатчик – приемный канал многоканального пеленгатора с кольцевой антенной решеткой»

Далее принято, что мощность перехваченного сигнала передатчика на входе радиоприемного тракта по (2) равна $P_{r,(50)}$. Единственной правильной контрольной точкой для оценки общего рабочего шума приемного канала пеленгатора является клемма эквивалентного свободного от потерь АЭ (клеммы этого АЭ без потерь не существуют физически) [16]. Указанный шум выражен через коэффициент шума приемного канала пеленгатора f_{sys} относительно уровня теплового шума [16]. Далее введено обозначение мощности перехваченного сигнала активного передатчика в контрольной точке $P'_{r,(50)}$: $P'_{r,(50)} = P_{r,(50)} l_{rc} l_{rf}$. Отсюда по (2) получено:

$$P'_{r,(50)} = \frac{P_t D_t D_r}{l_{rf} l_{tc}} \left(\frac{h_t h_r f_{EgLi}}{R^2 f} \right)^2. \quad (3)$$

С учетом [14] введено обозначение эквивалентной мощности шума N_{sys} в контрольной точке, как усредненной по времени мощности, внесенной всеми источниками шума (внутренними и внешними) и подводимой свободным от потерь АЭ к нагрузке, если соответствующие импеданс АЭ и импеданс нагрузки являются комплексно-сопряженными величинами:

$$N_{sys} = k T_0 f_{sys} B,$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ – постоянная Больцмана, Дж/К; $T_0 = 290$ – принятая эталонная температура, К. Далее определена величина f_{sys} по соотношению [14]: $f_{sys} = [P'_{r,(50)} / (k T_0 B)] / [s_0 / n_0]$, где s_0 – мощность сигнала на выходе РПУ; n_0 – мощность шума на выходе РПУ. Последнее соотношение сводится после подстановки в него ρ_i к виду:

$$f_{sys} = \frac{P'_{r,(50)}}{k T_0 B \rho_i}. \quad (4)$$

После подстановки (3) в (4) и выполнения преобразования получено:

$$\rho_i = \frac{P_t D_t D_r}{k T_0 f_{sys} B l_{rf} l_{tc}} \left(\frac{h_t h_r f_{EgLi}}{R^2 f} \right)^2 \quad (5)$$

или $\rho_i = \frac{P'_{r,(50)}}{N_{sys}}$. Далее принято, что реальная температура АЭ T_c и реальная температура фидера T_f равны T_0 , $T_c = T_f = T_0$ [16]: $f_{sys} = f_a - 1 + f_c f_t f_r$, где f_a – коэффициент внешнего шума; f_c – коэффициент шума, связанный с потерями в цепи АЭ l_{rc} , $f_c = l_{rc}$; f_t – коэффициент шума фидера, связанный с потерями l_{rf1} , $f_t = l_{rf1}$; f_r – коэффициент шума радиоприемного тракта.

Коэффициент шума фидера снижения f_{r2} обратно пропорционален коэффициенту передачи по мощности g_{r2} [4]: $f_{r2} = l_{rf2} = 1/g_{r2}$. С учетом [15], $f_r = f_{r1} + \frac{f_{r2}-1}{g_{r1}} + \frac{f_{r3}-1}{g_{r1}g_{r2}} = f_{r1} - \frac{1}{g_{r1}} + \frac{f_{r3}}{g_{r1}g_{r2}}$, где f_{r1} – коэффициент шума МШУ; g_{r1} – коэффициент усиления МШУ; f_{r3} – коэффициент шума РПУ.

Величина $f_a = 10^{F_a/10}$, где F_a – коэффициент внешнего шума, дБ. С учетом [16] и [17], после подстановки в последнее соотношение величины $F_{am} + 3,4$ получено (применительно к полуволновому диполю в свободном пространстве): $f_a = 10^{(F_{am}+3,4)/10}$, где F_{am} – медианное значение мощности промышленного шума для короткой вертикальной заземленной несимметричной антенны без потерь. Величина F_{am} определяется по соотношению [16]: $F_{am} = x - y \log f_{(MHz)}$, где x и y – коэффициенты, принимающие значения в соответствии с категорией окружающей среды. Отсюда для дальнейшего компьютерного моделирования внешних шумов эфира получено: $f_a = 10^{(x - y \log f_{(MHz)} + 3,4)/10}$.

Компьютерное моделирование

В [18] отмечено, что чувствительность пеленгатора определяется свойствами пеленгаторной антенной системы, внешними шумами, шумовыми характеристиками приемно-усилительных трактов пеленгатора и используемым алгоритмом пеленгования. В нижней части диапазона ОВЧ размер АЭ оказывает значительное влияние на чувствительность радиопеленгатора [19]. В антенной системе с двойной поляризацией DF-A0085 [20] (Alaris Antennas, ЮАР) общая длина АЭ типа симметричный вибратор, предназначенного для функционирования в полосе 20–300 МГц, приближенно равна 1,3 м. Зависимость коэффициента усиления (КУ) АЭ с вертикальной поляризацией $G_{r,m}$ от f , полученная на основе диаграммы [20], приведена в табл. 1.

Таблица 1. КУ АЭ с вертикальной поляризацией

| № | f , МГц | $G_{r,m}$, дБи |
|----|-----------|-----------------|
| 1 | 30 | -26,0 |
| 2 | 45 | -16,8 |
| 3 | 50 | -14,5 |
| 4 | 60 | -10,0 |
| 5 | 75 | -5,0 |
| 6 | 90 | -2,0 |
| 7 | 100 | -1,0 |
| 8 | 150 | -0,3 |
| 9 | 200 | -0,3 |
| 10 | 250 | 0 |
| 11 | 300 | 1 |

Из представленных данных следует, что $G_{r,m}$ значительно снижается с уменьшением f . С учетом методики [17]: $l_{rc} = 1,64 \cdot 10^{-(G_{r,m}/10)}$.

По (5) проведено компьютерное моделирование в нижней части диапазона ОВЧ [3, 4]: $f = 30; 45; 60; 75; 90$ МГц; $G_{r,m} = G_{r,m}(f)$; $P_t = 5$ Вт; $D_t = 1,5$; $D_r = 1,64$; $B = 25$ кГц; $l_{fr} = 1$; $l_{tc} = 1,25$; $l_{fr1} = 1$; $h_t = 1,5; 2,5$ м; $h_r = 10$ м; $f_{r1} = 5$ (7 дБ); $g_{r1} = 20$ (13 дБ); $g_{r2} = 0,5$ (-3 дБ); $f_{r3} = 14,1$ (11,5 дБ); $x = 67,2$; $y = 27,7$ (значения x , y приняты для категории окружающей среды «сельская местность» [16]).

Получена зависимость $\rho_i(R)$ при различных значениях h_t (рис. 2, 3).

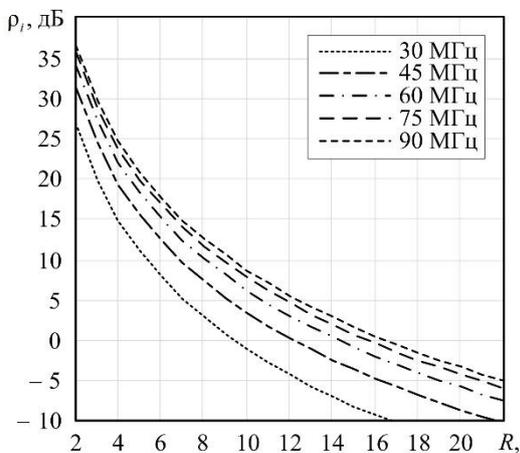


Рис. 2. Зависимость $\rho_i(R, f)$, $h_t = 1,5$ м

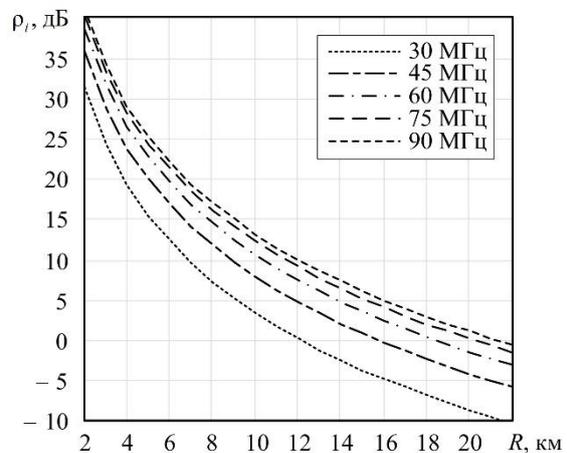


Рис. 3. Зависимость $\rho_i(R, f)$, $h_t = 2,5$ м

Из диаграмм (рис. 2., 3.) следует:

- увеличение R и уменьшение h_i приводят к уменьшению ρ_i ;
- увеличение f в полосе 30–90 МГц приводит к увеличению ρ_i вследствие соответствующего увеличения $G_{r,m} = G_{r,m}(f)$ от -26 до -2 дБи (табл.) и соответствующего уменьшения $F_{am} = F_{am}(f)$ [16].

Заключение

В данной работе предложена модель радиолинии «передатчик – приемный канал многоканального пеленгатора с кольцевой антенной решеткой» диапазона ОВЧ (рис. 1), которая позволяет упростить получение оценки отношения сигнал/шум ρ_i (5) на выходе приемного канала указанного пеленгатора. Особенностью предложенной модели является использование практически полученных значений КУ АЭ с вертикальной поляризацией $G_{r,m}$ (табл.): $G_{r,m} = G_{r,m}(f)$ [20].

Список использованных источников

1. Martino A. Introduction to Modern EW Systems. 2nd ed. Norwood, MA : Artech House, 2018. 463 p.
2. Ашихмин А. В., Козьмин В. А., Рембовский А. М., Сергиенко А. Р. Технические характеристики и особенности построения автоматических радиопеленгаторов семейства «Артикул» // Спецтехника и связь. 2008. № 2. С. 26–35.
3. Poisel R. A. Modern Communications Jamming: Principles and Techniques. 2nd ed. Norwood, MA : Artech House, 2011. 870 p.
4. Poisel R. A. Electronic Warfare Receivers and Receiving Systems. Norwood, MA: Artech House, 2014. 807 p.
5. Delisle G. Y., Lefevre J., Lecours M., Chouinard J. Propagation Loss Prediction: A Comparative Study with Application to the Mobile Radio Channel // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 1985. Vol. 34, No. 2. Pp. 86–96.
6. Prajesh P., Singh R. K. A Survey on Various Propagation Model for Wireless Communication // 5th IEEE International Conference on Advanced Computing & Communication Technologies Conference (ICACCT 2011). APIIT SD India, Panipat. India, Delhi: Research India Publications, 2011. Pp. 61–64.
7. Egli J. J. Radio propagation above 40 MC over irregular terrain // Proceedings of the IRE. 1957. Vol. 45, No. 10. Pp. 1383–1391.
8. Suojanen M. Military Communications in the Future Battlefield. Norwood, MA: Artech House, 2018. 224 p.
9. Hooper J. D. Communications electronic countermeasures: an overview. Report No. 1074. Ottawa: Defence research establishment, 1990. 109 p.
10. Frater M. R., Ryan M. J. Communications and Information Systems. Canberra: Argos Press, 2002. 333 p.
11. Schmid H. F. Prediction Model for Multipath Propagation of Pulse Signals at VHF and UHF over Irregular Terrain // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol. 18, No. 2. Pp. 253–258.
12. Longley A. G. Location Variability of Transmission Loss Land Mobile and Broadcast Systems. Report no. OT 76-87. Boulder, Colorado: Institute for Telecommunication Sciences, 1976. 22 p.
13. Рекомендация МСЭ-R P.341-7: Концепция потерь передачи для радиолиний / Сектор радиосвязи МСЭ. Женева, 2020. 9 с.
14. Weiner M. M. Monopole Antennas. New York: Marcel Dekker, Inc., 2003. 721 p.
15. Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / Под ред. А. М. Рембовского. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Горячая линия – Телеком, 2012. 640 с.
16. Рекомендация МСЭ-R P.372-14: Радишум / Сектор радиосвязи МСЭ. Женева, 2020. 79 с.
17. Skeie B., Solberg B. External man-made radio noise measurements. Norwegian Defence Research Establishment (FFI). FFI-RAPPORT 16/00869. Kjeller: FFI, 2016. 118 p.
18. Артемов М. Л., Виноградов А. Д., Дмитриев И. С., Ильин М. Ю., Подшивалова Г. В. Предельная пеленгационная чувствительность пеленгационной антенной системы // Антенны. 2010. № 12. С. 13–19.
19. Справочник. Контроль за использованием спектра / Сектор радиосвязи МСЭ / Женева, 2011. 746 с.
20. Dual-polarised direction finding antenna array DF-A0085 20 – 3600 MHz [Электронный ресурс]. URL: <http://www.alarisantennas.com/wp-content/uploads/2017/07/DF-A0085-Version-1.8.pdf> (дата обращения: 12.05.2020).

УДК 621.397.6

ОБ ОДНОЙ ВОЗМОЖНОСТИ ЛИНЕАРИЗАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПЕРЕДАТЧИКОВ

ЛИСТОПАД Н. И., ЖЕРНОСЕКОВ Р. А., НАДОЛЬСКИЙ А. Н.

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

E-mail: listopad@bsuir.by

Аннотация. Рассмотрен пример использования усилителя мощности по схеме Догерти для построения телевизионных передатчиков.

Abstract. An example of using a Dougherty power amplifier for building television transmitters is considered.

Введение

Повышение эффективности работы передающего устройства - одна из важных задач, решаемых уже на протяжении достаточно большого периода времени. Речь идет о таких параметрах, как КПД и линейность выходных характеристик. Для решения поставленной задачи авторами предлагается использовать в телевизионных передатчиках усилители, построенные по схеме Догерти. Следует отметить, что усилители подобного типа используются в основном для радиовещания и малоизучены для передачи телевизионных сигналов [1].

Привлекательность схемного решения Догерти обусловлена присущей ему эффективностью управления входными сигналами с высоким отношением пиковой к средней мощности, которое характерно для современных систем связи. Усилитель, построенный по схеме Догерти, имеет более высокий КПД по сравнению с аналогами за счет более рационального использования транзисторов по току. Классический вариант усилителя по схеме Догерти изображен на рис. 1.

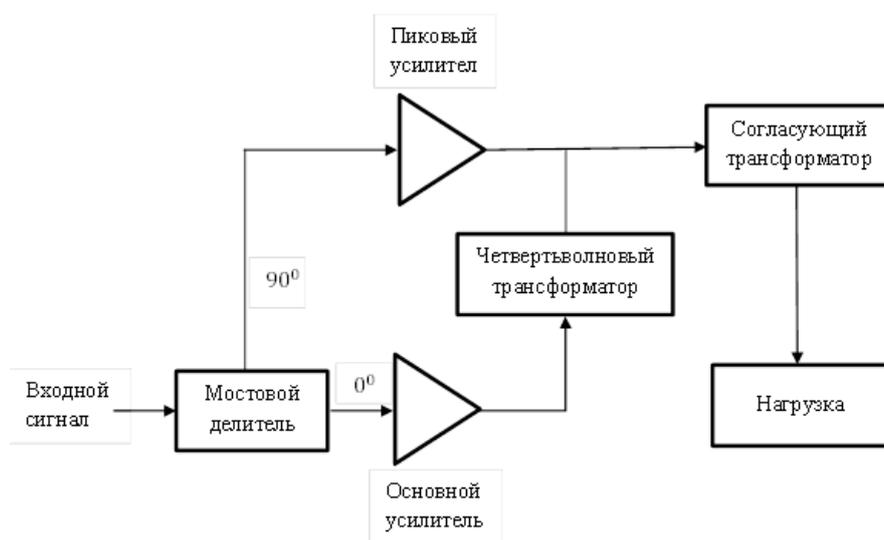


Рис.1. Усилитель по схеме Догерти

Усилитель несущей частоты подключен к нагрузке через четвертьволновую линию и согласующий трансформатор. Входное сопротивление согласующей линии начинает уменьшаться в связи с уменьшением выходного импеданса пикового усилителя. Поэтому, в пределах от 6 дБ до максимума мощности усилитель несущей частоты работает при максимальном уровне выходного напряжения, соответствующего критическому режиму с теоретическим КПД = 78,5 %. В результате получаются два пика мощности с КПД = 78,5% на 6 дБ уровне отстройки от максимального значения и на максимальной мощности, когда оба усилителя работают в режиме максимального КПД класса В (угол отсечки для пикового усилителя будет близок к 90 градусам при большом выходном сигнале).

Однако, наличие класса С и класса В в реальных условиях приводят к сильным нелинейным искажениям сигналов. Поэтому, обычно усилитель несущей частоты смещается в режим класса АВ с небольшим током покоя, а цепь смещения пикового усилителя настраивается на оптимальное смещение, при котором обеспечиваются постоянные коэффициент усиления и фаза всей системы. В этом случае можно получить некоторое улучшение КПД, однако трудно обеспечить высокий уровень линейности. Кроме того, необходимо учитывать потенциальные изменения напряжения питания и технологических разбросов параметров в диапазоне температур окружающей среды.

Основная часть

Рассмотрим, как обеспечивается согласование выходного сопротивления схемы Догерти с нагрузкой. Так как выходное сопротивление усилителя равно 50 Ом, сопротивление четвертьволновой линии подбирается таким образом, чтобы ее сопротивление также было равным 50 Ом. При выключении пикового усилителя выходное сопротивление основного усилителя будет равным 100 Ом и с 50-омной четвертьволновой линией оно трансформируется по формуле [2]:

$$Z_{\Sigma 1} = \frac{Z_{\lambda/4}^2}{Z_{\text{вых.у1}}}, \quad (1)$$

где $Z_{\lambda/4}$ - сопротивление четвертьволновой линии, $Z_{\text{вых.у1}}$ - сопротивление основного усилителя.

При одновременной работе двух усилителей, в точке суммирования имеет место параллельное включение двух 50-омных сопротивлений

$$Z_{\Sigma} = \frac{Z_{\text{вых.1}} \times Z_{\text{вых.2}}}{Z_{\text{вых.1}} + Z_{\text{вых.2}}} \quad (2)$$

Таким образом, общее сопротивление двух усилителей мощностями сопротивлениями в 50 Ом будет равным 25 Ом и для согласования этого сопротивления с нагрузкой в 50 Ом используется ещё один отрезок четвертьволновой линии/ Таким образом общее всей системы из двух усилителей можно определить по следующей формуле:

$$Z_{\text{общ.}} = \sqrt{Z_{\Sigma}} \times Z_{\text{н}}, \quad (3)$$

где Z_{Σ} - суммарное сопротивление усилителей, а $Z_{\text{н}}$ - сопротивление общей нагрузки.

Учитывая высокий КПД транзисторных усилителей мощности, работающих по схеме Догерти, предлагается использовать такие усилители в цифровых телепередатчиках, так как схема Догерти позволяет уменьшить энергопотребление передатчика, а также увеличить КПД в 1,5 раза по сравнению со значением КПД передатчиков, используемых в настоящее время.

Несомненными преимуществами усилителя Догерти являются:

- высокая энергетическая эффективность;
- линеаризация выходного каскада, что особенно важно при усилении сложно-модулированных сигналов;
- возможность каскадирования с целью получения высоких значений выходных мощностей;
- использования различных классов усилителей для выбора оптимального режима работы.

Как известно [1] усилитель мощности описывается рядом характеристик, среди которых – коэффициент усиления, уровень выходной мощности, линейность, КПД, входной и выходной коэффициенты стоячей волны по напряжению (КСВН) и коэффициент шума. Рабочая полоса конкретного усилителя определяется его способностью сохранять значения указанных параметров в требуемом диапазоне частот.

Выходная мощность является функцией входного уровня мощности, коэффициента усиления и допустимого уровня компрессии на выходе усилителя. Для большинства усилителей мощности миллиметрового диапазона выходная мощность указывается для точки компрессии в 1 дБ (обычно обозначается как P1dB). Добиться большей мощности можно, увеличив уровень входного сигнала, но это приведет к ухудшению линейности выходных характеристик усилителя.

С появлением цифровых схем модуляции увеличились и значения параметра отношения пиковой мощности к средней мощности передаваемых сигналов. Это означает, что усилитель мощности работает в режиме компрессии и только рабочую точку усилителя смещают ниже точки компрессии.

Высокая линейность большинства усилителей мощности достигается при работе на уровнях мощности входного сигнала ниже максимального — таким образом, усилитель мощности не переходит в режим компрессии. С другой стороны, КПД усилителей максимален при работе именно в режиме компрессии, а именно, в точке, где режим работы усилителя мощности считается насыщенным и его выходная мощность максимальна. Однако обеспечение высокой линейности обычно достигается в ущерб энергоэффективности. Так, например, в классах, А или АВ усилители постоянно включены и потребляют энергию для того, чтобы избежать нелинейных режимов работы.

Для увеличения КПД и обеспечения заданной линейности выходных характеристик усилителя мощности существуют различные методы. Одним из таких методов является использование схемы Догерти. Как видно из рисунка 1 в схеме используются два усилителя различных классов. Для увеличения КПД усилителей используются различные методы отслеживания огибающей, позволяющие гибко изменять подачу питания на усилитель с тем, чтобы поддерживать значение выходной мощности на нужном уровне.

Для обеспечения высокой линейности усилителя мощности при сохранении достаточного КПД часто используются методы цифровой коррекции предискажений. Поскольку усилитель обладает наибольшим КПД в области точки насыщения, цифровая коррекция позволяет изменять форму модулированных сигналов таким образом, чтобы он работал с высоким КПД, но без искажений или повышенной нелинейности.

Для получения ещё большей эффективности усилителя мощности используются не только схемотехнические решения, но и проводятся исследования возможности использования полупроводниковой техники.

Кремниевые LDMOS-усилители (металл-оксидные полупроводники с поверхностной диффузией) традиционно используются в роли высокоомощных активных устройств в телекоммуникационном оборудовании. Кремниевые усилители со структурой «кремний-на-изоляторе» способны обеспечить требуемые уровни мощности при конфигурации нескольких транзисторов в многоуровневую структуру. Полученные выходные мощности с высокой степенью линейности усиления свидетельствуют о принципиальной применимости этих относительно недорогих в производстве структур для использования в усилителях мощности.

Перечисленные ниже материалы показали своё превосходство над кремнием и являются перспективными для создания усилителей мощности используемого диапазона волн. На этих материалах были изготовлены различные структуры транзисторов, включая гетеробиполярные транзисторы (HBT), полевые транзисторы с затвором Шоттки (MESFET) и транзисторы с высокой подвижностью электронов (HEMT). Каждая из структур обладает определёнными усилительными и мощностными характеристиками.

Нитрид галлия (GaN) в последнее время становится предпочтительным материалом для многих разработчиков усилителей мощности, в том числе и для применения в миллиметровой области. В то время как SiGe-, InP- и GaAs-транзисторы обладают частотой среза до 300 ГГц и выше, GaN обеспечивает значительно более высокие уровни допустимой мощности, тем самым позволяя создавать усилители на дискретных элементах или монолитные интегральные схемы усилителей мощности меньшего размера и большей мощности по сравнению с другими материалами [11].

Заключение

Таким образом, использование усилителя мощности по схеме Догерти показывает свою высокую эффективность, хорошую линейность, повышенную мощность и в сочетании с использованием технологических решений посредством выбора соответствующего полупроводникового материала может быть рекомендовано для построения телевизионных передатчиков.

Список использованных источников

1. Савенков Г. Г., Морозов Ю. В., Цыкунов А. В. Анализ режимов функционирования усилителя мощности по схеме Догерти в цифровых телевизионных передатчиках. *Perspective Innovations in science, education, production and transport'2013/ Технические науки – электротехника, радиотехника, телекоммуникации и электроника*, Новосибирск, 2013, с. 15-61.
2. Карлинер М. М. *Электродинамика СВЧ: Курс лекций*. 2-е изд./ Новосибир. Гос. Ун-т, Новосибирск, 2006.- 258с.
3. <https://www.soel.ru/online/problemy-proektirovaniya-ustroystv-dlya-setey-5g-millimetrovogo-diapazona/>.

УДК 621.396.96

ОБЗОР АЛГОРИТМОВ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ДЛЯ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ В СИСТЕМАХ РАДИОВИДЕНИЯ

АСТРОВСКАЯ Д. Н., ЗАБЕНЬКОВ И. И.

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

E-mail: daryaastrovskaya@gmail.com

Аннотация. Статья содержит анализ алгоритмов сверхразрешения, используемых в системах радиовидения. В настоящее время наиболее часто используются следующие алгоритмы: Capon, ESPRIT, MUSIC, Root-MUSIC. Приводятся недостатки алгоритмов и возможные способы их применения.

Abstract. The main content of the article is the analysis of super-resolution algorithms used in radio imaging systems. Currently, the following algorithms are most commonly used: Capon, ESPRIT, MUSIC, Root-MUSIC. The article describes the disadvantages of the algorithms and possible ways of resolving them.

В системах радиовидения, работающих в режиме реального времени, восстановление изображений за достаточно короткий промежуток времени является основополагающим фактором их совершенствования.

Обработка сигналов в системах происходит при помощи таких алгоритмов, как *Capon*, *ESPRIT*, *MUSIC*, *Root-MUSIC*. Данные методы позволяют в разы увеличить разрешение, однако их применение на практике осложняется повышенными требованиями к элементной базе приемника и высокая вычислительная нагрузка при обработке сигнала.

Пусть имеется линейная эквидистантная антенная решетка, состоящая из N идентичных элементов, которая регистрирует суммарный сигнал от M узкополосных источников, расположенных под углом θ_i к ее нормали. Тогда модель сигналов, принимаемых от M источников в антенной решетке из N элементов:

$$X = AS + n, \quad (1)$$

где $A = [a(\theta_1), \dots, a(\theta_M)]$ – матрица направляющих векторов размерностью $N \times M$,
 $a(\theta_k) = [1, z^1, \dots, z^{N-1}]$ – направляющий вектор k -го источника сигнала размерностью N ,
 $z = \exp[-j(2\pi/\lambda)\sin(\theta)]$,
 $S = [s_1, \dots, s_M]$ – вектор сигналов размерностью M ,
 n – вектор шумов приемной аппаратуры антенной решетки размерностью N .
 X – вектор принятого сигнала размерностью N .

Предположим, что сигналы от отдельных источников и шум в приемных каналах антенной решетки не коррелированы между собой. Тогда получим следующую корреляционную матрицу сигнала R :

$$R = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K X_k X_k^H, \quad (2)$$

где X_k – k -ая выборка во временной реализации сигнала,
 H – оператор эрмитового сопряжения.

Метод *Capon* также называется методом минимизации дисперсии искажения характеристик сигнала. Данный метод сравнивает модель идеального отклика антенной решетки на сигнал с заданного направления с тем, что было получено при замерах. Выходной угловой спектр определяется следующим образом:

$$P_{\text{Capon}}(\theta) = \frac{1}{a^H(\theta) R^{-1} a(\theta)}. \quad (3)$$

Метод позволяет уменьшить влияние помех на характеристики сигнала за счет минимизации мощности, сохраняя выигрыш по направлению сигнала [1].

Использование в системах реального времени данного алгоритма затруднительно, так как для выбора максимумов необходим дополнительный алгоритм обработки сигналов потому, что в результате выполнения алгоритма вычисляется спектр сигнала. Необходимость в большом количестве обучающих выборок (вдвое больше, чем число элементов решетки) увеличивает объем вычислительных операций. Отметим также слабую эффективность метода при малых объемах выборки и исходных данных и невозможность пеленгации сигналов сильно коррелированных источников [2].

Алгоритм метода *MUSIC* следующий:

1. оценивается корреляционная матрица, используя формулу (2);
2. оцениваются матрицы собственных векторов и собственных значений корреляционной матрицы $R=Q\Lambda Q^H$. Операция выполняется сингулярным разложением корреляционной матрицы сигнала;
3. разделяется Q так, чтобы получить Q_n . Для этого из матрицы Q выбрасывают первые M столбцов, которые соответствуют сигнальному подпространству;
4. строится функция $P_{MUSIC}(\theta)$:

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{a^H(\theta)Q_nQ_n^H a(\theta)}, \quad (4)$$

где Q_n – матрицы собственных векторов, соответствующая шумовому подпространству;

5. оценке угловых координат предметов будут соответствовать M максимальных по уровню пиков.

Данный метод обладает таким же недостатком, как и метод *Capon*: для выбора максимумов необходим дополнительный алгоритм обработки сигналов, потому что в результате выполнения алгоритма вычисляется спектр сигнала.

Решением проблемы больших вычислительных затрат является решение приравнять знаменатель выражения (4) к нулю, что соответствует задаче поиска максимумов функции $P_{MUSIC}(\theta)$.

При достоверно известном количестве источников сигнала, метод *Root-MUSIC* (по принципу поиска корней полинома) обладает потенциально большей точностью и разрешающей способностью, чем при использовании обычного $P_{MUSIC}(\theta)$ [1].

Метод *MUSIC* является предельным случаем метода *Capon* при стремящемся к бесконечности отношении сигнал/шум. Но появляется необходимость предварительной оценки размерности сигнального и шумового подпространств. Он критичен к неопределенностям параметров математической модели и величине соотношения сигнал/шум, когда источники близко расположены. Отметим большую вычислительную сложность метода, определяемую вычислением сингулярного разложения ковариационной матрицы выходов элементов антенной решетки. Метод не дает результатов для коррелированных источников сигналов. *Root-MUSIC* позволяет осуществлять пеленгацию когерентных сигналов [2].

Алгоритм метода *Root-MUSIC* для оценки угловых координат следующий:

1. оценить корреляционную матрицу R используя формулу (2);
2. оцениваются матрицы собственных векторов и собственных значений корреляционной матрицы $R=Q\Lambda Q^H$. Операция выполняется сингулярным разложением корреляционной матрицы сигнала;
3. разделяется Q так, чтобы получить Q_n . Для этого из матрицы Q выбрасывают первые M столбцов, которые соответствуют сигнальному подпространству;
4. получить C_l путём суммирования l -ой диагонали $C=Q_n Q_n^H$,
5. найти нули полученного полинома в количестве $(N - 1)$ пар;
6. из $(N - 1)$ корней внутри единичной окружности выбрать M расположенных наиболее близко к самой линии окружности;
7. получить оценку угловых координат цели, используя выражение (5)

$$\theta_m = \cos^{-1} \left(\frac{J \ln(z_m)}{(2\pi/\lambda)d} \right), m = 1, \dots, M. \quad (5)$$

где z_m – m -ый найденный корень.

Метод *ESPRIT* базируется на том факте, что вектор, определяющий направление прихода m -го сигнала, имеет один и тот же сдвиг на каждом элементе линейной эквидистантной антенной решетки. Антенная решетка разбивается на две пересекающиеся идентичные подрешетки. Число элементов в подрешетке должно быть больше либо равно M . Антенная решетка разбивается с шагом d_s .

Алгоритм оценки угловых координат с использованием метода *ESPRIT*, при заранее известном количестве источников сигнала следующий:

1. оценивается корреляционная матрица, используя формулу (2);
2. оцениваются матрицы собственных векторов и собственных значений корреляционной матрицы $R = Q\Lambda Q^H$. Операция выполняется сингулярным разложением корреляционной матрицы сигнала;
3. разделяется Q так, чтобы получить Q_s . Для этого из матрицы Q выбрасывают первые M столбцов, которые соответствуют сигнальному подпространству;
4. вычисляются матрицы U_{s1} и U_{s2}

$$U_{s1} = [J_{N-ds} \ ; \ 0_{(N-ds) \times ds}], \quad (6)$$

$$U_{s2} = [0_{(N-ds) \times ds} \ ; \ J_{N-ds}], \quad (7)$$

где J_{N-ds} – это единичная квадратная матрица размером $N - ds$;

5. вычисляем матрицу C :

$$C = \begin{bmatrix} U_{s1}^H \\ U_{s2}^H \end{bmatrix} [U_{s1} \ U_{s2}]; \quad (8)$$

6. из матрицы C выделяем два массива: V_{12} и V_{22} . Для этого необходимо произвести сингулярное разложение матрицы C :

$$C = \begin{bmatrix} V_{11} & V_{12} \\ V_{21} & V_{22} \end{bmatrix} \Lambda \begin{pmatrix} V_{11}^H & V_{12}^H \\ V_{21}^H & V_{22}^H \end{pmatrix}; \quad (9)$$

7. оценить матрицу $\Psi = -V_{12}V_{22}^{-1}$;
8. вычислить собственные значения матрицы Ψ за счёт её сингулярного разложения;
9. определить угол прихода в соответствии с формулой (5).

Результатом выполнения алгоритма является не псевдоспектр, а оценки угловых координат предметов. Однако для выполнения алгоритма *ESPRIT* необходимо иметь априорную информацию о возможных положениях предмета относительно антенной решетки [1].

Список использованных источников

1. Манохин Г. О. Увеличение разрешающей способности радиолокационной системы за счет параметрических методов обработки сигналов / Г. О. Манохин, А. А. Гельцер, Е. В. Рогожников // Вестник СибГУТИ № 1/ Новосибирск, 2015. – 120 с.
2. Москалец Н. В. Сравнительный анализ методов оценки направления прихода сигналов / Н. В. Москалец // Радиотехника: Всеукраинский межведомственный науч.-техн. сборник № 188 / Харьков, 2017.

УДК 621.375.026

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ С БОЛЬШИМ ЗНАЧЕНИЕМ ПИК-ФАКТОРА ДЛЯ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫХ ПЕРЕДАТЧИКОВ

ТИТОВИЧ Н. А., ИЛЬИНСКИЙ Е. С., БОБРОВНИЧАЯ Т. А.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
Филиал УО БГУИР «Минский радиотехнический колледж»
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: nikolai.titovich@gmail.com, bearmoodskiy@gmail.com, tanyatanya1719@gmail.com

Аннотация. Рассмотрены методы повышения энергоэффективности усилителей мощности (УМ) радиосигналов с большим пик-фактором. Описаны достоинства и недостатки схемы УМ по схеме У. Догерти. Для повышения широкополосности УМ предложено использовать схему усилителя с распределенным усилением (УРУ) на полевых транзисторах. Обсуждаются пути повышения линейности и энергоэффективности УРУ.

Abstract. Methods for increasing the energy efficiency of power amplifiers (PA) of radio signals with a large peak-factor are considered. The advantages and disadvantages of the PA Dougherty scheme are described. To increase the bandwidth of the PA, it is proposed to use a distributed gain amplifier (DGA) circuit based on field-effect transistors. Ways of increasing the linearity and energy efficiency of the DGA are discussed.

В настоящее время в связи с интенсивным развитием систем и средств цифровой радиосвязи, а также цифрового телерадиовещания все более актуальной становится задача построения высокоэффективных линейных усилителей мощности сигналов, используемых при цифровых способах передачи, относящихся к сигналам с переменной огибающей. К сигналам с переменной огибающей относятся не только сигналы с амплитудной модуляцией и однополосной модуляцией, но и большинство сигналов, используемых в цифровых методах передачи: QAM – информация заложена в амплитуде сигнала; OFDM – изменение огибающей связано с биениями поднесущих; PSK – переменная огибающая связана с цифровой фильтрацией, производимой при формировании сигнала. В связи с высокой энергетической эффективностью таких сигналов, появляется проблема усиления таких радиосигналов, известная как большое значение пик-фактора. Пик-фактор – это максимальное отклонение значения сигнала от его среднего значения. Поскольку коэффициент полезного действия линейных усилителей мощности (УМ) радиосигналов с высоким пик-фактором крайне низок, возникает потребность применения специальных методов и схем построения радиопередатчиков с высокой линейностью радиотракта [1].

Существует много схем построения УМ передатчиков с переменной огибающей. Одним из наиболее популярных является схема усилителя У. Догерти. Привлекательность решения У. Догерти обусловлена эффективностью управления входными сигналами с высоким отношением пиковой к средней мощности, которое характерно для современных систем связи. Усилитель, построенный по схеме У. Догерти, имеет более высокий коэффициент полезного действия по сравнению с аналогами за счет более рационального использования транзисторов по току. Схема данного метода приведена на рис. 1.

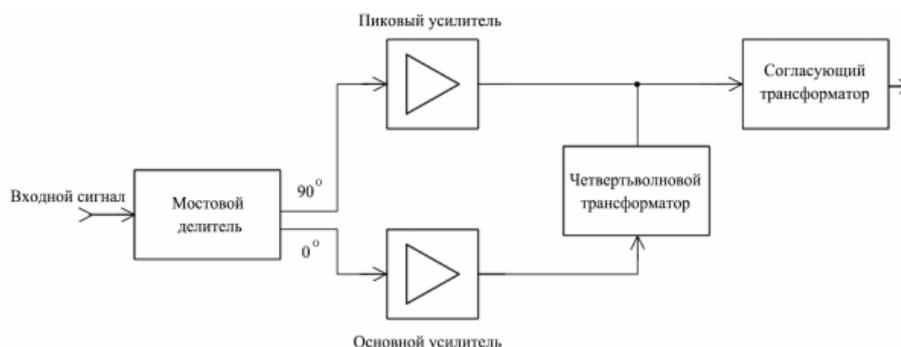


Рис.1. Структурная схема усилителя У. Догерти

Суть метода заключается в том, что имеется два усилителя: пиковый и основной, которые работают в разных режимах. Так, основной усилитель, как понятно из названия, производит усиление большей части сигнала и работает в режиме АВ. Но поскольку речь идет о сигналах с большим пик-фактором, полностью усилить за счет одного основного усилителя нет возможности, и поэтому необходим пиковый усилитель. Данный усилитель работает в режиме С. Этот режим характеризуется гораздо более высокими значениями коэффициента полезного действия и уровнем искажений. Таким образом, работая в паре, два усилителя могут обеспечить усиления сигнала во всем диапазоне амплитудно-частотной характеристики. На рис. 2. приведен график зависимости мощностей основного и пикового УМ и выходного сложеного сигнала.

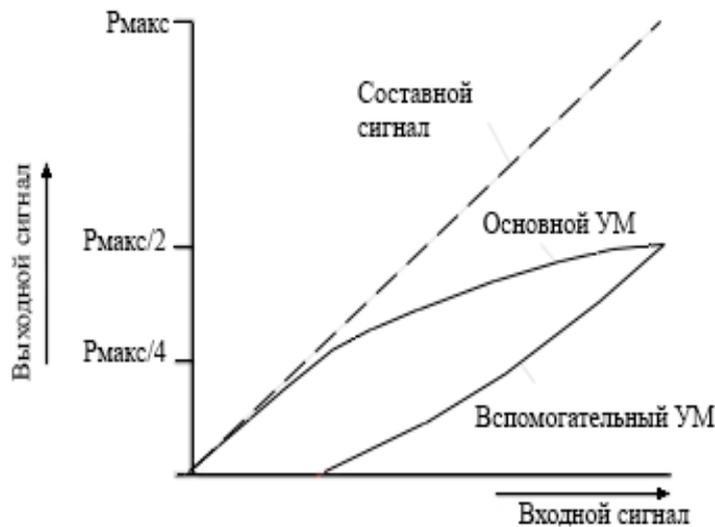


Рис. 2. Характеристика зависимости мощности УМ У. Догерты от уровня входного сигнала

Однако данный метод не лишен недостатков. Основным недостатком данного метода, как и всех мостовых схем сложения мощностей, заключается в ограничении полосы усиливаемого сигнала в 6 МГц. Связанно это ограничение с тем, что схемы мостового делителя и мостового сложения мощностей выполняются на отрезках длинных линий, длина которых составляет четверть длины волны усиливаемого сигнала. При переходе на частоту другого телевизионного канала приходится изменять конструкцию всех мостовых схем.

Одним из методов решения данной проблемы является построение усилителя мощности по схеме УРУ, где для повышения мощности используется параллельное включение нескольких активных элементов. Схема с УРУ широко использовалась в мощных ламповых усилителях в 50-60-е годы прошлого столетия [3]. Однако с развитием мощных усилителей мощности на биполярных транзисторах (БТ), имеющих низкое входное и выходное сопротивление, эта схема не получила дальнейшего развития, так как параллельное соединение нескольких БТ приводит к резкому снижению входного и выходного сопротивления УМ в целом, в результате чего возникают трудности в построении схем согласования. В связи с этим схемы с УРУ были вытеснены мостовыми схемами сложения мощностей. При сложении мощностей с помощью квадратурных мостов, применяемых при построении телевизионных передатчиков, для повышения мощности приходится использовать от трех до семи мостов сложения.

В схеме УРУ реализуется сложение коэффициентов усиления отдельных усилительных приборов, так что принципиально при любой полосе частот можно получить коэффициент усиления больше единицы, даже если коэффициент усиления отдельного усилительного прибора меньше единицы. Это свойство усилителя определило его широкое применение в тех случаях, когда полоса усиливаемых частот составляет несколько сотен МГц [3].

Структурная схема УРУ приведена на рис.3. Она состоит из нескольких параллельно включенных усилительных приборов (УП), входной и выходной искусственных длинных линий (ИДЛ), элементов согласования с нагрузкой и питания. В соответствии с особенностью работы ИДЛ параллельно соединенные усилители возбуждаются с некоторой задержкой. Аналогично происходит и сложение усиленных сигналов в выходной ИДЛ.

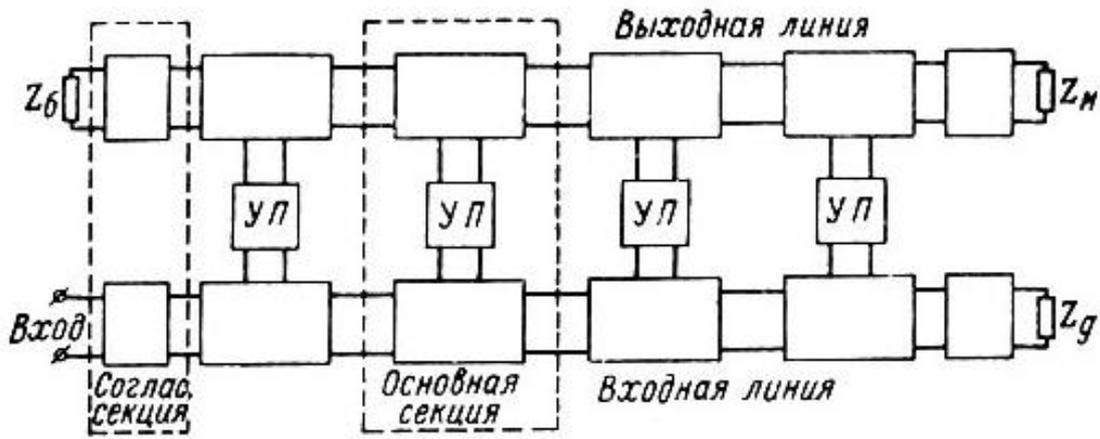


Рис. 3. Структурная схема усилителя с распределенным усилением

С появлением мощных МДП транзисторов, обладающих высоким входным и выходным сопротивлением, тема построения мощных широкополосных УРУ снова стала актуальной. Она не только более широкополосная, но и более надежна в сравнении с мостовыми схемами сложения мощностей. Выход из строя одного из транзисторов в УМ, содержащем несколько мостов сложения, приводит к нарушению в работе всех мостов и к полной его неработоспособности. При параллельной схеме сложения мощностей аналогичный отказ не приводит к прекращению УМ в целом. УРУ на ПТ используют также в приемных модулях фазированных антенных решеток.

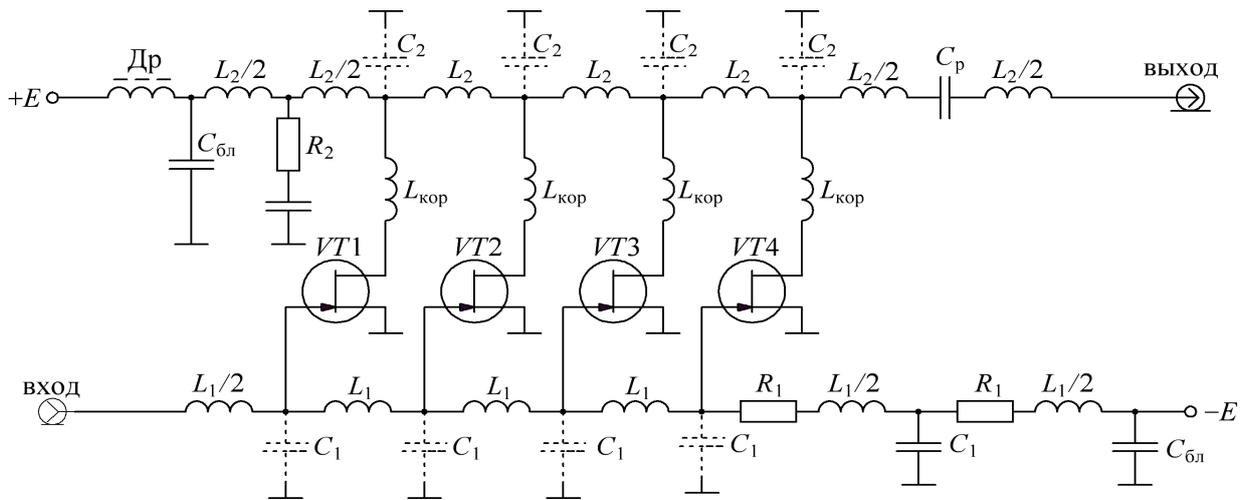


Рис. 4. Схема широкополосного УРУ на полевых транзисторах

Принципиальная схема, использующая параллельное включение четырех ПТ, изображена на рис.4. Входная искусственная длинная линия (ИДЛ) образована четырьмя индуктивностями L_1 с выводом средней точки и входными емкостями ПТ C_1 . Кроме входного сигнала от ИДЛ, на затвор каждого транзистора подается отрицательное напряжение смещения E , источник которого заблокирован по высокой частоте конденсатором $C_{бл}$. Цепочка $R_1, C_1, L_1/2$ – согласующая. Выходная ИДЛ также образована индуктивностями L_2 с выводом средней точки и выходными емкостями ПТ C_2 . Дроссель $Др$ и $C_{бл}$ образуют фильтр источника питания цепей стока транзисторов. Цепочка $R_2, C_{бл}, L_2/2$ – согласующая, R_2 выполняет одновременно роль балластного сопротивления, C_p на выходе линии – разделительная емкость.

Для производителей телевизионных передатчиков отмеченные преимущества УРУ весьма важны. Сегодня передатчик состоит из универсального возбудителя, а также частотно зависимых предварительного и оконечного усилителя, построенных с применением мостовых схем. При переходе

на УМ с УРУ изделие становится намного практичнее, так как широкополосный усилитель значительно проще в настройке на частоту канала, и не требует изменения конструкции мостовых схем.

Однако построение УРУ на ПТ сопряжено с рядом трудностей. Резкие зависимости входных и выходных емкостей транзисторов приводят к дополнительным нелинейным искажениям в тракте, что приводит к потребности усовершенствования линеаризации тракта усиления мощности [4]. Также при усилении сигнала с большим пик-фактором стоит проблема повышения КПД УРУ. Применить метод усиления У. Догерти в схеме УРУ не представляется возможным, так как в этом случае также необходимо использовать мостовые схемы деления и сложения мощности. Более перспективным, на наш взгляд, в данной ситуации является применение метода автоматической регулировки режима работы (АРР) УРУ, использующего синхронное с изменением огибающей входного сигнала изменение напряжения питания УМ. В [4] АРР используется для повышения энергоэффективности УМ по схеме У. Догерти. Следует учесть, что метод АРР может вносить дополнительные нелинейные искажения, так как в тракте управления напряжением питания возникают задержки по отношению к амплитуде усиливаемого сигнала. Тем не менее тема применения УРУ с АРР является актуальной для дальнейших исследований также и благодаря достижениям в области современной цифровой предкоррекции, с помощью которой возможно достичь требуемой линейности усилительного тракта. В этом случае важную роль играет компьютерное моделирование проектируемой схемы. Расчет и сравнительный анализ энергетической эффективности УМ с линейной и нелинейной АРР позволяет значительно снизить затраты на этапе макетирования.

Список использованных источников

1. Шахгильдян В. В., Иванюшкин Р. Ю. Методы повышения энергетической эффективности линейных усилителей мощности // Т-Сomm: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т.5. №9. С.143-145.
2. Анализ режимов функционирования усилителя мощности по схеме Догерти в цифровых телевизионных передатчиках// Технические науки – электротехника, радиотехника, телекоммуникации и электроника/ Савенков Г. Г., Морозов Ю. В., Цыкунов А. В. Новосибирск, 2013, с. 15-61.
3. Алексеев О. В. Усилители мощности с распределенным усилением — Ленинград: Издательство «Энергия». Ленинградское отделение, 1968.
4. Перспективные пути построения тракта усиления мощности передатчиков эфирного цифрового телевизионного вещания// Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов / Иванюшкин Р. Ю., Разин К. О., Шамаков Н. Д. 2018. Т. 9. № 3. С. 96-103.

УДК 621.396.2

ОСОБЕННОСТИ ТЕХНОЛОГИИ BEAM FORMING В СЕТЯХ СВЯЗИ 5G

КОЗЕЛ В. М.

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

E-mail: victornil@tut.by

Аннотация. В данной работе были получены экспериментальные данные о распределении энергетического потенциала АФАР на примере базовых станций различных производителей в рамках опытной эксплуатации сетей связи 5G, реализующих технологию Beam Forming.

Abstract. In this paper, we obtained experimental data on the distribution of the energy potential of AFAR on the example of base stations of various manufacturers in the pilot operation of 5G communication networks implementing Beam Forming technology.

Одной из особенностей сетей связи пятого поколения является возможность формирования нескольких пространственных лучей в пределах покрытия одного сектора базовой станции. Такое формирование возможно при использовании активных фазированных антенных решеток (АФАР), широко применяющихся в современных радиолокационных системах. Помимо возможности оперативного изменения диаграммы направленности АФАР обладает высоким энергетическим потенциалом, достигающим применительно к сетям связи 5G, значений эквивалентной изотропно излучаемой мощности (ЭИИМ) более 63 кВт [1, 2]. Значительный интерес представляет распределение данного энергетического потенциала и поведение пространственных характеристик АФАР при ее использовании в качестве элемента технологии Beam Forming. Точные представления в этой области особенно важны при решении задач электромагнитной совместимости оборудования сетей связи 5G с другими радиосредствами, работающими в совмещенных и/или соседних полосах частот, а также при решении вопросов защиты населения от воздействия электромагнитных излучений радиочастотного диапазона.

В настоящее время у подавляющего большинства специалистов отсутствует четкое понимание пространственного поведения излучения АФАР, используемых базовыми станциями сетей 5G. Имеющаяся информация о параметрах оборудования 5G зачастую носит поверхностно-рекламный характер, и оперирует данными о количестве усилительных и антенных элементов в АФАР, мощности одного элемента и всей радиочастотной головки, диаграммах направленности и усилении различных пространственных лучей, а также о возможности реализации алгоритмов слежения за местоположением абонента для обеспечения качества предоставляемых услуг. Подобная информация может приводить к неправильному пониманию процесса излучения сигналов АФАР в сетях связи 5G, особенно на фоне исторически сложившегося понимания работы аналогичных антенных решеток в радиолокационных системах, где одной из задач, решаемых АФАР является концентрация энергетического потенциала в направлении конкретной цели. Применительно к сетям связи 5G основная задача АФАР обеспечение максимальной абонентской емкости при заданном качестве обслуживания на ограниченной территории. Концентрация энергетического потенциала вступает в противоречие с решением данной задачи, поскольку приводит к возрастанию внутрисистемных помех в зонах обслуживания соседних базовых станций и снижает энергетический потенциал вне зоны данной концентрации. Эти обстоятельства приводят к заметному уменьшению емкости сети в целом и недопустимы.

Основной целью данной работы является получение экспериментальных данных о распределении энергетического потенциала АФАР на примере базовых станций различных производителей в рамках опытной эксплуатации сетей связи 5G, реализующих технологию Beam Forming.

Объекты исследования:

- Базовая станция 000 (СООО «Мобильные Телесистемы»), расположенная по адресу г.Минск, пр.Независимости, 95. Производитель оборудования – Huawei Technologies Co., Ltd (КНР).

- Базовая станция №1814 (Унитарное предприятие «А1»), расположенная по адресу Минская область, Смолевичский район, пр-т Пекинский, 18, Индустриальный парк «Великий камень». Производитель оборудования – ZTE Corporation (КНР).

Средства измерения:

- Анализатор спектра Anritsu MS2720T.
- Измерительная антенна HyperLog 7060.

Конфигурация зоны обслуживания базовых станций

Базовая станция 000 (СООО «Мобильные Телесистемы») конфигурировалась для трех сценариев работы: Default, Сценарий 4, Сценарий 5. Выбор указанных сценариев обусловлен равенством ширины диаграммы направленности в вертикальной плоскости при изменении количества лучей и ширины диаграммы направленности в горизонтальной плоскости, что обеспечивает сопоставимость результатов измерений.

Сценарий Default является типовым сценарием обеспечения равномерного покрытия для 3-х секторной конфигурации базовой станции 5G и формирует 7(+1) лучей в горизонтальной плоскости. Сценарий 4 и 5 используется при покрытии локальных объектов с высокой плотностью трафика и предусматривают формирование 4 и 2 лучей соответственно. Схематическое расположение лучей с нумерацией секторов представлено на рисунках 1-3, красными точками обозначены места проведения измерений.

Базовая станция №1814 (Унитарное предприятие «А1») конфигурировалась для сценария №1, являющегося типовым для обеспечения равномерного покрытия и формирующего 7 лучей в горизонтальной плоскости.

Схематическое расположение лучей в секторах исследуемых базовых станций представлено на рис. 1. и 2., красной точкой обозначено место проведения измерений.



Рис. 1. Расположение лучей в сценарии Default, Базовая станция 000



Рис. 2. Расположение лучей для сценария 1, Базовая станция №1814

Секция 1 «Радиотехника, радиотехнические измерения, техника СВЧ»

В процессе измерений абонентская нагрузка создавалась тестовыми терминалами, перемещаемыми между различными лучами с контролем процедуры handover. Динамического изменения конфигурации и положения лучей в пространстве не наблюдалось.

Мощность радиоголовки базовой станцией 5G была установлена на максимальном значении равном 200 Вт. Режим работы TDD (Time Division Duplex - временное разделение каналов): 1:4.

Результаты измерений

Таблица 1. Базовая станция 000 (СООО «Мобильные Телесистемы»)

| BS | UE1 | | UE2 | | ППМ, мкВт/см ² | |
|-----|-------|-------|-------|-------|---------------------------|----------------------|
| | Расп. | Нагр. | Расп. | Нагр. | 2 луч | 4 луч |
| Off | - | - | - | - | 1×10^{-5} | 1.5×10^{-5} |
| On | 2 луч | off | 2 луч | off | 2×10^{-3} | 5.8×10^{-4} |
| On | 2 луч | on | 2 луч | off | 1.47 | - |
| On | 2 луч | on | 2 луч | on | 1.47 | 0.03 |
| On | 2 луч | on | 4 луч | on | 0.74 | 0.74 |
| On | 4 луч | on | 4 луч | on | 0.02 | 1.47 |
| On | 4 луч | on | 4 луч | off | - | 1.85 |

Таблица 2. Базовая станция №1814 (Унитарное предприятие «А1»)

| BS | UE1 | | UE2 | | UE3 | | UE4 | | ППМ, мкВт/см ² |
|-----|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|---------------------------|
| | Расп. | Нагр. | Расп. | Нагр. | Расп. | Нагр. | Расп. | Нагр. | |
| Off | - | - | - | - | - | - | - | - | 1.4×10^{-5} |
| On | 3 луч | off | 1.6×10^{-3} |
| On | 3 луч | on | 3 луч | off | 3 луч | Off | 3 луч | off | 0.13 |
| On | 3 луч | on | 3 луч | on | 3 луч | On | 3 луч | on | 0.12 |
| On | 3 луч | on | 3 луч | on | 5 луч | On | 5 луч | on | 0.06 |
| On | 1 луч | on | 1 луч | on | 5 луч | On | 5 луч | on | 0.03 |

Выводы

1. Энергетический потенциал АФАР распределяется равномерно между предустановленными пространственными лучами вне зависимости от присутствия или отсутствия в них активных абонентов.
2. Энергетические и пространственные характеристики предустановленных лучей в процессе работы АФАР не изменяются и устанавливаются только выбором соответствующего рабочего сценария.
3. Технология Beam Forming не предусматривает пространственного перемещения сформированных лучей.
4. «Слежение» за абонентом в сетях 5G осуществляется за счет его переключения между предустановленными пространственными лучами, а не изменением пространственного расположения сформированных лучей.

Список использованных источников

1. 5G RAN: Beam Management Feature Parameter Description /HUAWEI TECHNOLOGIES CO., LTD.: ©20.01.2020.
2. AAU5613 Product Description /HUAWEI TECHNOLOGIES CO., LTD.: ©10.10.2018.

УДК 621.391.827:621.396.946

ОЦЕНКА УХУДШЕНИЯ КАЧЕСТВА ПРИЕМА СИГНАЛОВ СИСТЕМЫ MMDS ПРИ ПОМЕХОВОМ ВОЗДЕЙСТВИИ ОТ СИСТЕМ СВЯЗИ LTE/LTE ADVANCED

НОВИКОВА А. А., КОЗЕЛ В. М., КОВАЛЕВ К. А., ПОДВОРНАЯ Д. А.

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

E-mail: annett.novikova@gmail.com, victornil@tut.by

Аннотация. Цель данной работы заключается в практической проверке условий и методов обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств сотовой подвижной электросвязи технологии LTE/LTE Advanced с радиоэлектронными средствами микроволновой системы распределения телевизионных сигналов технологии MMDS. В результате исследований была определена степень ухудшения качества приема сигналов системы MMDS при помеховом воздействии систем LTE.

Abstract. The purpose of this work is to practically test the conditions and methods for ensuring electromagnetic compatibility of radio electronic means of cellular mobile telecommunications of the LTE / LTE Advanced technology with radio electronic means of a microwave distribution system for television signals of the MMDS technology. As a result of the studies, the degree of deterioration in the quality of reception of MMDS signals under the interference of LTE systems was determined.

В настоящий момент на территории РБ полоса радиочастот 2500-2700 МГц определена для эксплуатации радиоэлектронных средств подвижной службы. Полоса радиочастот 2570-2620 и 2692-2700 МГц выделена для эксплуатации радиоэлектронных средств технологии MMDS. Также для эксплуатации радиоэлектронных средств сотовой подвижной электросвязи технологии LTE выделены полосы радиочастот 2530-2565/2650-2685 МГц. В связи с развитием технологии LTE возникла необходимость в выделении дополнительных полос радиочастот для этой системы, в частности полосы 2500-2530/2565-2570 и 2620-2650/2685-2690 МГц. На рисунке 1 представлена оценка радиочастотной загрузки полосы радиочастот 2500-2700 МГц.



Рис. 1. Оценка радиочастотной загрузки в полосе радиочастот 2500-2700 МГц

В связи с перспективой расширения загрузки полосы радиочастот 2500-2700 МГц, возникает необходимость определения условий обеспечения электромагнитной совместимости двух систем. Для этого были определены следующие задачи:

1. Определение критериев допустимого помехового воздействия технологии LTE на MMDS;
2. Определение степени ухудшения помеховой обстановки при расширении полосы радиочастот для технологии LTE;
3. Определение условий, при котором возможно расширение спектра радиочастот для технологии LTE.

С целью определения степени влияния были проведены экспериментальные исследования помеховое воздействие технологии LTE на приемные тракты абонентских терминалов технологии MMDS с имитацией излучения радиосигналов технологии LTE в полосе радиочастот 2620-2650 МГц и 2650-2685 МГц в присутствии внешнего излучения действующей сети LTE со сравнительной

оценкой степени изменения помехового взаимодействия на терминалах MMDS. С целью упрощения процедуры проведения экспериментальных исследований было исследовано только воздействие базовых станций LTE на приемные тракты абонентских терминалов технологии MMDS в полосе радиочастот 2620-2650 МГц. Выбранный сценарий помехового воздействия является наихудшим по отношению к другим сценариям помехового воздействия, в частности воздействию абонентских станций. Это обусловлено как минимальным частотным разнесом рабочих частот базовых станций LTE и MMDS, так и высокой энергетикой помехового воздействия.

Экспериментальные исследования производились на базе УО БГУИР, НИЛ 1.12 в реальных условиях приема сигналов, формируемых передающим оборудованием системы распределения телевизионных каналов технологии MMDS в г.Минске с фоновым излучением базовых станций и абонентских терминалов сети LTE. Схема измерительной установки представлена на рисунке 2.

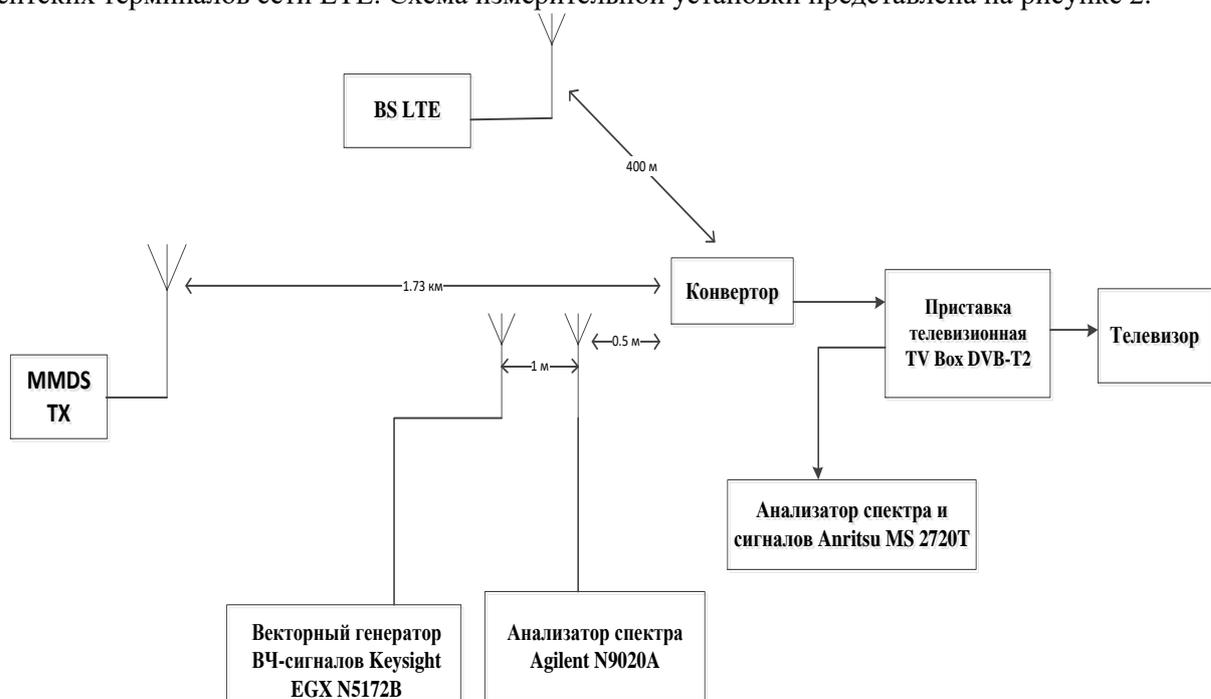


Рис. 2. Схема измерительной установки

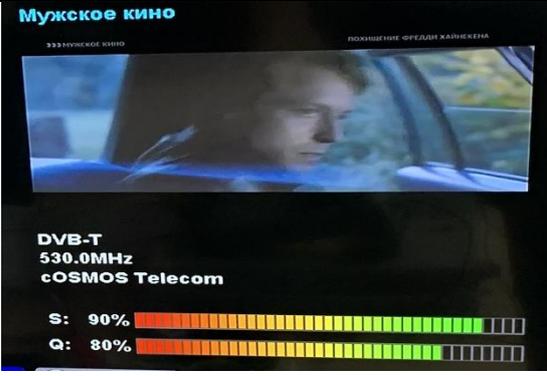
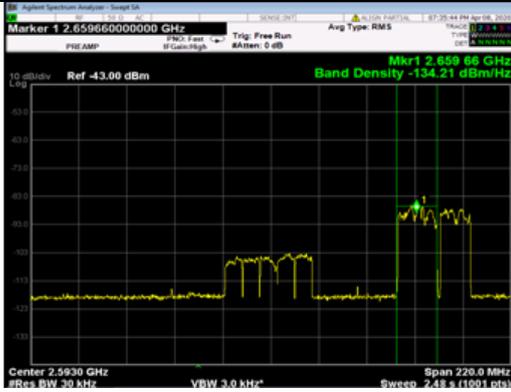
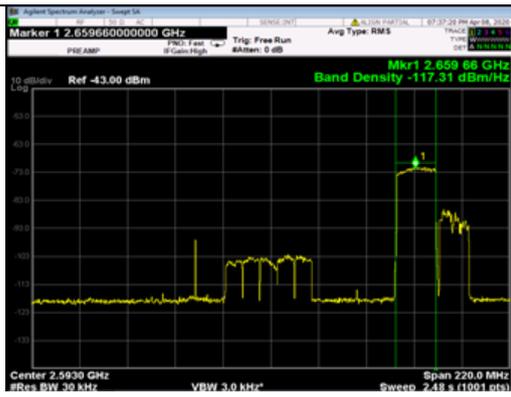
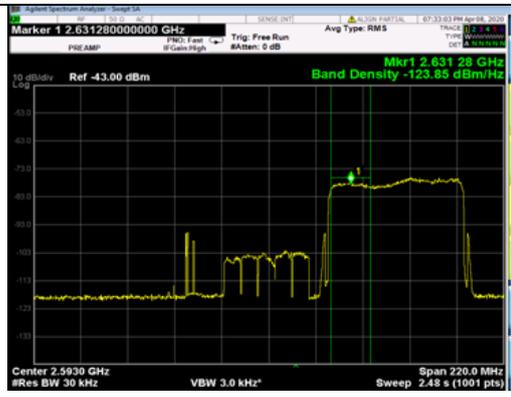
В качестве источника полезного телевизионного сигнала используется эфирный сигнал микроволновой системы распределения телевизионных сигналов технологии MMDS. В качестве имитирующего сигнала использовался сигнал со следующими характеристиками: формат сигнала – OFDM; шаг поднесущих частот – 15 кГц; количество поднесущих частот – 12 на ресурсный блок; количество ресурсных блоков 50+100+100+75 (два канала 10 и 20 МГц и два канала 20 и 15 МГц); модуляция поднесущих частот – 256QAM; вид модулирующего сигнала – случайная последовательность. [1]

Поскольку принятый метод экспериментальных исследований предполагает «эфирный» способ формирования смеси полезного сигнала и помех при оценке степени влияния помехового воздействия на прием телевизионного сигнала используется допусковый метод контроля (интерпретировать состояние параметров грациями «норма», «опасно», «брак») интегрального показателя качества демодуляции полезного сигнала телевизионной приставки «Digital DVB-T2 HD receiver». Данный метод включает в себя следующие критерии:

1. «Норма» – субъективно незаметна деградация качества демодуляции;
2. «Опасно» - деградация качества не более чем в два раза;
3. «Брак» - субъективно заметная деградация интегрального параметра качество на величину более чем в два раза, события срыва изображения или звука, а также «рассыпание», «замораживание» на воспроизводимом изображении.

В качестве критерия допустимости помехового воздействия было определено достижение допускового состояния «опасно». В табл. 1 представлены спектральные характеристики электромагнитной обстановки в месте размещения конвертора MMDS, а также изменения состояния интегрального показателя качества демодуляции полезного сигнала MMDS в пятом мультиплексе (ближайшем по частоте к излучению базовых станций LTE) для различных помеховых ситуаций.

Табл. 1. Результаты экспериментальных исследований

| Состояние интегрального показателя качество для различных помеховых ситуаций | Спектр электромагнитной обстановки в месте размещения конвертера MMDS |
|---|--|
| <p>Ситуация 1 (присутствует только внешнее излучение ближайшей базовой станции действующей сети технологии LTE), «норма». Уровень спектральной плотности сигнала базовой станции LTE/LTE-Advanced — -134дБм/Гц</p> | |
|  |  |
| <p>Ситуация 2 (наряду с внешним излучением присутствует интенсивное имитируемое излучение сигнала технологии LTE), «опасно». Уровень спектральной плотности сигнала базовой станции LTE/LTE-Advanced — -117дБм/Гц</p> | |
|  |  |
| <p>Ситуация 3 (наряду с внешним излучением присутствует интенсивное имитируемое излучение сигнала технологии LTE, работающей в расширенном частотном диапазоне 2620-2650 МГц), «опасно». Уровень спектральной плотности сигнала базовой станции LTE/LTE-Advanced — -124дБм/Гц</p> | |
|  |  |

Выводы

В результате проведенных экспериментальных исследований были получены следующие выводы:

1. Расширение полосы радиочастот для технологии LTE увеличивает степень помехового воздействия на приемные тракты абонентских терминалов технологии MMDS;
2. Расширение полосы радиочастот потенциально приведет к уменьшению соотношения сигнал/шум на 7-12 дБ, что в свою очередь соответствует увеличению радиуса потенциальной зоны помехового воздействия в 2-4 раза или на 125-230м;
3. Основными методами обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств технологии LTE/LTE-Advanced и абонентского оборудования микроволновых систем распределения телевизионных программ технологии MMDS является снижение спектральной плотности сигнала LTE/LTE-Advanced на входе приемника MMDS как непосредственно за счет снижения мощности излучаемого сигнала LTE/LTE-Advanced, так и за счет использования избирательных свойств антенн и территориального разноса конфликтующих средств.

Список использованных источников

1. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception. 3GPP TS 36.101 version 14.3.0 Release 14.

УДК 623.462.22

ПОВЫШЕНИЕ МАНЕВРЕННОСТИ ЗЕНИТНОЙ УПРАВЛЯЕМОЙ РАКЕТЫ

ЛОПУХОВ А. В., ДРАГУН В. Р.

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

E-mail: lopuhov.2017@mail.ru

Аннотация. В работе представлены результаты исследования бортовой системы стабилизации зенитной управляемой ракеты, используя сравнение классического способа создания управляющих сил и моментов (аэродинамического) и комбинированного (аэродинамического совместно с газодинамическим).

Abstract. The paper presents the results of a study of the on-board stabilization system of an anti-aircraft guided missile, using a comparison of the classical method of creating control forces and moments (aerodynamic) and combined (aerodynamic together with gas-dynamic).

Особое и важное внимание в современных вооруженных противоборствах занимает средства воздушно-космического нападения (СВКН), которые способны решать как стратегические, так и тактические задачи [1]. СВКН состоят из: авиационного, ракетного и космического вооружения. Которые способны уничтожать важные государственные (военные) объекты, воздушного и наземного базирования, с высокой точностью поражения.

Исходя из этого, является необходимым создание надежной защиты от СВКН, так как от её решения зависит обороноспособность Республики Беларусь. Такая защита включает в себя следующие компоненты: противокосмическую, противоракетную и противовоздушную оборону.

Одним из важнейших компонентов является система противовоздушной обороны, с её помощью обороняются наиболее важные административные и промышленные центры, крупные военные базы, атомные электростанции и другие важные объекты, от ударов СВКН [2].

Постоянный рост тактико-технических характеристик СВКН, вынуждает применять (разрабатывать) новые, перспективные зенитные управляемые ракеты (ЗУР). Так как средства нападения получили существенное развитие и эффективность (значительное расширение диапазона высот, скоростей, дальностей и маневренных возможностей СВКН).

Возможности зенитных ракетных войск по поражению СВКН в большинстве своем зависит от характеристик ЗУР, точности ее наведения на цель, маневренных свойств, в том числе и огневой производительности самого комплекса.

Маневренность ЗУР является обобщенной характеристикой, которая определяется: временем быстрогодействия, максимально нормальным ускорением и маневровооруженностью.

Для обеспечения высокоманевренности ЗУР необходимо применить газодинамический способ создания управляющих сил и моментов наряду с аэродинамическим способом – комбинированный. Достоинством применения газодинамического способа будут являться:

создание большого поперечного ускорения и быстрогодействия ЗУР, в том числе и на больших высотах, так как аэродинамический способ не позволяет эффективно использовать рули на таких высотах;

простая реализация;

малая масса конструкции (позволяет не изменять начальную массу модернизируемого образца вооружения).

Комбинированный способ создания управляющих сил и моментов позволяет реализовать режим сверхманевренности за счет:

использования аэродинамических сил в сочетании с системой импульсных реактивных микродвигателей, вынесенных относительно центра масс на некоторое расстояние;

использования двигателей поперечного управления, располагаемых вблизи центра масс.

1.1 Закон изменения максимально-нормального ускорения при комбинированном способе:

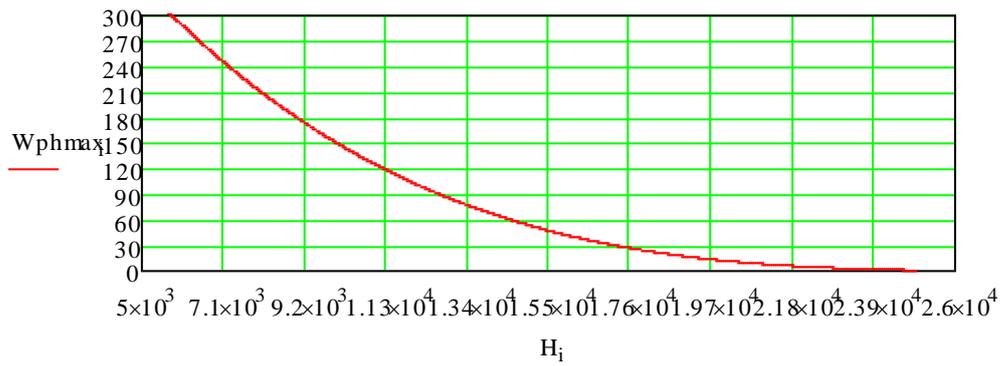


Рис. 1. Изменение максимально-нормального ускорения по высоте при газодинамическом управлении

1.2 Закон изменения максимально-нормального ускорения при аэродинамическом способе

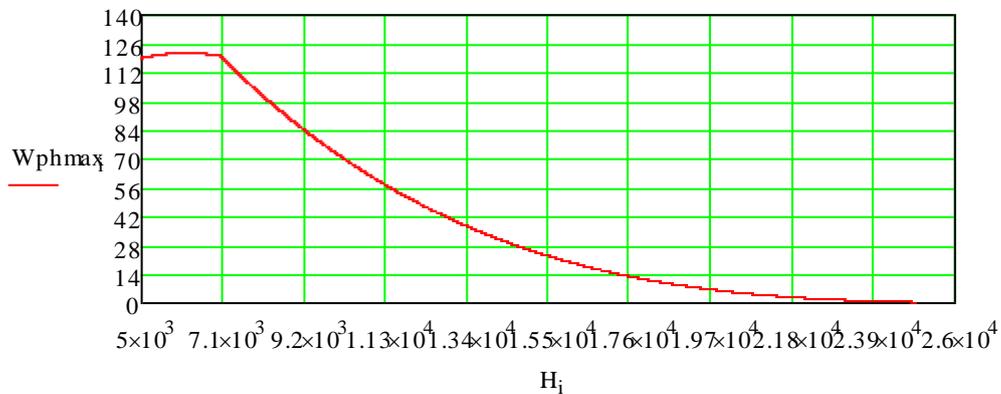


Рис. 2. Изменение максимально-нормального ускорения по высоте при аэродинамическом управлении

2.1 Формирование промахов при комбинированном способе.

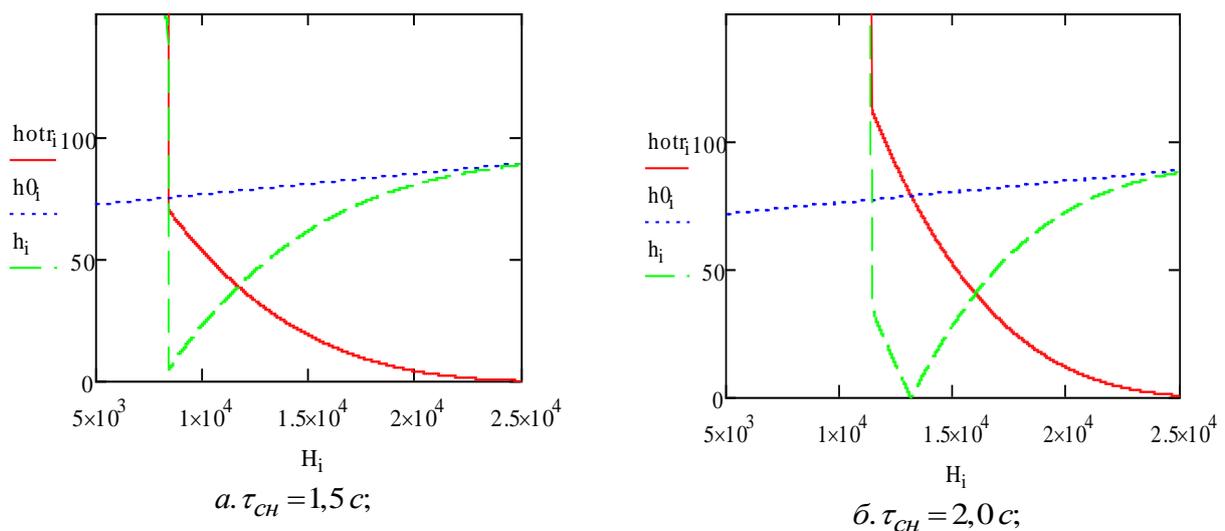


Рис. 3.

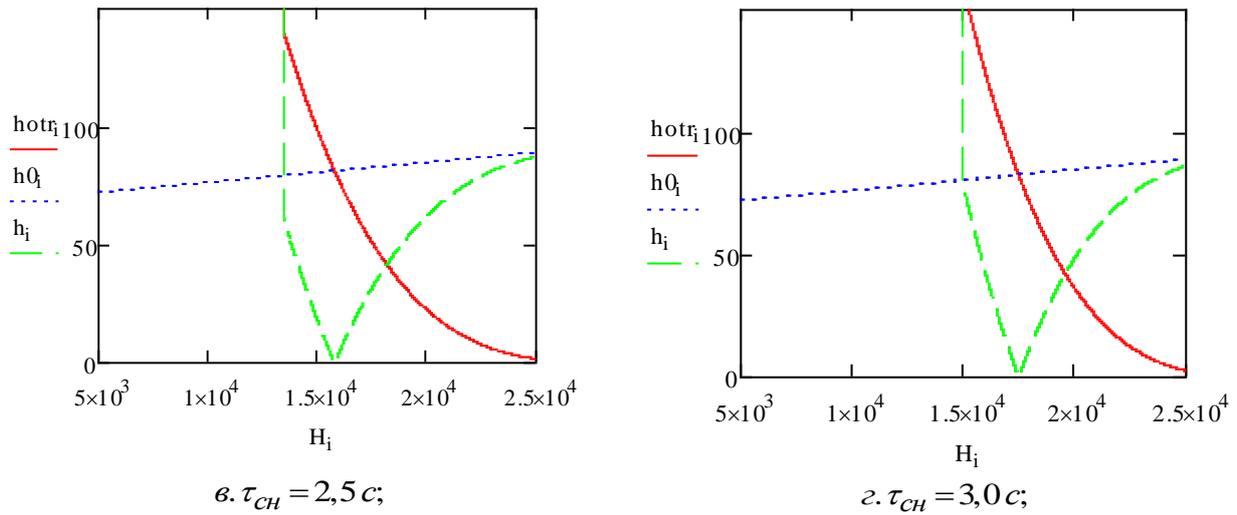


Рис. 3. Формирование в зависимости от высоты полета и времени самонаведения при газодинамическом управлении

2.2 Формирование промахов при аэродинамическом способе

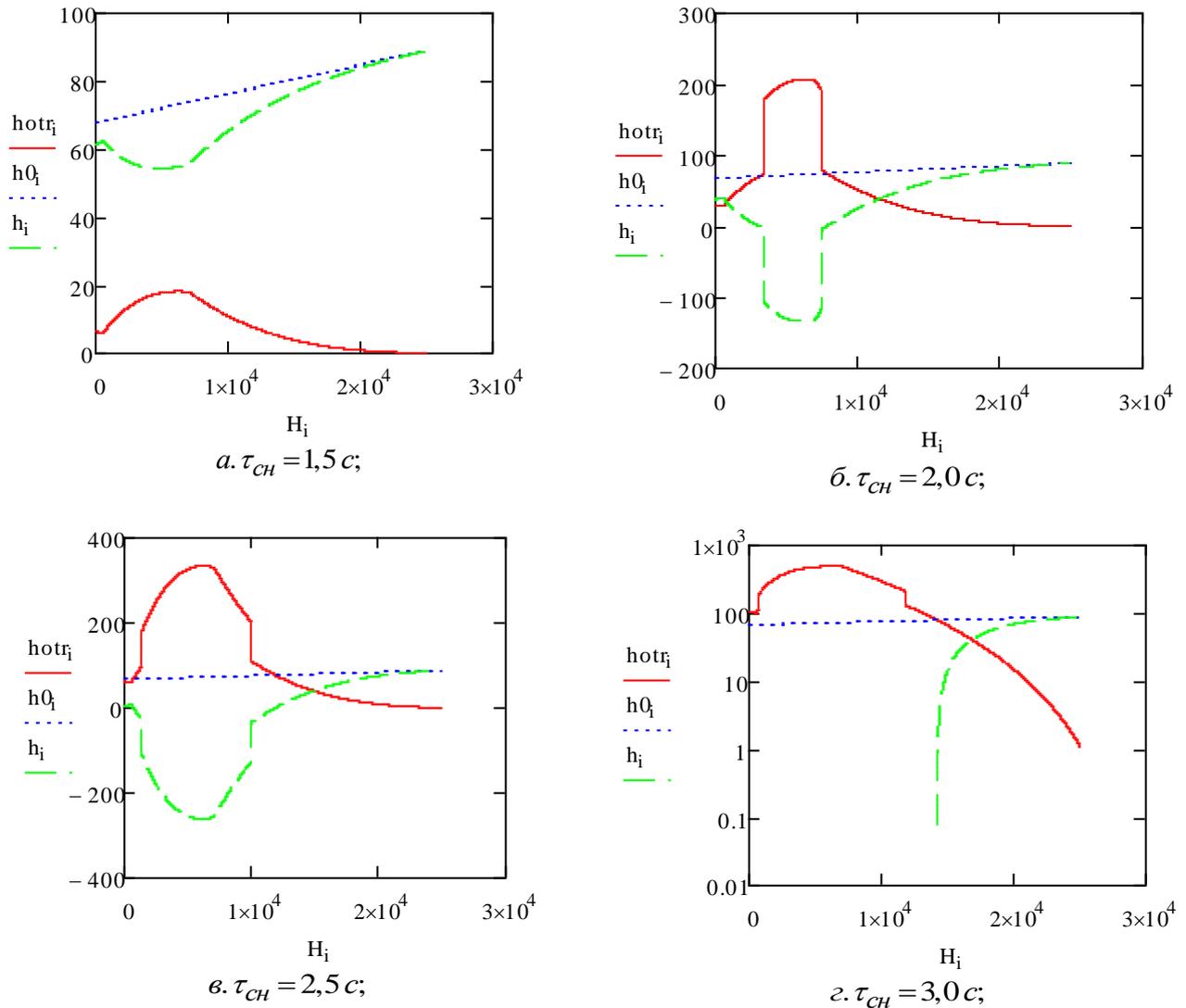


Рис. 4. Формирование в зависимости от высоты полета и времени самонаведения при аэродинамическом управлении

3 Целевая эффективность двух моделей: аэродинамического и газодинамического

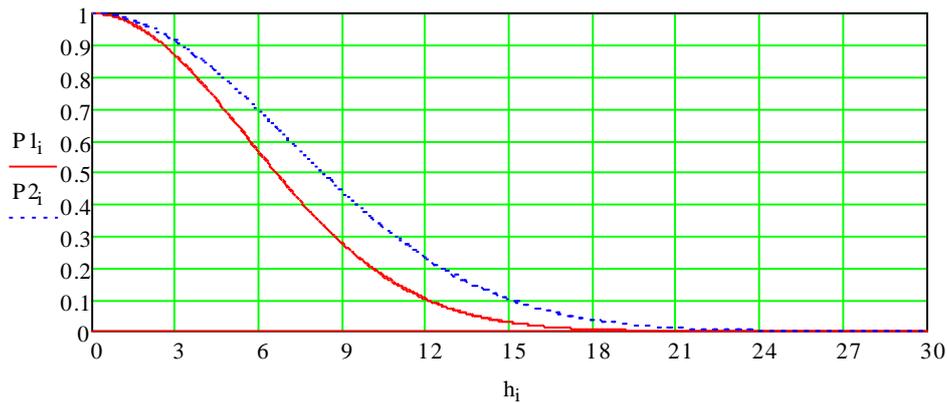


Рис. 5. Целевая эффективность ЗУР, выполненной по «классической» (прямая линия) и комбинированной схеме (штриховая линия)

При сравнении эффективности двух моделей ЗУР, видно, что комбинированную модель следует применять более выгодно с точки зрения использования массовых ресурсов для реализации. В частности, сравнение

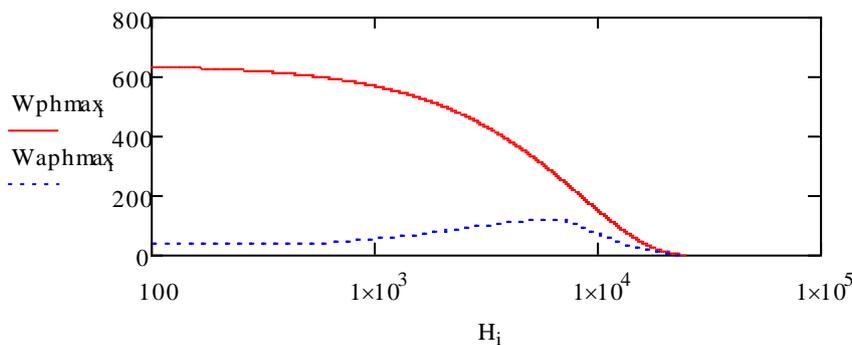


Рис. 6. Сравнение максимально-нормальных ускорений при аэродинамическом и газодинамическом управлении

Структурная схема комбинированного способа создания управляющих сил и моментов представлена в [3]. Благодаря комбинированному способу создания управляющих сил и моментов, располагаемая перегрузка ЗУР увеличилась более чем в два раза, что видно на рисунке 6, в диапазоне средних высот, а время реакции уменьшилось почти в 5 раз и остается неизменным во всем диапазоне высот.

Результаты, показанные на рис. 3. и 4., показывают, что при фиксированном значении высоты и времени самонаведения на конечном участке целевая эффективность ЗУР при комбинированном способе создания управляющих сил и моментов выше, чем при аэродинамическом способе. Также при фиксированном значении высоты и времени самонаведения наблюдается превышение отработанного промаха с использованием импульсной двигательной установки над промахом классической компоновочной схемы ракеты.

Список использованных источников

1. Рюриков, Д. Б. Американская концепция «Быстрого глобального удара» / Д. Б. Рюриков // Геополитика и мегаполис. – 2010. – № 2. – С. 16–23.
2. Фактор противоракетной обороны в формировании нового пространства безопасности: сб. материалов Моск. Междунар. Конф. по противоракетной проблематике. – М.: Военинформ МО РФ, 2012. – 586 с.
3. Проектирование зенитных управляемых ракет / И. С. Голубева [и др.]; под общ. ред. И. С. Голубева – М.: Издательство МАИ, 1999. – 728 с.

УДК 621.317.729.3

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЯ ФАЗЫ АНТЕННОГО СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

КОВАЛЕВИЧ Д. А.

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

E-mail: tut4mail@tut.by

Аннотация. Определены особенности использования измерителя фазы в антенном согласующем устройстве. Проведен анализ причин появления искажений в выходном сигнале измерителя фазы. Разработан алгоритм, позволяющий компенсировать эти отклонения.

Abstract. The peculiarities of using a phase meter in an antenna matching device are determined. The analysis of the output signal distortion causes of the phase meter is carried out. The compensation algorithm for these deviations has been developed.

Введение

Процесс согласования применительно к автоматическим согласующим устройствам (СУ) состоит из двух этапов: измерение параметров нагрузки и выработка управляющих сигналов для элементов согласующей цепи. Измеритель фазы является неотъемлемой частью СУ, независимо от типа измеряемых электрических величин и используемых алгоритмов работы.

СУ, использующие поисковые алгоритмы, не предъявляют высоких требований к точности измерителя фазы. Более того, в случае наличия аппаратных датчиков активного сопротивления и активной проводимости необходимо только определение ее знака. При проектировании СУ с малым временем настройки, использующие расчетные способы согласования, требуется достаточно высокая точность определения фазы.

Особенность используемого в СУ измерителя связана с динамическим диапазоном входных сигналов. Так как модуль сопротивления мобильных антенн может изменяться в пределах от десятков Ом до единиц кОм в рабочем диапазоне частот [1], то динамический диапазон сигналов датчиков тока и напряжения может превосходить 30 дБ. Для реализации такого измерителя подходит схема цифрового фазового детектора, изображенного на рис. 1. Он состоит из входных компараторов, логического элемента «исключающее ИЛИ», D-триггера и фильтров низких частот (ФНЧ).

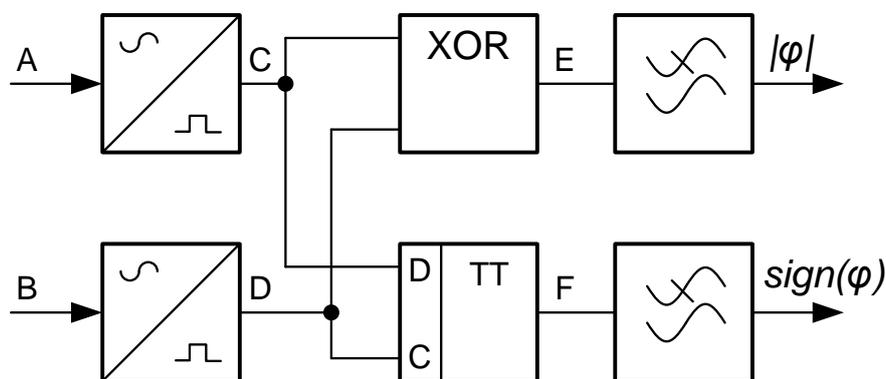


Рис. 1. Цифровой фазовый детектор

Однако такой реализации тоже свойственны погрешности измерения. Рассмотрим механизмы возникновения искажений и методы повышения точности измерителя.

Теория

Одной из причин появления погрешностей при измерении фазы является конечное ненулевое значение гистерезиса компараторов. Так как цифровой фазовый детектор определяет разность фаз между входными сигналами по их переходам через ноль, то любое искажение фазы при нахождении положения этой точки вызовет соответствующие изменения в выходном сигнале. Для расчета величины фазового набега, обусловленного гистерезисом, примем некоторые допущения:

- входные сигналы имеют синусоидальную форму;
- вносимый фазовый сдвиг имеет достаточно малое значение.

Выходной сигнал компаратора с гистерезисом изменит свой уровень с некоторым смещением по фазе относительно точки перехода через ноль (рис. 2.). Приведенное значение порогового уровня компаратора приравняем к значению входного сигнала, задержанного по фазе относительно точки перехода через ноль:

$$\sin(\Delta\varphi) = \frac{H/2}{A} = \frac{H}{2\sqrt{2}U_{RMS}} \approx \Delta\varphi, \quad (1)$$

где H – гистерезис компаратора;

A – амплитуда входного сигнала;

U_{RMS} – среднеквадратичное значение входного сигнала;

$\Delta\varphi$ – ошибка в определении точки перехода через ноль входного сигнала.

Точно можно определить фазовый набег по формуле:

$$\Delta\varphi = \arcsin\left(\frac{H}{2\sqrt{2}U_{RMS}}\right). \quad (2)$$

В упрощенном с учетом принятых допущений виде:

$$\Delta\varphi = \frac{H}{2\sqrt{2}U_{RMS}}. \quad (3)$$

Как видно из формулы (2), ошибка в определении положения точки перехода через ноль, обусловленная гистерезисом компаратора, зависит только от уровня входного сигнала, и не зависит от его частоты.

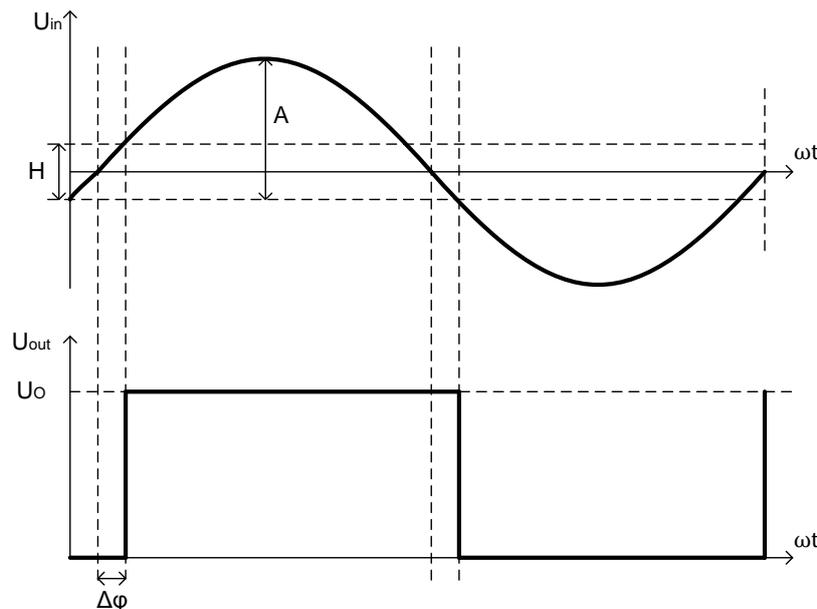


Рис. 2. Влияние гистерезиса на фазовый набег

Не менее значительным источником искажений выходного сигнала цифрового фазового детектора является конечная скорость нарастания и спада выходного напряжения логических интегральных схем (ИС).

Выходное напряжение U_φ измерителя фазы можно определить как:

$$U_\varphi = DC_+ \cdot U_O = \frac{t_{ON}}{T/2} \cdot U_O = \frac{\varphi}{2\pi f} \cdot 2f U_O = \frac{\varphi}{\pi} \cdot U_O, \quad (4)$$

где DC_+ - скважность выходного сигнала ИС;

U_O – выходное напряжение высокого уровня;

t_{ON} – длительность сигнала высокого уровня;

T – период входного сигнала;

f – частота входного сигнала.

Для ИС с нулевым временем переходного процесса t_{tr} произведение длительности сигнала высокого уровня на его величину есть площадь прямоугольника (сигнал U_E на рис. 3.). Для ИС с конечным временем переходного процесса форма выходного сигнала примет вид трапеции (сигнал U_E^*). До тех пор, пока длительность сигнала высокого уровня превышает время переходного процесса, их площади будут равны. В случае меньшей длительности импульса его форма примет вид треугольника, а амплитуда не достигнет значения высокого уровня и будет ограничена значением U_O^* .

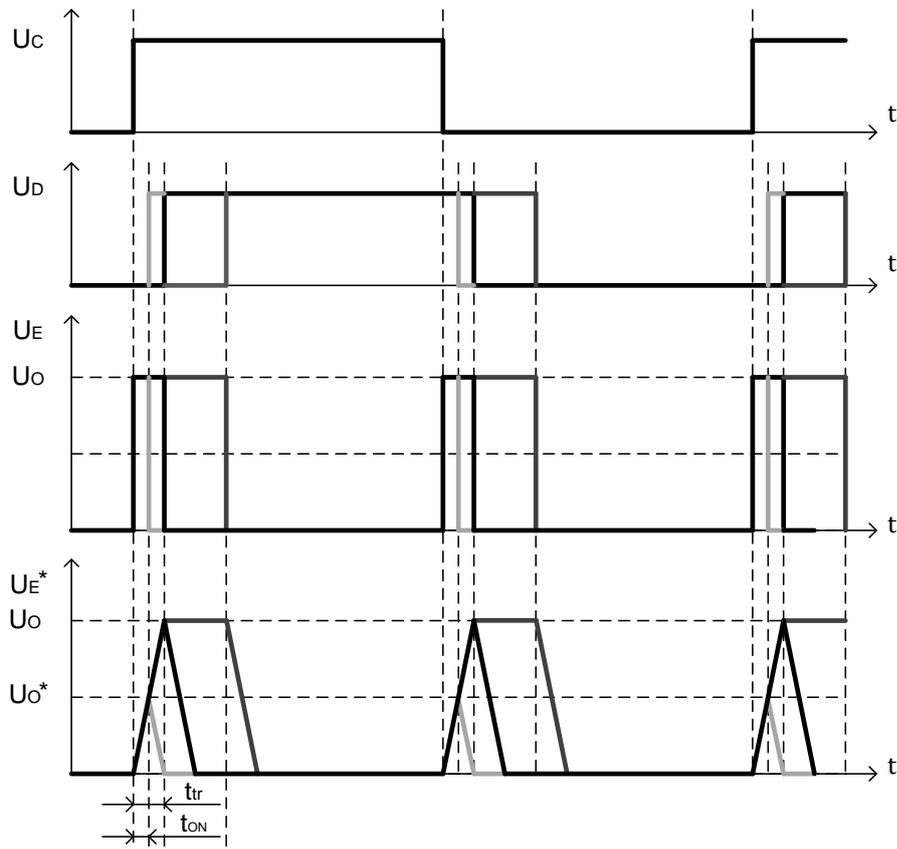


Рис. 3. Временные диаграммы работы детектора при малых углах

Это напряжение можно рассчитать по формуле:

$$U_O^* = \frac{U_O}{t_{tr}} \cdot t_{ON} = \frac{U_O}{t_{tr}} \cdot \frac{\varphi}{\omega} . \quad (5)$$

Площадь треугольника S можно определить следующим образом:

$$S = U_O^* \cdot t_{ON} = \frac{U_O}{t_{tr}} \cdot \left(\frac{\varphi}{\omega}\right)^2 . \quad (6)$$

Напряжение U_{φ}^* на выходе ФНЧ при использовании реальных ИС:

$$U_{\varphi}^* = \frac{S}{T/2} = \frac{2}{T} \cdot U_0 \cdot \left(\frac{\varphi}{\omega}\right)^2. \quad (7)$$

Определим соотношение между выходным напряжением фазового детектора построенного на ИС с нулевым временем переходного процесса и на реальных ИС:

$$\frac{U_{\varphi}}{U_{\varphi}^*} = U_0 \frac{\varphi}{\pi} \cdot \frac{t_{tr}\omega^2}{2fU_0\varphi^2} = \frac{t_{tr}\omega}{\varphi} = \frac{\varphi}{\varphi^*}. \quad (8)$$

Искажения выходного сигнала присущие малым измеренным углам также будут наблюдаться и при больших. Условие появления искажений сигнала можно записать следующим образом:

$$\varphi > \pi \cdot \omega t_{tr}. \quad (9)$$

Стоит отметить, что разность фаз между током и напряжением находится в диапазоне $[-\pi/2; \pi/2]$, и условие (9) может наступить только при инвертировании одного из входных сигналов.

Способы повышения точности измерителя фазы можно разделить на:

- аппаратные (использование быстродействующих ИС, применение компараторов с минимальным гистерезисом);
- программные (компенсация скорости нарастания выходного напряжения ИС, компенсация влияния гистерезиса компаратора).

Целью данной работы является разработка алгоритма программной коррекции выходного сигнала измерителя фазы с целью повышения его точности без использования аппаратных методов.

Истинная разность фаз входных сигналов может быть выражена из (8):

$$\varphi^2 = \varphi^* t_{tr} \omega; \quad (10)$$

$$\varphi = \sqrt{\varphi^* t_{tr} \omega}; \quad (11)$$

$$\varphi^* = \pi \frac{U_{\varphi}^*}{U_0}. \quad (12)$$

Для больших углов формула примет вид:

$$\varphi = \pi - \sqrt{(\pi - \varphi^*) \cdot \omega \cdot t_{tr}} \quad (13)$$

Для компенсации влияния гистерезиса необходимо рассчитать результирующую ошибку. Она будет зависеть от фазового сдвига обоих каналов измерителя.

$$\Delta\varphi_A = \frac{H_A}{2\sqrt{2} \cdot U_{A\text{RMS}}} \quad (14)$$

$$\Delta\varphi_B = \frac{H_B}{2\sqrt{2} \cdot U_{B\text{RMS}}} \quad (15)$$

В случае положительной фазы измеряемого сигнала, гистерезис канала А будет уменьшать скажность выходного импульса в точке Е (рис. 1.), а гистерезис канала В – увеличивать. Скорректированная фаза φ_{res} может быть определена следующим образом:

$$\varphi_{res} = \text{sign}(\varphi) \cdot (|\varphi| - \Delta\varphi_B + \Delta\varphi_A) = \varphi - \Delta\varphi_B + \Delta\varphi_A. \quad (16)$$

При отрицательной фазе:

$$\varphi_{\text{RES}} = \text{sign}(\varphi) \cdot (|\varphi| - \Delta\varphi_A + \Delta\varphi_B) = -\varphi - \Delta\varphi_B + \Delta\varphi_A. \quad (17)$$

Если обобщить формулы (16) и (17) получим:

$$\varphi_{\text{RES}} = \text{sign}(\varphi) \cdot |\varphi| - \Delta\varphi_B + \Delta\varphi_A = \text{sign}(\varphi) \cdot |\varphi| + \frac{H_A}{2\sqrt{2} \cdot U_{A \text{ RMS}}} - \frac{H_B}{2\sqrt{2} \cdot U_{B \text{ RMS}}}. \quad (18)$$

С учетом приведенных выше корректирующих формул (11) и (18), предлагаемый алгоритм компенсации ошибок изображен на рис. 4.

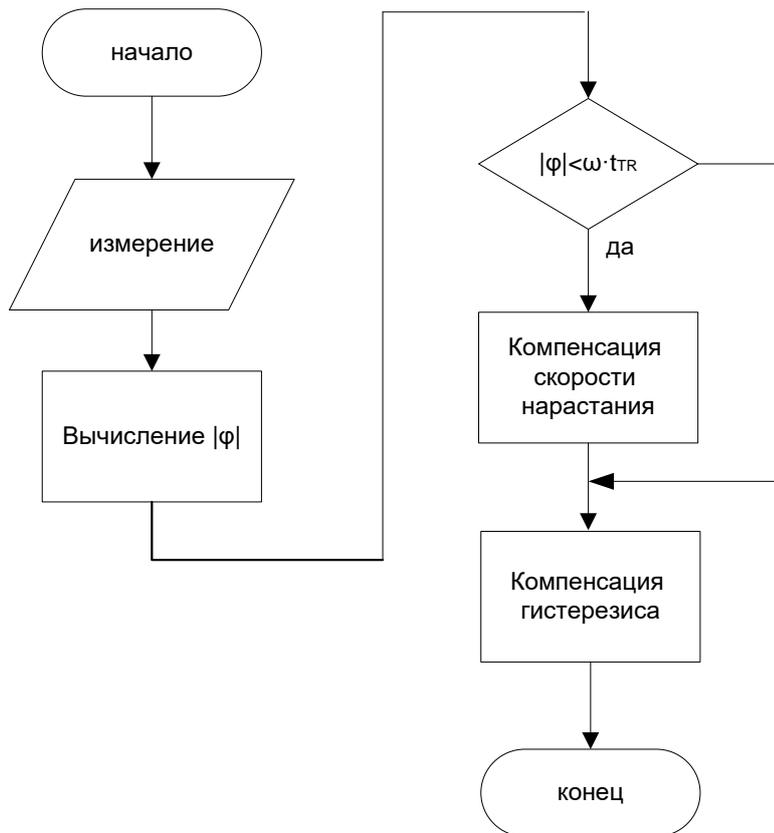


Рис. 4. Алгоритм коррекции выходного сигнала измерителя фазы

Заключение

Разработан алгоритм компенсации искажений выходного сигнала измерителя фазы, реализованного на логических элементах. Предложенный способ позволяет получить высокую точность измерений в широком диапазоне уровней входных сигналов и для любой разности фаз между ними.

Список использованных источников

1. Н. И. Листопад, Д. А. Ковалевич. Оптимизация параметров мобильных антенн ВЧ диапазона // Доклады БГУИР №6 (116), Минск: 2018. С. 73-79.

УДК 621.396.2-026.26

ПРОБЛЕМАТИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВЫХОДНЫХ КАСКАДОВ СИСТЕМЫ 5G

ЖЕРНОСЕКОВ Р. А.

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

E-mail: ewbtt@yandex.ru

Аннотация. В статье рассматривается конструкция выходных каскадов системы 5G, используемые полупроводниковые технологии, важность получения высокой линейности и эффективности выходных каскадов.

Abstract. The article discusses the design of the output stages of the 5G system, the semiconductor technologies used, the importance of obtaining high linearity and efficiency of the output stages.

Система 5G – это название нового стандарта сотовой связи пятого поколения. Основные принципы мобильной радиосвязи были разработаны ещё в 50-х годах прошлого столетия. 5G, как и предыдущие поколения использует радиоканал для передачи данных.

Система 5G является следующим этапом используемого в настоящее время стандарта 4G. Проведенные к настоящему времени испытания показали, что сети 5G начинают демонстрировать высокую производительность в различных приложениях, таких как густонаселенные городские районы и точки доступа внутри помещений.

Пропускная способность сети зависит от ряда факторов, а именно доступную полосу, количество каналов связи, количество сот, отношение сигнал/шум. Увеличение рабочей полосы за счёт перехода в миллиметровую область спектра позволит повысить пропускную способность, однако при таком переходе не должно быть серьёзного увеличения энергопотребления, что является важным требованием при проектировании УМ для 5G. Таким образом, требование высокой экономичности по потреблению электроэнергии сохраняется.

Усилитель мощности (УМ) описывается рядом характеристик, среди которых – коэффициент усиления, стабильность усиления, уровень выходной мощности, линейность, КПД, входной и выходной коэффициенты стоячей волны по напряжению (КСВН) и коэффициент шума. Рабочая полоса УМ характеризует способность данного усилителя сохранять значения этих параметров в необходимом частотном диапазоне. Например, коэффициент усиления имеет максимальное на низких частотах и минимальное на высоких частотах, допустимое отклонение определяется стабильностью усиления: значение ± 1 дБ соответствует диапазону стабильности в 2 дБ во всём рабочем диапазоне усилителя. [1]

В диапазоне миллиметровых волн выходная мощность для точки компрессии указывается на уровне 1дБ. Получить большую мощность возможно, если увеличить уровень входного сигнала, однако это приведёт к увеличению нелинейности самого усилителя, и основные параметры усилителя мощности будут определяться искажениями сигнала. В полностью линейном усилителе входные сигналы являются пропорциональными выходным.

На ряду, с высокой линейностью усилителей мощности, используемых в системах 5G, важным параметром является высокий КПД самого УМ. Известно, что КПД усилителя максимален при его работе именно в режиме компрессии, там, где режим работы активного элемента усилителя принято считать насыщенным, а его выходная мощность, соответственно будет иметь максимальное значение. Линейность тракта усилителя мощности систем 5G один из важнейших параметров, так как для высокой скорости передачи данных используются сложные схемы модуляции. Однако линейность и КПД усилителей мощности два противоречивых понятия, поиск компромисса между ними составляет основную задачу при проектировании УМ.

Для производства усилителей миллиметрового диапазона применяются различные полупроводниковые технологии- транзисторы на кремний-германии (SiGe), арсениде галлия (GaAs), фосфиде индия (InP), нитриде галлия (GaN).

Кремниевые LDMOS-усилители, которые получили широкое распространение в роли мощных активных элементов в базовых станциях сетей 3G и 4G. Кремниевые УМ со структурой «кремний-на-

изоляторе» позволяют обеспечить требуемые значения мощности при объединении нескольких таких транзисторов.

В последнее время предпочтительным материалом для активного элемента в составе УМ становится нитрид галлия (GaN) в области миллиметровых частот. [3]

Список использованных источников

1. <https://www.soel.ru/online/problemy-proektirovaniya-ustroystv-dlya-setey-5g-millimetrovogo-diapazona/>
2. <https://www.awr.com/articles/experiencing-future-pa-design>
3. <https://www.terraelectronica.ru/news/5471>

УДК 621.372.632

СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ КРУПНОГО ШАГА СЕТКИ ЧАСТОТ

ЛЯШУК Ю. А., СОКОЛОВСКИЙ Д. В., КОРЕНЕВСКИЙ С. А.

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

E-mail: Yury-Liashuk@yandex.by, SokolDimon9797@mail.ru

Аннотация. В работе проведен анализ схем построения синтезаторов частот крупного шага сетки частот (порядка 200 – 400 МГц). Актуализировано использование петель фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с высокой частотой сравнения (порядка 400 МГц) для применения в качестве синтезатора частот крупного шага сетки со значительно малым уровнем фазового шума (порядка -110 дБн/Гц на отстройке 10 кГц при формировании сигнала 10 ГГц). Разработана схема, программное обеспечение микроконтроллера для управления синтезатором. Проведены исследования параметров синтезатора частот крупного шага сетки частот.

Abstract. The paper analyzes the circuits for constructing frequency synthesizers with a large frequency grid step (about 200 - 400 MHz). The use of a phase-locked loop with a high comparison frequency (about 400 MHz) for use as a frequency synthesizer with a large grid step with a significantly low phase noise level (about -110 dBc / Hz at 10 kHz offset when forming a 10 GHz signal) has been updated. A circuit, microcontroller software for synthesizer control has been developed. Investigations of the parameters of the frequency synthesizer with a large step of the frequency grid are carried out.

В настоящее время в условиях боевых действий противоборствующими сторонами все активнее используются ударные беспилотные летательные аппараты, крылатые и баллистические ракеты, работающие на крайне малых высотах [1]. Данные объекты отличает достаточно малая эффективная поверхность рассеяния (до 0,1 м²) и относительно невысокие скорости (до 300 м/с), что приводит к достаточно малым доплеровским смещениям отраженного сигнала и к ужесточению технических требований радиолокационных станций для их обнаружения.

В состав современных радиолокационных станций входит многофункциональный синтезатор частот, который формирует сигналы для сеток частот первого и второго гетеродинов, зондирующего сигнала, для опорной и тактовой частот. Как правило, ухудшение фазового шума синтезатора частот приводит к снижению чувствительности приемного тракта, а также сужению диапазона измеряемых доплеровских частот. При построении синтезаторов частот наиболее трудными для одновременного выполнения являются требования по фазовым шумам, по скорости переключения частот, по уровню побочных спектральных составляющих, по массогабаритным показателям [2, 3]. Требуемые параметры могут быть достигнуты путем применения гибридных синтезаторов на основе прямого аналогового и прямого цифрового метода синтеза (рис. 1.).

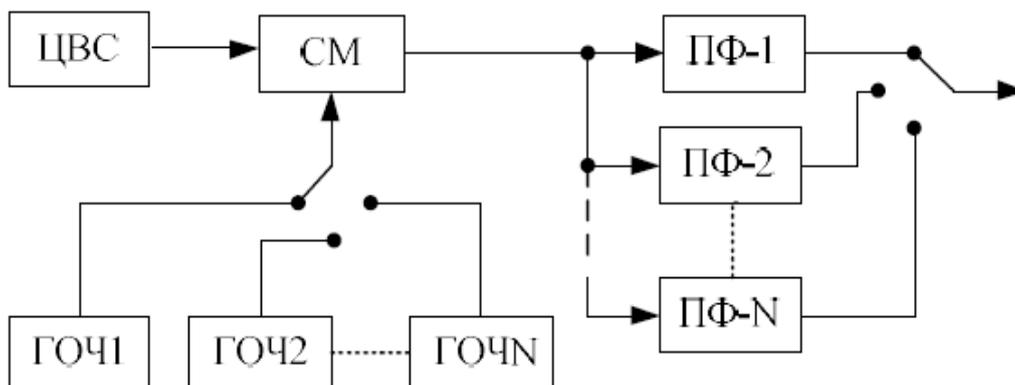


Рис. 1. Гибридный синтезатор на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза

Данный синтезатор состоит из банка генераторов опорной частоты ГОЧ1...ГОЧN, смесителя СМ, цифрового вычислительного синтезатора ЦВС и набора полосовых фильтров [4]. Крупный шаг сетки частот получается переключением выходного сигнала банка ГОЧ. ЦВС в свою очередь обеспечивает малый шаг перестройки. Достоинства гибридного синтезатора: широкий диапазон частот; высокая скорость перестройки; низкий уровень фазовых шумов; малое количество и малый уровень побочных составляющих спектра на больших отстройках от несущей за счет применения полосовых фильтров; достижение очень малого шага перестройки частоты за счет ЦВС.

Современные методы синтеза подразумевают когерентную работу – работу от одного опорного кварцевого генератора, поэтому на сегодняшний день крупный шаг сетки частот может формироваться путем использования умножителей на диодах с накоплением заряда, схем ФАПЧ. Первые в свою очередь требуют на своем выходе высокочастотных фильтров, что приводит либо к увеличению габаритов, либо увеличению техпроцесса их изготовления.

Применение схем ФАПЧ в качестве синтезаторов частот крупного шага или ГОЧ позволяют добиться низких побочных составляющих спектра, малого уровня фазовых шумов.

Разработанная структурная схема синтезатора частот крупного шага изображена на рис. 2.

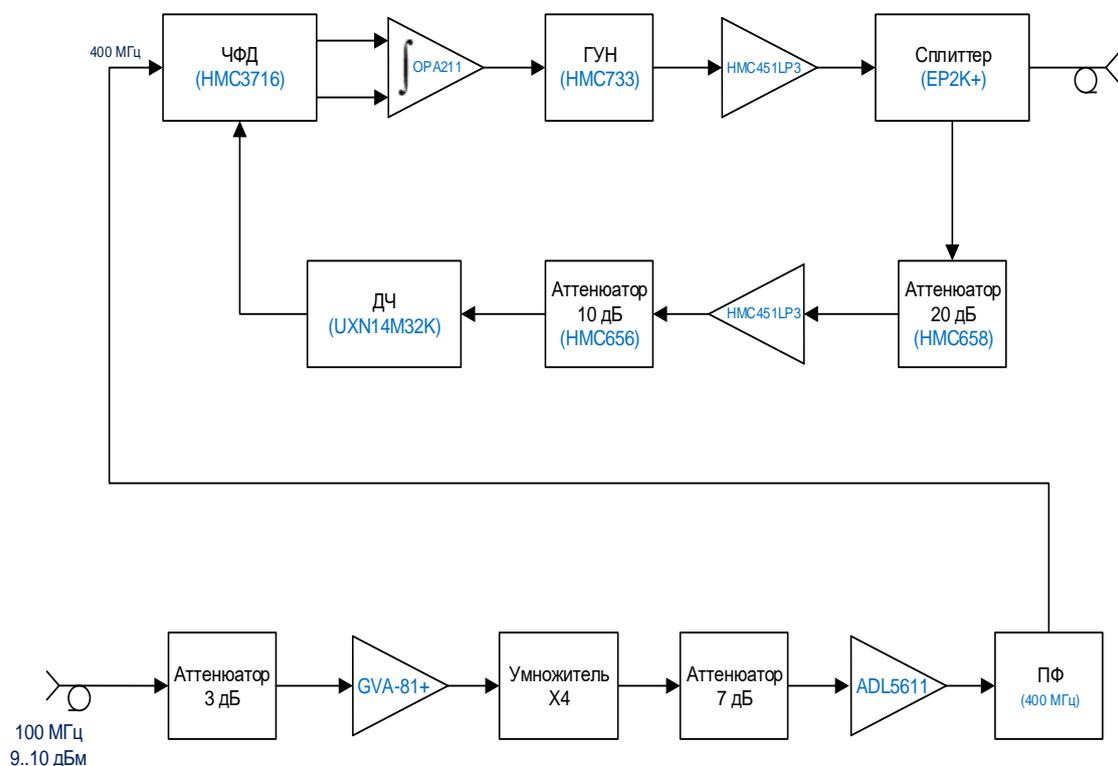


Рис. 2. Структурная схема синтезатора частот крупного шага

Из рис. 2. видно, что сигнал опорного высокостабильного кварцевого генератора (ГК317) поступает умножается на 4 и после фильтруется поступает на частотно-фазовый детектор (ЧФД). Относительно высокая опорная частота (400 МГц) позволяет уменьшить коэффициент деления в петле обратной связи и тем улучшить фазовый шум (фазовый шум на выходе петли ФАПЧ в пределах полосы пропускания петлевого фильтра определяется как сумма фазовых шумов на входах ЧВД, чувствительности по фазовым шумам самого ЧВД, а также $20 \log N$, где N – коэффициент деления в петле обратной связи). ЧВД формирует фазовую ошибку, которая поступает через петлевой фильтр на генератор управляемый напряжением (ГУН).

В результате исследований синтезатора частот крупного шага получены спектр выходного сигнала и график фазового шума синтезатора, которые изображены на рис. 3., 4.

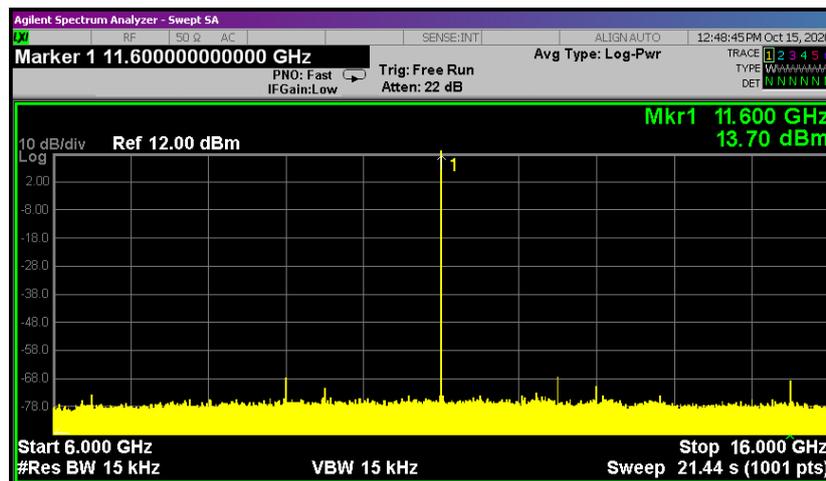


Рис. 3. Спектр выходного сигнала синтезатора частот крупного шага при формировании выходной частоты 11.6 ГГц



Рис. 4. График фазового шума синтезатора частот крупного шага при формировании выходной частоты 11.6 ГГц

В результате выполнения работы произведена разработка, изготовление, настройка и экспериментальные исследования синтезатора частот крупного шага сетки частот.

Список использованных источников

1. Alabaster C., Pulse Doppler Radar. Principles, Technology, Applications. / Alabaster C. SciTech Publishing, Edison, NJ, 2012, p. 139-145.
2. Соколовский, Д. В. Широкополосный генератор радиочастот с малым уровнем побочных излучений / Д. В. Соколовский // Радиотехника и электроника: 55-я юбилейная научная конференция аспирантов, магистрантов и студентов, Минск, 22-26 апреля 2019 г. / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники. – Минск, 2019. – С. 138 – 139.
3. Ляшук, Ю. А. Программно-управляемый широкополосный генератор СВЧ / Ю. А. Ляшук // Радиотехника и электроника: 55-я юбилейная научная конференция аспирантов, магистрантов и студентов, Минск, 22-26 апреля 2019 г. / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники. – Минск, 2019. – С. 104 – 105.
4. Якименко, К. А. Гибридные синтезаторы частот с низким уровнем фазовых шумов: дис. канд. техн. наук. / К. А. Якименко; МИВЛГУ. – Муромск, 2018. – С. 30 – 32.

УДК 621.382.3

СПОСОБ АППРОКСИМАЦИИ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЧ ТРАНЗИСТОРОВ, ПРЕДСТАВЛЕННЫХ В ЧИСЛЕННОМ ВИДЕ, НА ДИСКРЕТНОМ РЯДЕ ЧАСТОТ

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

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

E-mail: ystasmoz@gmail.com

Аннотация. Представлен способ аппроксимации частотных характеристик СВЧ транзисторов, представленных в численном виде, что противоречит постановке задачи на широкополосное согласование аналитическими методами, которые требуют строгого описания объекта исследования. Это означает, что согласуемая нагрузка должна представляться в виде дробно-рациональной функции. Настоящая работа направлена на решение данной проблемы.

Abstract. A method for approximating the frequency characteristics of microwave transistors, presented in a numerical form, is presented, which contradicts the statement of the problem for broadband matching by analytical methods that require a rigorous description of the research object. This means that the load being matched must be represented as a fractional rational function. This work is aimed at solving this problem.

Постановка задачи

В настоящее время во всем мире наблюдается стремительное развитие радиоэлектронных систем в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ): систем сотовой и радиорелейной связи, радионавигации и радиолокации, телевидения и т.д. Убедиться в этом нетрудно, обратившись к широкому спектру самой передовой продукции в диапазоне СВЧ, выпускаемой ведущими корпорациями в этом секторе: TriQuint Semiconductor, Hittite Microwave Corporation, Excelics, RFMD, Mimix Broadband и рядом других. Компоненты, в частности СВЧ транзисторы, выпускаемые этими корпорациями, как правило, имеют технический паспорт – «Datasheet», в котором указывается основная информация о рабочих параметрах, режимах работы и характеристиках транзистора. Частью этой информации являются заданные на дискретном ряде частот значения (модуль и фаза) элементов матрицы рассеяния (рис. 1).

| малошумящий СВЧ ПТШ ЗП373 | | | | | | | | | |
|---|----------------------|-------------|---|----------|------------------------|-----------------------|------------------------|------------------------|-----------------------|
| Малошумящие арсенидгаллиевые полевые СВЧ транзисторы типа ЗП373А,Б,В-2,5 предназначены для применения в приемо-усилительной аппаратуре с общей герметизацией. | | | | | | | | | |
| - Диапазон частот 1-8 ГГц; | | | | | | | | | |
| - Коэффициент усиления по мощности $K_{up\text{ max}} > 11.5$ дБ (4 ГГц); | | | | | | | | | |
| - Коэффициент шума $K_{ш\text{ min}} < 0.4$ дБ (4 ГГц); | | | | | | | | | |
| - Длина затвора 0.3 мкм; | | | | | | | | | |
| - Ширина затвора 800 мкм. | | | | | | | | | |
| Предельные режимы | | | | | Классификация по типам | | | | |
| Параметр | Величина | | | | Тип транзистора | $K_{ш\text{ max}}$ дБ | $K_{up\text{ min}}$ дБ | $K_{up\text{ max}}$ дБ | $K_{ш\text{ min}}$ дБ |
| $U_{on\text{ max}}$, В | 4.5 | | | | не более | не менее | не менее | не менее | |
| $U_{is\text{ max}}$, В | -3.0 | | | | ЗП373А-2.5 | 0.4 | 11.5 | 12.5 | |
| $U_{is\text{ max}}$, В | -7.0 | | | | ЗП373Б-2.5 | 0.5 | 11 | 12 | |
| P_{max} , мВт | 100 | | | | ЗП373В-2.5 | 0.6 | 10 | 11 | |
| T, град С | -60 ... +85 | | | | | | | | |
| Электрические параметры транзисторов ЗП373А,Б,В-2.5 при температуре 25°С | | | | | | | | | |
| Параметр | Обозначение | Размерность | Электрический режим | Значение | | | | | |
| | | | | не менее | типовое | не более | | | |
| Начальный ток стока | $I_{s\text{ min}}$ | мА | $U_{gs} = 3\text{В}$ $U_{ds} = 0\text{В}$ | 35 | 73 | - | | | |
| Ток утечки затвора | $I_{s\text{ off}}$ | мкА | $U_{gs} = -2.5\text{В}$ | - | - | 10 | | | |
| Крутизна | S | мА/В | $U_{gs} = 3\text{В}$ $I_{ds} = 20\text{мА}$ $f = 5 \cdot 10^{-4}$ ГГц | 30 | 69 | - | | | |
| Порог перегрузки транзистора | $P_{вых\text{ max}}$ | мВт | $U_{gs} = 3\text{В}$ $I_{ds} = 20\text{мА}$ $f = 4$ ГГц | 5 | - | - | | | |
| S-параметры транзисторов ЗП373А,Б,В-5 | | | | | | | | | |
| Частота f, ГГц | S ₁₁ | | S ₂₁ | | S ₁₂ | | S ₂₂ | | |
| | Mod. | φ(град) | Mod. | φ(град) | Mod. | φ(град) | Mod. | φ(град) | φ(град) |
| 0.5 | 0.9911 | -18.5845 | 5.5308 | 166.8671 | 0.0284 | 78.9917 | 0.5119 | -13.8621 | |
| 1.0 | 0.9671 | -36.4208 | 5.2944 | 154.3208 | 0.0542 | 68.5704 | 0.4945 | -27.1196 | |
| 1.5 | 0.9340 | -52.9650 | 4.9601 | 142.7660 | 0.0761 | 59.1415 | 0.4705 | -39.3502 | |
| 2.0 | 0.8982 | -67.9537 | 4.5835 | 132.3657 | 0.0935 | 50.8684 | 0.4440 | -50.3757 | |
| 2.5 | 0.8640 | -81.3537 | 4.2060 | 123.0954 | 0.1069 | 43.7274 | 0.4184 | -60.2079 | |
| 3.0 | 0.8338 | -93.2697 | 3.8512 | 114.8319 | 0.1170 | 37.5955 | 0.3954 | -68.9605 | |
| 3.5 | 0.8081 | -103.8623 | 3.5294 | 107.4209 | 0.1245 | 32.3191 | 0.3757 | -76.7812 | |
| 4.0 | 0.7869 | -113.3106 | 3.2430 | 100.7137 | 0.1300 | 27.7503 | 0.3595 | -83.8152 | |
| 4.5 | 0.7698 | -121.7797 | 2.9903 | 94.5819 | 0.1341 | 23.7615 | 0.3464 | -90.1901 | |
| 5.0 | 0.7561 | -129.4162 | 2.7679 | 88.9203 | 0.1370 | 20.2481 | 0.3362 | -96.0128 | |
| 5.5 | 0.7452 | -136.3454 | 2.5721 | 83.6443 | 0.1390 | 17.1266 | 0.3286 | -101.3713 | |
| 6.0 | 0.7367 | -142.6726 | 2.3993 | 78.6873 | 0.1404 | 14.3313 | 0.3231 | -106.3370 | |
| 6.5 | 0.7302 | -148.4854 | 2.2461 | 73.9963 | 0.1412 | 11.8103 | 0.3196 | -110.9687 | |
| 7.0 | 0.7253 | -153.8567 | 2.1097 | 69.5297 | 0.1416 | 9.5230 | 0.3177 | -115.3145 | |
| 7.5 | 0.7218 | -158.8468 | 1.9877 | 65.2541 | 0.1416 | 7.4375 | 0.3173 | -119.4142 | |
| 8.0 | 0.7194 | -163.5058 | 1.8781 | 61.1429 | 0.1414 | 5.5285 | 0.3181 | -123.3011 | |

Рис. 1. «Datasheet» транзисторов ЗП373А, Б, В 5

Матрица рассеивания четырехполюсников

В отличие от теории низкочастотных цепей, где для описания РЭУ используют матрицы полных сопротивлений $[Z]$, полных проводимостей $[Y]$ и матрицы передачи типа $[ABCD]$, в диапазоне СВЧ целесообразно использовать так называемые волновые матрицы рассеяния $[S]$, выражающие зависимости между комплексными амплитудами падающих и отраженных волн на граничных сечениях СВЧ устройства [1]. Это обусловлено тем, что в технике СВЧ измеряемыми величинами, как правило, являются не сопротивления и проводимости, а комплексные коэффициенты отражения и передачи, и, следовательно, эти коэффициенты, характеризующие отношения падающих и отраженных волн, следует рассматривать как наиболее удобные при описании СВЧ элементов устройств. В дальнейшем представляет интерес рассмотрение такого класса многополюсников, как четырехполюсник (ЧП).

Для пассивного линейного ЧП, включенного в СВЧ тракт с волновым сопротивлением Z_0 , можно записать уравнения, определяющие линейную связь между падающими и отраженными волнами на входе и выходе ЧП, в виде:

$$\begin{aligned} U_{отр1} &= S_{11}U_{пад1} + S_{12}U_{отр2}; \\ U_{пад2} &= S_{21}U_{пад1} + S_{22}U_{отр2}. \end{aligned} \quad 1)$$

Матрицу $[S]$ называют матрицей рассеяния. Для ЧП эта матрица имеет размер 2×2 . Она устанавливает связь между комплексными нормированными амплитудами отраженных и падающих волн в плечах ЧП.

В матричной записи уравнения (1) приобретают вид:

$$\begin{bmatrix} U_{отр1} \\ U_{отр2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_{пад1} \\ U_{пад2} \end{bmatrix}. \quad 2)$$

Элементы волновой матрицы рассеяния имеют определенный физический смысл и могут быть измерены сравнительно простым способом, в частности с помощью измерительной линии.

При работе СВЧ – четырехполюсника на согласованную нагрузку отраженная волна, на его выходе, отсутствует, а из соотношения (2) следует:

$$S_{11} = \frac{U_{отр1}}{U_{пад1}}; \quad S_{21} = \frac{U_{пад2}}{U_{пад1}}; \quad 3)$$

где S_{11} – комплексный коэффициент отражения от входа исследуемого ЧП, а S_{21} – комплексный коэффициент передачи ЧП. В общем случае он учитывает как активные потери в четырехполюснике, так и потери на отражение.

Элементы S_{22} и S_{12} имеют аналогичный смысл, но соответствуют обратному включению ЧП (при этом выход ЧП соединяют с генератором, а на вход его включают согласованную нагрузку).

Значения матрицы рассеяния описывают свойства ЧП лишь на заданной частоте. Для представления ЧП в полосе частот элементы матриц рассеяния необходимо преобразовать в рациональную функцию от комплексной частоты (s) вида:

$$f(s) = \frac{a_0 + a_1s + a_2(s)^2 + \dots + a_n(s)^n}{b_0 + b_1s + b_2(s)^2 + \dots + b_m(s)^m}, \quad 4)$$

где все коэффициенты при s должны быть вещественными и неотрицательными, а высшие степени полинома числителя (n) и знаменателя (m), так же, как и их низшие степени, не могут отличаться более чем на 1 [2].

Способ аппроксимации частотных характеристик СВЧ транзисторов, представленных в численном виде, на дискретном ряде частот

Аппроксимировать, заданные в табличном виде, модуль и фазу коэффициента отражения S_{11} СВЧ устройства предлагается дробно-рациональной функцией (4) с неизвестными коэффициентами при переменной s .

Так как рассматриваемые модуль и фаза коэффициента отражения S_{11} являются комплексными, то для поиска функции, описывающей транзистор с заданными параметрами, необходимо воспользоваться некоторыми свойствами комплексных чисел.

Модуль комплексного числа S_{11} можно представить в виде

$$|S_{11}| = \sqrt{A^2 + B^2}, \quad (5)$$

где A – действительная часть S_{11} , а B – мнимая часть. Тогда фаза коэффициента отражения S_{11} равна

$$\varphi = \arctan \frac{B}{A}. \quad (6)$$

Представим функцию (4) через четные и нечетные части ее числителя и знаменателя [3]:

$$f(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{(m_1 + n_1)}{(m_2 + n_2)}.$$

Умножим $P(s)$ и $Q(s)$ на $(m_2 - n_2) = Q(-s)$:

$$f(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{(m_1 + n_1)(m_2 - n_2)}{(m_2 + n_2)(m_2 - n_2)} = \frac{(m_1 m_2 - n_1 n_2) + (n_1 m_2 - m_1 n_2)}{m_2^2 - n_2^2},$$

где:

$m_1 = a_0 + a_2 s^2 + \dots + a_{2n} s^{2n}$ - четная часть числителя функции $f(s)$;

$m_2 = b_0 + b_2 s^2 + \dots + b_{2m} s^{2m}$ - четная часть знаменателя функции $f(s)$;

$n_1 = a_1 s + \dots + a_{(2n+1)} s^{(2n+1)}$ - нечетная часть числителя функции $f(s)$;

$n_2 = b_1 s + \dots + b_{(2m+1)} s^{(2m+1)}$ - нечетная часть знаменателя функции $f(s)$.

С помощью математического преобразования, выражение (4) можно представить в виде четной $Ev f(s)$ и нечетной $Od f(s)$ части от $f(s)$:

$$Ev f(s) = \frac{m_1 m_2 - n_1 n_2}{m_2^2 - n_2^2}; \quad (7)$$

$$Od f(s) = \frac{n_1 m_2 - m_1 n_2}{m_2^2 - n_2^2}; \quad (8)$$

При $s = i\omega$ имеем:

$$Ev f(s)|_{s=i\omega} = \text{Re } f(i\omega)$$

$$Od f(s)|_{s=i\omega} = i \text{Im } f(i\omega)$$

Выражения (7) и (8) предлагается использовать в качестве аппроксимирующих функций $\text{Re } f(s)$ и $\text{Im } f(s)$ передаточных и входных характеристик радиотехнических устройств.

Исходя из (5) и (6) модуль (ρ) и фаза (η) примет вид:

$$\rho(i\omega) = \sqrt{\left(\frac{m_1 m_2 - n_1 n_2}{m_2^2 - n_2^2}\right)^2 + \left(\frac{n_1 m_2 - m_1 n_2}{m_2^2 - n_2^2}\right)^2};$$

$$\eta(i\omega) = \arctan\left(\frac{n_1 m_2 - m_1 n_2}{m_1 m_2 - n_1 n_2}\right).$$

Используя численный метод решения задачи приближения и, наложив на выражение (4) ограничения условий физической реализуемости и положительной вещественной функции, получаем системы неравенств:

$$\left\{ \begin{array}{l} |S_{11}(\omega_{min}) - \rho(\omega_{min})| \leq \delta_{\rho(\omega_{min})} \\ |S_{11}(\omega_1) - \rho(\omega_1)| \leq \delta_{\rho(\omega_1)} \\ \dots\dots\dots \\ |S_{11}(\omega_{max}) - \rho(\omega_{max})| \leq \delta_{\rho(\omega_{max})} \end{array} \right. \quad 9)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |\varphi(\omega_{min}) - \eta(\omega_{min})| \leq \delta_{\eta(\omega_{min})} \\ |\varphi(\omega_1) - \eta(\omega_1)| \leq \delta_{\eta(\omega_1)} \\ \dots\dots\dots \\ |\varphi(\omega_{max}) - \eta(\omega_{max})| \leq \delta_{\eta(\omega_{max})} \end{array} \right. \quad 10)$$

Где в качестве целевой функции выбран параметр δ , который минимизируется путем подбора коэффициентов $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ и $b_0, b_1, b_2, \dots, b_m$.

Решение систем неравенств (9) и (10) позволяет определить такие коэффициенты $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ и $b_0, b_1, b_2, \dots, b_m$ выражения (4), которые позволяют сформировать аналитическую математическую модель (АММ) нагрузки с высокой степенью адекватности.

Результаты и выводы

В качестве примера, на рис. 2. показаны результаты аппроксимации параметра S_{11} транзистора 3П373 (рис.1) способом, представленным выше. При решении данной задачи использовался метод наименьших квадратов (11), заключающегося в минимизации суммы квадратов отклонений наблюдаемых значений зависимой переменной от значений, аппроксимированных моделью [4].

$$\sum_{i=1}^k (S_{11}(\omega_i) - \rho(\omega_i))^2 \leq \delta, \quad (11)$$

где k – количество точек аппроксимации.

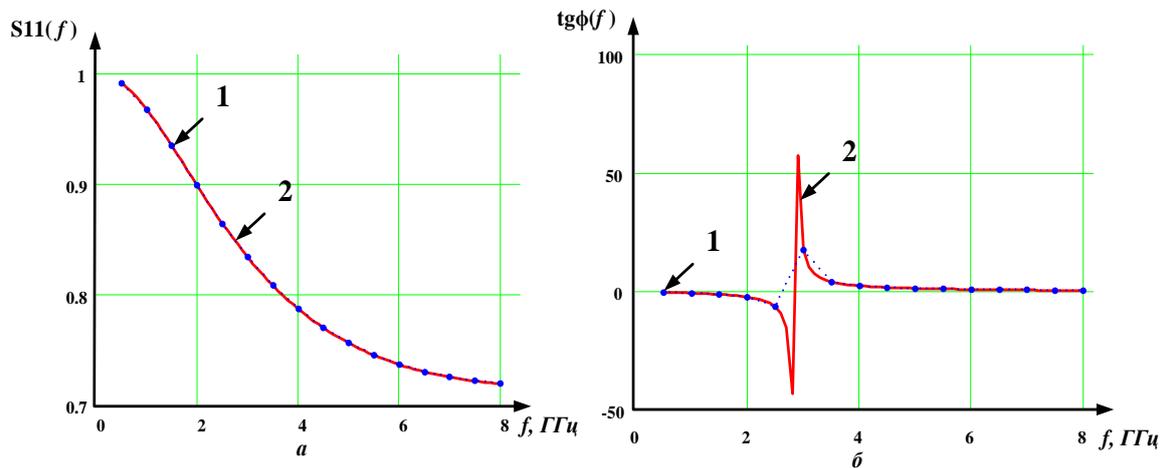


Рис. 2. Зависимость изменения модуля (а) и фазы (б) параметра S_{11} транзистора 3П373 в рабочей полосе частот: 1 – значения, представленные в «Datasheet»; 2 – аппроксимированные значения.

Представленные результаты были получены при абсолютной погрешности аппроксимации $\Delta S_{11} = 0.0227\%$ и $\Delta \varphi = 0.0244\%$, что соответствует относительной погрешности не более 10%, и обеспечивают высокую степень адекватности полученной АММ.

Сформированная АММ позволяет достаточно точно оценить характер изменения характеристик (коэффициента передачи по мощности, КСВ и других параметров.) транзистора за счет получения функции коэффициентов S-параметров. Следует заметить, что полученные АММ возможно использовать при реализации согласующих цепей в дальнейших исследованиях.

Список использованных источников

1. Дробахин, О. О. Техника и полупроводниковая электроника СВЧ: Учебное пособие [Электронное издание] / О. О. Дробахин, С. В. Плаксин, В. Д. Рябчий, Д. Ю. Салтыков. – Севастополь: Вебер, 2013.
2. Карни, Ш., Теория цепей. Анализ и синтез. – М. «Связь», 1973. – 269с.
3. Лэм, Г., Аналоговые и цифровые фильтры / Г. Лэм. – М. Мир, 1982. – 251 с.
4. Жданюк, Б. Ф. Основы статистической обработки траекторных измерений / Б. Ф. Жданюк. - Москва: Советское радио, 1978. — 384 с.

УДК 621.396.62+623

ЦИФРОВОЙ ПРИЁМНИК СТАНЦИИ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ

СЕНЮК В. О., МАТЮШКОВ А. Л.

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

E-mail: senyuk@bsuir.by

Аннотация. Разработана функциональная схема многоканального приёмника радиотехнической разведки для обнаружения тактических радиостанций с ППРЧ. Произведены расчёты параметров быстродействия многоканального приёмника.

Abstract. A functional scheme of a multichannel receiver of radio technical reconnaissance for the observation of tactical radios with FHSS was developed. The parameters of the multichannel receiver performance parameters are calculated.

Оценка быстродействия ЦСП для выполнения БПФ с количеством выборок $N=1024$ точки, в реальном масштабе времени с разрешением по частоте $f_{pmin}=12,5$ кГц показала, что оптимальное количество каналов приёмника РТР равно 14. При этом ширина одного канала ΔF составляет 5,57 МГц.

Пример расчёта, для первого канала приёмника РТР, частоты сигнала, промежуточной частоты, частоты дискретизации и коэффициента децимации при аналогово-цифровом преобразовании с использованием формул (1-8) представлен ниже.

Центральная частота сигнала для первого канала определяется по формуле:

$$f_{cl} = \sqrt{f_{clH} \cdot f_{clB}} = 32,6665 \text{ МГц}, \quad (1)$$

где $f_{clH} = 30$ МГц; $f_{clB} = 35,57$ МГц.

Промежуточная частота:

$$f_{пч1} = f_{cl} + f_r = 42,6665 \text{ МГц}, \quad (2)$$

где $f_r = 10$ МГц – частота гетеродина.

Частота дискретизации АЦП f_s определяется из условий как:

$$\left\{ \begin{array}{l} f_{s1} \geq 2 \cdot \Delta F \\ f_{s1} = \frac{4 \cdot f_{пч1}}{2NZ - 1} \end{array} \right., \quad (3)$$

где $NZ=1,2,3,4,\dots$, соответствуют зоне Найквиста, в которую попадает несущая и ее сигнал.

Для $NZ=4$ выбирается частота дискретизации в 4 раза больше ширины полосы канала, чтобы увеличить отношение сигнал/шум и снизить требования к характеристикам антиалейзингово фильтра:

$$f_{s1} = \frac{4 \cdot 42,6665 \cdot 10^6}{2 \cdot 4 - 1} = 24,3809 \text{ MSPS}. \quad (4)$$

В этом случае количество точек БПФ $N=1950$.

Для обработки данных, за один цикл, в ЦСП, требуется уменьшить количество точек БПФ до 1024 спомощью операции децимации, которая выполняется непосредственно перед обработкой данных в ЦСП. При этом частота дискретизации с учётом разрешения по частоте:

$$f_{s \text{ DDC}} = f_{p \text{ min}} \cdot N = 12,5 \cdot 10^3 \cdot 1024 = 12,8 \text{ MSPS}, \quad (5)$$

а коэффициент B децимации составит:

$$B = \frac{f_s}{f_{s \text{ DDC}}} = \frac{24,3809 \cdot 10^6}{12,8 \cdot 10^6} = 1,9048. \quad (6)$$

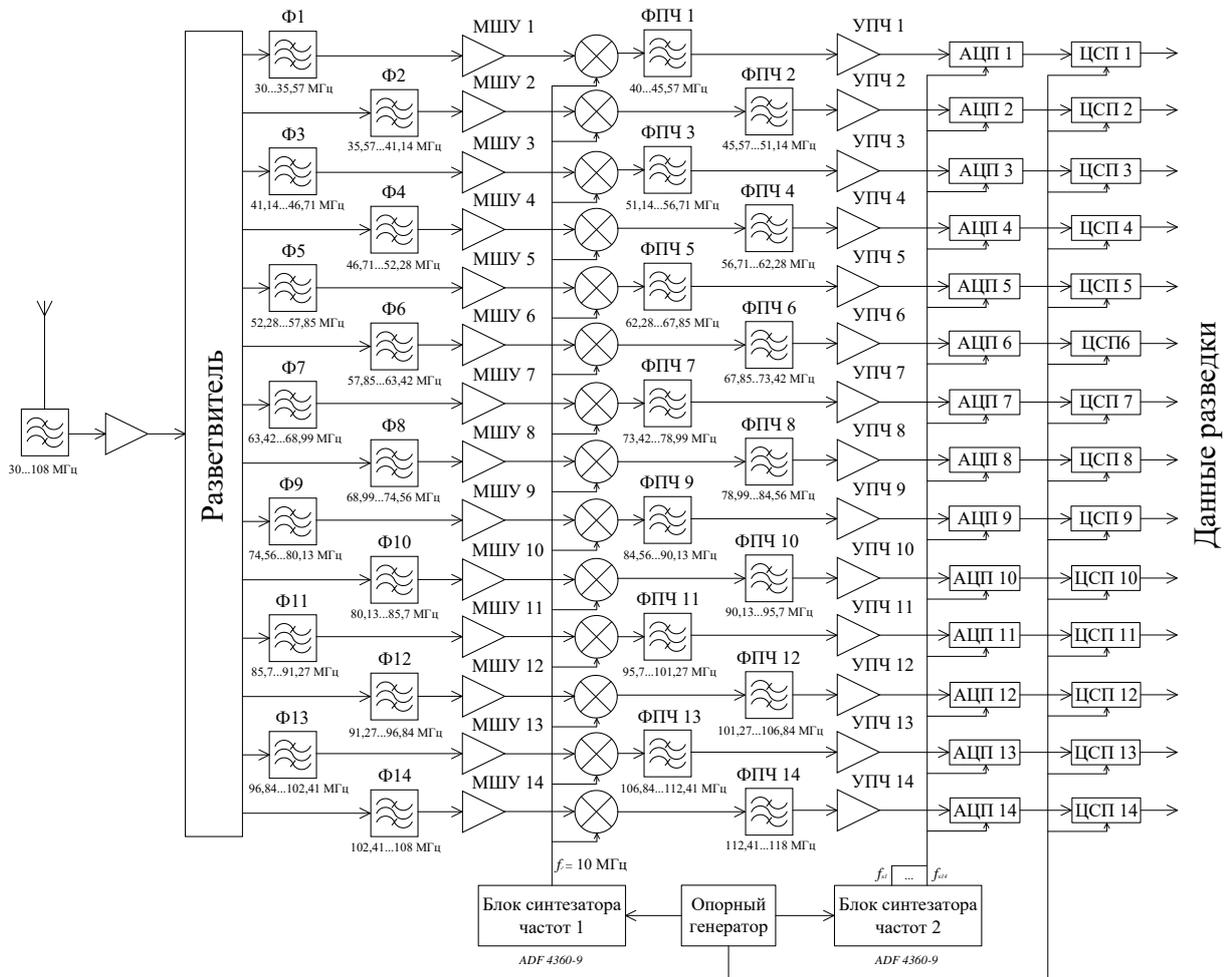


Рис. 1. Функциональная схема многоканального приёмника радиотехнической разведки

Расчёты для каждого из 14 каналов произведены аналогичным образом.

Результаты расчетов позволяют реализовать один из вариантов данного многоканального приёмника (см. функциональную схему рис. 1).

Обнаружение, обработку и анализ радиосигналов каждым из 14-ти каналов осуществляет свой ЦСП. Из доступных для приобретения моделей были выбраны ADSP-TS201S [1], 1967BH028 [2], NVCom-01 [3].

Оценка эффективности применения цифровых многоканальных приёмников РТР для обнаружения УКВ радиостанций с ППРЧ

Таблица 1. Технические характеристики ЦСП

| Процессор | Рабочая тактовая частота, МГц | Время вычисления БПФ массива из 32-разрядных комплексных чисел с плавающей точкой, мкс |
|-----------------------------|-------------------------------|--|
| ADSP-TS201S (AnalogDevices) | 600 | 25 |
| 1967BH028 (Миландр) | 450 | 26 |
| NVCom-01 (Элвис) | 300 | 15,4 |

Таблица 2. Расчёт необходимого времени обнаружения и обработки существующих ППРЧ радиостанций

| | | | |
|---|-------|--------|------|
| Количество скачков в секунду | 100 | 240 | 1000 |
| Длительность нахождения на одной частоте при передаче данных, мкс | 10000 | 4166,7 | 1000 |
| Количество обнаружений, раз | | | |
| Процессор ADSP-TS201S (AnalogDevices) | 400 | 166 | 40 |
| Процессор 1967BH028 (Миландр) | 384 | 160 | 38,4 |
| Процессор NVCom-01(Элвис) | 649 | 270 | 64,9 |

Список использованных источников

1. Цифровой сигнальный процессор ADSP-TS201S [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://analog.com/>.
2. Цифровой сигнальный процессор 1967BH028 [Электронный ресурс]: <https://media.professional.ru/processor/topics/original/2017/02/12/>. – Режим доступа: spec-1967vn028.pdf.
3. Цифровой сигнальный процессор NVCom-01 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/>.

УДК 621.371:621.396.67

A SIMPLE ALGORITHM FOR MULTIBEAM PROPAGATION COMPENSATION IN GNSS CONSUMER EQUIPMENT BASED ON A MULTICHANNEL ANTENNA SYSTEM

KOZLOV S. V., LISTOPAD N. I., SAAD X. KH.

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics
(Minsk, Republic of Belarus)

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

Аннотация. Предложен простой алгоритм, обеспечивающий компенсацию отраженных от местных предметов сигналов в аппаратуре потребителей глобальных навигационных спутниковых систем на базе многоканальной антенной системы. Алгоритм включает оценивание временного положения максимума отраженного сигнала на выходе согласованного фильтра, амплитудно-фазового распределения на элементах антенной системы и выборочной корреляционной матрицы процессов на ее выходе по выходным сигналам согласованного фильтра до и в окрестности максимума по заданному числу периодов повторения навигационного сигнала, адаптивную регуляризацию корреляционной матрицы, вычисление вектора весовых коэффициентов и компенсацию отраженного сигнала. Приведены результаты математического моделирования.

Abstract. A simple algorithm is proposed that provides compensation for signals reflected from local objects in the equipment of consumers of global navigation satellite systems based on a multi-channel antenna system. The algorithm includes the estimation of the temporal position of the maximum of the reflected signal at the output of the matched filter, the amplitude-phase distribution on the elements of the antenna system and the sample correlation matrix of the process at its output by output signals of a matched filter and in the region of maximum for a given number of repetition periods of the navigation signal, the adaptive regularization of the correlation matrix, the computation of the weight vector and the compensation of the reflected signal. The results of mathematical modeling are presented.

Problem statement

We consider the equipment of GPS GNSS consumers with a simple (3-5 elements) multi-channel antenna system in conditions of multipath propagation. The consumer equipment operates autonomously, the orientation angles of the normal to the antenna system in space are unknown.

The multipath propagation model for a single navigation satellite system is shown in fig. 1. The signal from the navigation satellite reaches the receiving antenna system from two directions: direct from satellite and from a local object (for example, a building). The path difference for these waves is $\Delta d > 0$, complex reflection coefficient $\dot{K} = |K| e^{j\pi}$, where $|K|$ is the reflection coefficient module. It is considered that the phase of the reflected wave changes to π .

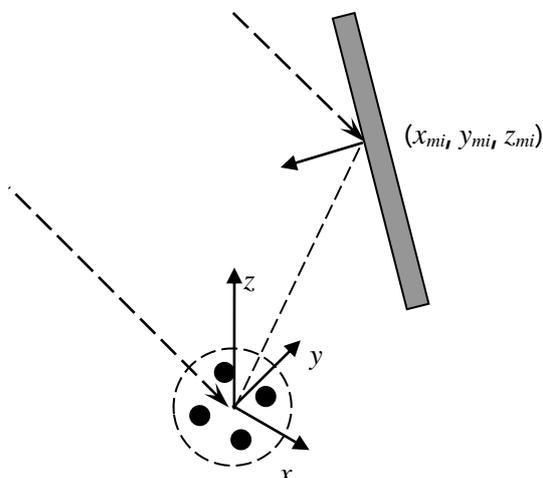


Fig.1. Multipath propagation Model

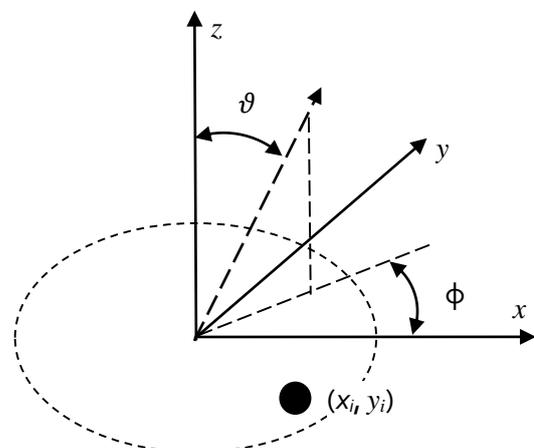


Fig.2. Antenna coordinate system

The angular positions of the forward and reflected signal in the coordinate system of the receiving antenna system are (θ_s, φ_s) and $(\theta_{mi}, \varphi_{mi})$ respectively, where θ is the angle between the normal to the plane of the antenna system and the direction of the signal; φ is the angle between the direction to the source in the plane of the antenna system and the specified axis (fig. 2.). Coordinates of receiving elements of the antenna system are (x_i, y_i) , $z_i = 0$. Coordinates of the mirror point are (x_{mi}, y_{mi}, z_{mi}) .

The presence of a reflected signal leads to distortion of the pseudo range measurement and deterioration of navigation definitions. An example of distortion of pseudorange's measurements is illustrated in fig. 3, which shows the signals at the output of the matched filter $|K|=0$ (no reflections), $|K|=0,5$; $0,8$ as a function of the range in the vicinity of the maximum. The re-reflection point was 150 m away from the consumer equipment and was at an angle of about 45° relative to the direction of the navigation signal source.

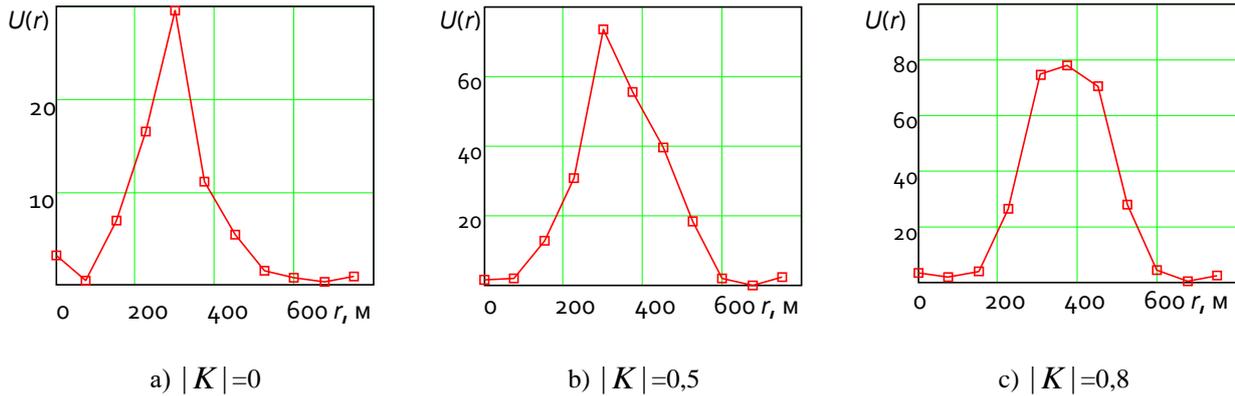


Fig. 3. View of the signal at the output of the matched filter

As can be seen from the figure, the presence of reflections leads to a shift in the peak of the compressed signal at the output of the matched filter, which can be up to 80...100 meters. When $\Delta d > \frac{c}{2\Delta f_0}$ where Δf_0 is the width of the navigation signal spectrum, the peaks due to the forward and reflected signals will be separated, and the first peak must be selected to evaluate the pseudorange.

The purpose of the work is to substantiate the algorithm for compensation of multipath propagation errors in the Autonomous operation of consumer equipment with a multi - channel receiving system.

Substantiation of the algorithm

Received signal from one of the visible navigation satellites at the input of the i - receiving element can be represented as

$$\dot{Y}_i(t) = \left(A \cdot \dot{S}(t-t_0) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \gamma_i(\theta_s, \varphi_s)} + K \cdot A \cdot \dot{S}\left(t-t_0 - \frac{\Delta d}{c}\right) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \Delta d} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \gamma_i(\theta_{mi}, \varphi_{mi})} \right) e^{j\beta_0} + N_i(t), \quad (1)$$

where A is the amplitude of the navigation signal; β_0 is the initial phase of the navigation signal determined by the time of passing the route and parameters of the ionosphere; $\dot{S}(t)$ is the complex envelope of the navigation satellite signal; $\gamma_i(\theta, \varphi) = \frac{2\pi}{\lambda} (x_i \sin \theta \cos \varphi + y_i \sin \theta \sin \varphi)$ is the function that determines the difference of the electromagnetic waves coming from the direction of the θ, φ for i^{th} element of the antenna system and the origin (0); $N_i(t)$ is internal noise i^{th} receiving channel. Expression (1) does not include signals from other satellites. Justification of the algorithm: the effect (for this algorithm – additional noise) must be evaluated separately.

Receiving channel signals after matched filtering are the following

$$\dot{U}_i(t) = F_{c\varphi}(\dot{Y}_i(t)), \quad (2)$$

where $F_{\text{сф}}(\bullet)$ is the matched filtering operator. There are almost coincident highs (peaks) for the channel signals (2) corresponding to the approximate delay time of the reflected signal (figure 3).

Select the observation interval $T_{\text{obs}} = M\tau_{\text{ns}}$, where τ_{ns} is the period of the navigation signal; M - the number of periods and generate $m = \overline{1, M}$ discrete implementations of the signal at the output of the matched filter, where Δt is the sampling period. It is assumed that the sampling rate is taken with a margin - $F_S = (2...8)\Delta f_0$.

For each implementation, we determine the maximum number in each receiving channel

$$n_{i,m}^{\max} = \arg \max_n |\dot{U}_{i,m}(n \cdot \Delta t)|, \quad (3)$$

where n is the reference number for the delay time within one period of repetition of the navigation signal. Averaging it over the receiving channels are the following:

$$n_m^{\max} = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I n_{i,m}^{\max}. \quad (4)$$

where I is number of receiving channels.

Knowing the position of the maxima in each repetition period, we find:

- estimation of the amplitude-phase distribution of the direct signal on the elements of the antenna system

$$\mathbf{f} = \frac{1}{M \cdot L} \sum_{m=1}^M \sum_{\ell=1}^L \frac{\mathbf{u}_{m,\ell}}{\dot{U}_{1,m}((n_m^{\max} - \ell) \cdot \Delta t)}, \quad (5)$$

where L is the number of samples used for evaluation;

$$\mathbf{u}_{m,\ell} = \begin{pmatrix} \dot{U}_{1,m}((n_{\max} - \ell) \cdot \Delta t) \\ \dots \\ \dot{U}_{I,m}((n_{\max} - \ell) \cdot \Delta t) \end{pmatrix} - \text{the vector of samples of complex amplitudes of signals at the}$$

outputs of the receiving channels for the observation number m and sample number ℓ .

Normalization in (5) is used to eliminate the initial phase of the navigation signal;

- estimation of the correlation matrix of processes on the output of the antenna system of receiving channels [1, 2]

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{ML} \sum_{m=1}^M \sum_{\ell=-L}^L \mathbf{u}_{m,\ell} \mathbf{u}_{m,\ell}^+, \quad (6)$$

where the "+" sign in uppercase indicates the Hermit conjugation operation (complex conjugation and transposition of a matrix or vector).

Considering the small sample size we perform regularization [2-4] of the sample correlation matrix

$$\Phi_p = \hat{\Phi} + \mu \mathbf{E}, \quad (7)$$

where μ is the regularization parameter; \mathbf{E} is the unit matrix.

The parameter can be selected as $\mu \approx \frac{1}{I} \text{tr}(\hat{\Phi})$, where $\text{tr}(\bullet)$ is the operator for calculating the trace (the sum of elements on the main diagonal) of the matrix.

Let's calculate the vectors weight coefficients of processing

$$\boldsymbol{\omega} = \Phi_p^{-1} \mathbf{f} \quad (8)$$

and form discrete compensated accepted implementations

$$\dot{Z}_{n,m} = \boldsymbol{\omega}^+ \mathbf{u}_{m,n}, \quad \mathbf{u}_{m,n} = \begin{pmatrix} \dot{U}_{i,m}(n \cdot \Delta t) \\ \dots \\ \dot{U}_{I,m}(n \cdot \Delta t) \end{pmatrix}. \quad (9)$$

Further processing are the measurement and filtering of the pseudo range or using the classic system with two correlates, which is implemented in a "belated" in relation to real time.

The modeling technique

The algorithm is well suited for implementation in an SDR receiver and is simple for mathematical modeling. When performing mathematical modeling, the source of the navigation signal, the consumer equipment, and the mirror reflection point were assumed to be stationary.

The simulation sequence is shown below.

1. By setting the coordinates of the mirror point (x_{mi}, y_{mi}, z_{mi}) and the direction of arrival of the navigation signal (θ_s, φ_s) , calculate Δd and $(\theta_{mi}, \varphi_{mi})$. It's necessary to set the delay time of the navigation signal.

2. Reproduced the $m = \overline{1, M}$ independent discrete implementations $\dot{Y}_{i,m}(n \cdot \Delta t)$ of input and $\dot{U}_{i,m}(n \cdot \Delta t)$ output signals of matched filters in each of the channels of the receiving system according to (1), (2). The amplitude of the navigation signal in the absence of multipath propagation are selected in accordance with signal-to-noise ratio for the GPS receiver (10...15 dB). a pair of Fourier transforms were used to calculate the output signal of the matched filter.

3. The average maximum index was determined according to (3), (4).

4. Processing was implemented in accordance with (5)-(8).

5. Using the adapted channel signals $\dot{Z}_{n,m}$, determined the integer value of the maximum index $n_m^{\max} = \arg \max_n |\dot{Z}_{n,m}|$ and its refined (fractional) value $\{n_m^{\max}\}$ in each repetition period. When specifying the maximum position, the signal envelope at the output of the matched filter in the vicinity of the maximum is approximated by a parabola $|Z(n)| = a \cdot n^2 + b \cdot n + c$, whose coefficients are the following

$$\begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (n_m^{\max} - 1)^2 & (n_m^{\max})^2 & 1 \\ (n_m^{\max})^2 & n_m^{\max} & 1 \\ (n_m^{\max} + 1)^2 & n_m^{\max} + 1 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} |\dot{Z}_{n_m^{\max} - 1, m}| \\ |\dot{Z}_{n_m^{\max}, m}| \\ |\dot{Z}_{n_m^{\max} + 1, m}| \end{pmatrix}, \quad (10)$$

and

$$\{n_m^{\max}\} = -\frac{b}{2a}. \quad (11)$$

To find the error of estimation of pseudo range

$$\delta t_m^a = c \cdot \left(\{n_m^{\max}\} \Delta t - (t_0 + t_F) \right), \quad (12)$$

where t_F is the delay constant in the matched filter; c is the speed of light.

6. Get statistical characteristics (mathematical expectation, variance, sample probability density) of errors δt^a and δt^0 for a set of implementations.

Some results of the simulation

The simulation was performed for the civilian signal of the GPS system at the distance of the reflection point at $\Delta d = 150$ m. The signal-to-noise ratio at the output of the matched filter for the direct signal was 13 dB. The consumer equipment antenna system consisted of a three-element array of patch antennas located at the vertices of an equilateral triangle with a side length of 0.1 m. The signal-to-noise ratio at the output of the matched filter for the direct signal at the outputs of the receiving channels was 13 dB. The formation of a sample correlation matrix was carried out for $M = 10 \dots 100$ periods of repetition of the navigation signal. The sampling rate was 4 MHz, parameter $L = 2$.

Fig. 4 for $M = 10; 50$ and 100 and $|K| = 0.8$ shows the results of processing in the absence of ($\mu = 0$) regularization of the sample correlation matrix in accordance with (7). Figures 5 ($|K| = 0.5$) and 6 ($|K| = 0.8$) for $M = 10$ show three typical signal implementations at the output of the processing system in the presence (round markers) and absence (square matrices) of multipath compensation and regularization (7). the dotted

line shows the range (rounded by an integer number of sampling intervals) at which the signal peak should be located in the absence of interference.

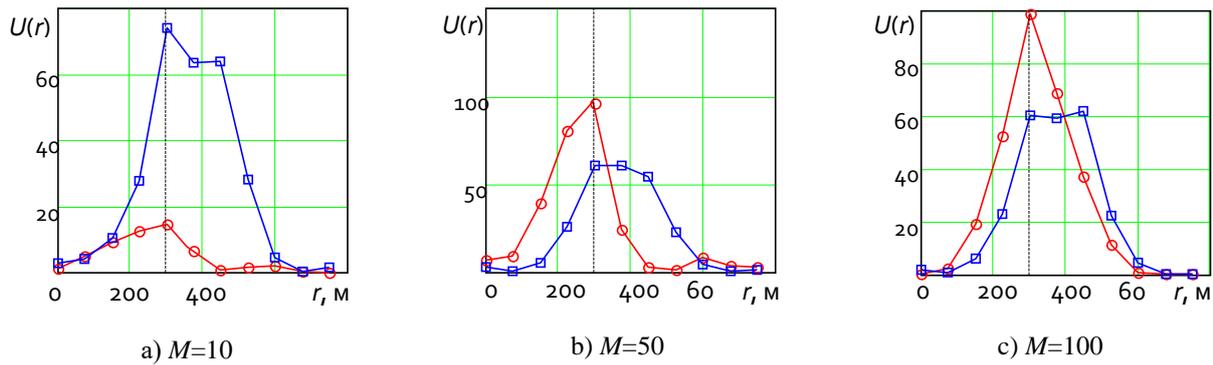


Fig. 4. Implementation of signals at the output of the processing system at $|K|=0,8$ and no regularization

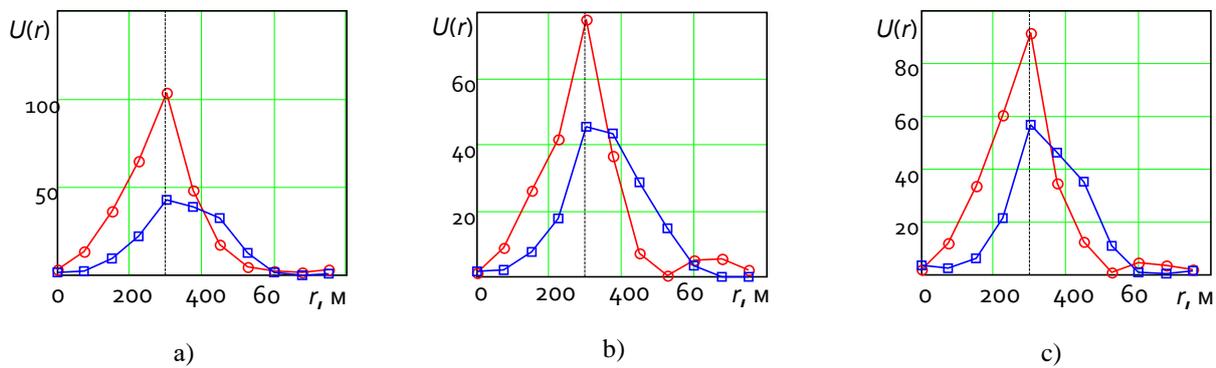


Fig. 5. Implementation of signals at the output of the processing system at $|K|=0.5$ and the presence of regularization

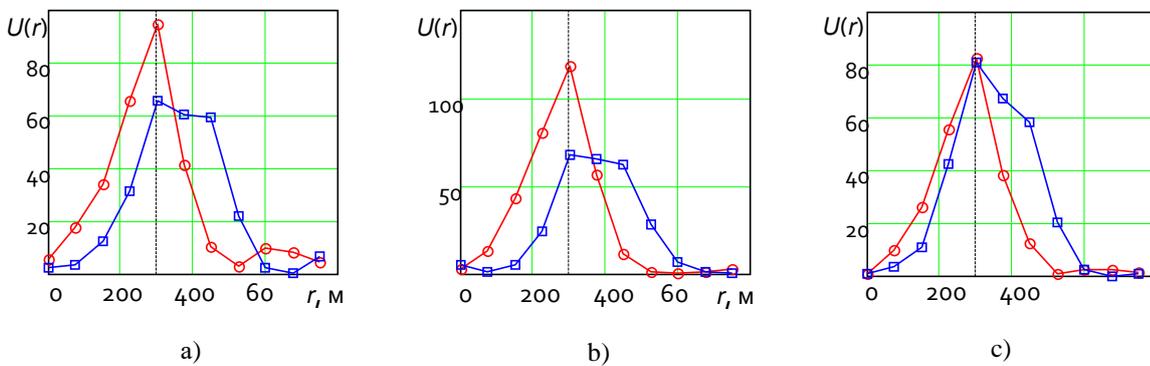


Fig. 6. Implementation of signals at the output of the processing system at $|K|=0.8$ and the presence of regularization

As follows from the results shown in fig. 4-6, the proposed algorithm provides a high degree of multipath compensation: the peak of the signal after compensation in all cases is located in a small neighborhood from the true value. Operation (7) of regularization of the sample correlation matrix is fundamental: in its absence, due to a sharp increase in the norm of weight coefficients for an unclassified sample [3, 4], the algorithm's characteristics deteriorate to the point of complete loss of performance, or a significant increase in the sample size is required, up to 10 times, with a corresponding complication of the equipment and possible deterioration of characteristics when the consumer's equipment moves. In this regard, the proposed algorithm is simpler than [5], where the cyclostationarity of the correlation matrix at the output of matched filters of receiving channels is also used as one of the processing ideas, but a complex projection algorithm is used to compensate for external noise interference and spoofing.

References

1. Robert, A. M. Introduction to Adaptive Arrays / A. M. Robert, W. M. Thomas // SciTech Publishing, Inc, Raleigh, NC 27615, 2004. – 552 p.
2. Ратынский, М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. – М.: Радио и связь, 2003.
3. Абрамович, Ю. И. Предельная скорость сходимости процессов адаптивной настройки системы компенсации помех в условиях неклассифицированной обучающей выборки // Радиотехника и электроника. 1982, Т. 27, №8, с. 1534-1538.
4. Абрамович, Ю. И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации фильтров по критерию максимума отношения сигнал/помеха // Радиотехника и электроника. 1989, Т. 26, №3, с. 543-551.
5. Jiaqi Zhang, Xiaowei Cui, Hailong Xu, Mingquan Lu. Two-Stage Interference Suppression Scheme Based on Antenna Array for GNSS Jamming and Spoofing // Sensors 2019, 19, 3870. doi:10.3390/s19183870.

УДК 621.396.96

АДАПТИВНЫЙ АМПЛИТУДНЫЙ МОНОИМПУЛЬСНЫЙ ПЕЛЕНГАТОР С ПОЛНЫМ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ ПРИЕМОМ

КУЗЬМИЧЕВ Н. К.

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

E-mail: kolya.kuzmichev.82@mail.ru

Аннотация. Синтезирован адаптивный амплитудный моноимпульсный пеленгатор с полным поляризационным приемом, отличающийся наличием дополнительного канала формирования невязки и схемы адаптации к поляризации принятого сигнала, что позволило устранить искажение дискриминационной характеристики при воздействии кросс-поляризационных помех. Проведен сравнительный анализ показателей качества предложенного устройства и ранее известных.

Abstract. An adaptive amplitude monopulse direction finder with full polarization reception is synthesized, characterized by the presence of an additional channel for the formation of a residual and a circuit for adapting to the polarization of the received signal, which made it possible to eliminate the distortion of the discriminatory characteristic when exposed to cross-polarization interference. A comparative analysis of the quality indicators of the proposed device and previously known ones is carried out.

Введение и постановка задачи

Для радиоэлектронного подавления (РЭП) амплитудных моноимпульсных пеленгаторов (АМП) сопровождения все чаще применяются имитирующие кросс-поляризационные помехи [1]. Воздействие кросс-поляризационных помех на АМП приводит к искажению дискриминационной характеристики следящих измерителей угловых координат. В результате этого измерение угловых координат носит нерегулярный характер, что приводит к появлению систематической ошибки.

Имитирующая ответно-импульсная кросс-поляризационная помеха (ОИП КП) представляет собой радиоимпульс, имеющий поляризацию, ортогональную рабочей поляризации антенной системы АМП. Рассмотрим ОИП КП, в которой вектор временных параметров соответствует вектору временных параметров отраженного сигнала. Такая ситуация представляет наибольшую угрозу для пеленгатора по причине отсутствия временных признаков селекции сигнала на фоне помехи. При этом будем считать, что во всех элементах дальности, в которых отсутствует отраженный сигнал селекция помех в принятом сигнале осуществляется по временным признакам. Способы селекции имитирующих помех по временным признакам подробно описаны в [2] и в данной статье не рассматриваются.

Основным отличительным признаком кросс-поляризационной помехи является ее поляризация [3]. Поляризационные отличия сигнала и помехи позволят проводить адаптацию измерителя угловых координат к поляризации принятого сигнала. Таким образом актуальным является статистический синтез адаптивного амплитудного моноимпульсного пеленгатора с полным поляризационным приемом и селекцией кросс-поляризационных помех.

Статистический синтез адаптивного амплитудного моноимпульсного пеленгатора с полным поляризационным приемом

Извлечение поляризационных параметров электромагнитных волн в большинстве существующих моноимпульсных пеленгаторах не возможно, поэтому рассмотрим перспективный моноимпульсный пеленгатор с полным поляризационным приемом. Прием сигнала на согласованной поляризации осуществляется основным каналом, на кроссовой – дополнительным. Приемные каналы являются идентичными, но ортогональными по поляризации. После обнаружения цели, радиолокатор переходит на ее сопровождение.

В таком случае, принятый сигнал $\mathbf{f}(t)$ представляет собой аддитивную смесь отраженного сигнала $\mathbf{m}(t)$, кросс-поляризационной помехи $\mathbf{m}_{\text{кр}}(t)$ и внутреннего шума приемника $\mathbf{h}(t)$

$$\mathbf{f}(t) = \mathbf{m}(t) + \mathbf{m}_{\text{кр}}(t) + \mathbf{h}(t). \quad (1)$$

Введем дискретный параметр \mathcal{G}_i , характеризующий условия проведения радиолокационного наблюдения. Значению \mathcal{G}_1 соответствует согласованный прием \mathcal{G}_2 – кроссполяризационный. С учетом введенного обозначения представим

$$\mathbf{f}(t) = \|f(t, \mathcal{G}_1) \quad f(t, \mathcal{G}_2)\|. \quad (2)$$

На k -ом интервале наблюдения измеритель радиолокатора формирует оценку угловых координат. Будем считать что измерение угловых координат в плоскости азимута $\hat{\beta}_k$ и угла места $\hat{\varepsilon}_k$ осуществляется независимо, а взаимное влияние каналов измерения угловых координат отсутствует. В дальнейшем будем рассматривать обобщенную угловую координату θ_k и ее оценку $\hat{\theta}_k$, зависящую от поляризации принятого сигнала. Оценку угловой координаты, полученную на согласованной поляризации будем обозначать $\hat{\theta}_k^c$, а на кроссовой $\hat{\theta}_k^k$. Безусловную оценку угловой координаты будем отображать в виде вектора

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_k = \|\hat{\theta}_k^c \quad \hat{\theta}_k^k\| = \|\hat{\theta}_k(\mathcal{G}_1) \quad \hat{\theta}_k(\mathcal{G}_2)\|. \quad (3)$$

Для оптимизации измерителя использовался байесовский подход к оценке параметров распределений. В качестве критерия синтеза устройства использовался минимум апостериорного риска \bar{R}_{ps} совместного измерения вектора состояния и селекции кросс-поляризационных помех в принятом сигнале с простой функцией стоимости принятия решения о воздействии помехи и квадратичной функции потерь для задачи измерения угловой координаты. Вопросу селекции кросс-поляризационной помехи в принятом сигнале будет посвящена отдельная статья. Оптимальная оценка вектора состояния $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{k+1}$ вычисляется в соответствии с правилом [4]:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{k+1} = \sum_{i=1}^2 P(\mathcal{G}_i | \mathbf{f}'_{k+1}) \hat{\boldsymbol{\theta}}_{k+1}(\mathcal{G}_i), \quad (4)$$

где $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{k+1}(\mathcal{G}_i)$ – условная по поляризации оценка вектора состояния;

$$P(\mathcal{G}_i | \mathbf{f}'_{k+1}) = \frac{P(\mathcal{G}_i) \Lambda(\mathbf{f}'_{k+1} | \mathcal{G}_i)}{\sum_{i=1}^M P(\mathcal{G}_i) \Lambda(\mathbf{f}'_{k+1} | \mathcal{G}_i)} - \text{апостериорная вероятность } i\text{-й гипотезы о поляризации};$$

$$\Lambda(\mathbf{f}'_{k+1} | \mathcal{G}_i) = \frac{p(\mathbf{f}'_{k+1} | \mathcal{G}_i)}{p(\mathbf{f}'_{k+1} | \mathcal{G}_0)} - \text{обобщенное отношение правдоподобия при наличии принятой}$$

реализации \mathbf{f}'_{k+1} при условии према сигнала на i -ой поляризации;

$p(\mathbf{f}'_{k+1} | \mathcal{G}_0)$ – плотность распределения принятой реализации при условии отсутствия сигнала (гипотеза \mathcal{G}_0).

В следящих измерителях оценка вектора состояния формируется как функция невязки $\Delta \hat{\boldsymbol{\theta}}$ и априорного значения $\hat{\boldsymbol{\theta}}_0$. Как известно [4], для формирования оценки вектора состояния, используются

приемники, вырабатывающие логарифм условного отношения правдоподобия $\ln \Lambda(\mathbf{f} | \hat{\theta}, \vartheta_i)$. Условное по оценке вектора состояния, но безусловное по поляризации отношение правдоподобия определяется:

$$\Lambda(\mathbf{f} | \hat{\theta}) = \sum_i \Lambda(\mathbf{f} | \hat{\theta}, \vartheta_i) P(\vartheta_i) = \sum_i \Lambda(\mathbf{f} | \hat{\theta}_i) P_i \quad (5)$$

После проведения преобразований был получен алгоритм работы дискриминатора с полным поляризационным приемом

$$D(\Delta \hat{\theta}) = \frac{\operatorname{Re} \sum_{i=1}^2 \left[P(\vartheta_i) S'(\mathbf{f} | \hat{\theta}_0, \vartheta_i) S^*(\mathbf{f} | \hat{\theta}_0, \vartheta_i) \right]}{\sum_{i=1}^2 \left[P(\vartheta_i) |S(\mathbf{f} | \hat{\theta}_0, \vartheta_i)|^2 \right]}. \quad (6)$$

Выражению (6) соответствует двухканальный дискриминатор, каждый канал которого формирует условную по поляризации невязку. Объединение каналов осуществляется в весовом сумматоре.

Для разработки алгоритма работы амплитудного моноимпульсного пеленгатора с полным поляризационным приемом выразим $S(\mathbf{f} | \hat{\theta}_0, \vartheta_i)$ через комплексную диаграмму направленности $F(\Delta \theta_u, \vartheta_i) e^{j\phi(\Delta \theta_u, \vartheta_i)}$ и независящую от вектора пространственных параметров $S(t)$. После проведения преобразований и дифференцирования по невязке измерения угловой координаты для нахождения максимума, получим:

$$D(t, \Delta \hat{\theta}_u) = \frac{2 \operatorname{Re} \sum_{i=1}^2 \left[F(\Delta \theta_u, \vartheta_i) F'(\Delta \theta_u, \vartheta_i) + j \phi'(\Delta \theta_u, \vartheta_i) F^2(\Delta \theta_u, \vartheta_i) \right] |S(t, \vartheta_i)|^2 P(\vartheta_i)}{\sum_{i=1}^2 \left[P(\vartheta_i) |S(\Delta \theta_u, \vartheta_i)|^2 \right]}. \quad (7)$$

Полученный алгоритм работы моноимпульсного пеленгатора (7) является общим, на основе которого могут быть получены частные алгоритмы измерения угловой координаты: амплитудный, фазовый и амплитудно-фазовый. Алгоритм работы амплитудного моноимпульсного измерителя угловых координат получим при условии слабой зависимости фазовой диаграммы направленности от угловой координаты $\phi(\theta) \approx \text{const}$ ($\phi'(\theta) \approx 0$). Тогда выражение (7) можно представить в следующем виде:

$$D(t, \Delta \hat{\theta}_u) = \frac{2 \operatorname{Re} \sum_{i=1}^2 \left[F(\Delta \theta_u, \vartheta_i) S(t, \vartheta_i) F'(\Delta \theta_u, \vartheta_i) S^*(t, \vartheta_i) \right] P(\vartheta_i)}{\sum_{i=1}^2 \left[P(\vartheta_i) |S(\Delta \theta_u, \vartheta_i)|^2 \right]}. \quad (8)$$

Наличие производной, делает алгоритм (8) физически не реализуемым. Что требует перехода к квазиоптимальному алгоритму работы. Для этого представим производную функции $f(x)$ через конечные разности и получим:

$$D_{\text{ампл}}(t, \Delta \hat{\theta}) = \frac{2 \operatorname{Re} \sum_{i=1}^2 \left[F_{\Sigma}(\Delta \theta_u, \vartheta_i) S(t, \vartheta_i) F_{\Delta}(\Delta \theta_u, \vartheta_i) S^*(t, \vartheta_i) P(\vartheta_i) \right]}{\sum_{i=1}^2 \left[P(\vartheta_i) |S_{\Sigma}(\Delta \theta_u, \vartheta_i)|^2 \right]}, \quad (9)$$

где $F_{\Sigma}(\Delta \theta_u, \vartheta_i) = F(\theta_a + \delta, \vartheta_i) + F(\theta_a - \delta, \vartheta_i)$ – диаграмма направленности суммарного канала радиолокатора на i -ой поляризации;

$F_{\Delta}(\Delta \theta_u, \vartheta_i) = F(\theta_a + \delta, \vartheta_i) - F(\theta_a - \delta, \vartheta_i)$ – диаграмма направленности разностного канала радиолокатора на i -ой поляризации.

Структурная схема квазиоптимального адаптивного амплитудного моноимпульсного пеленгатора с полным поляризационным приемом, соответствующая алгоритму (9) и отличается от классической.

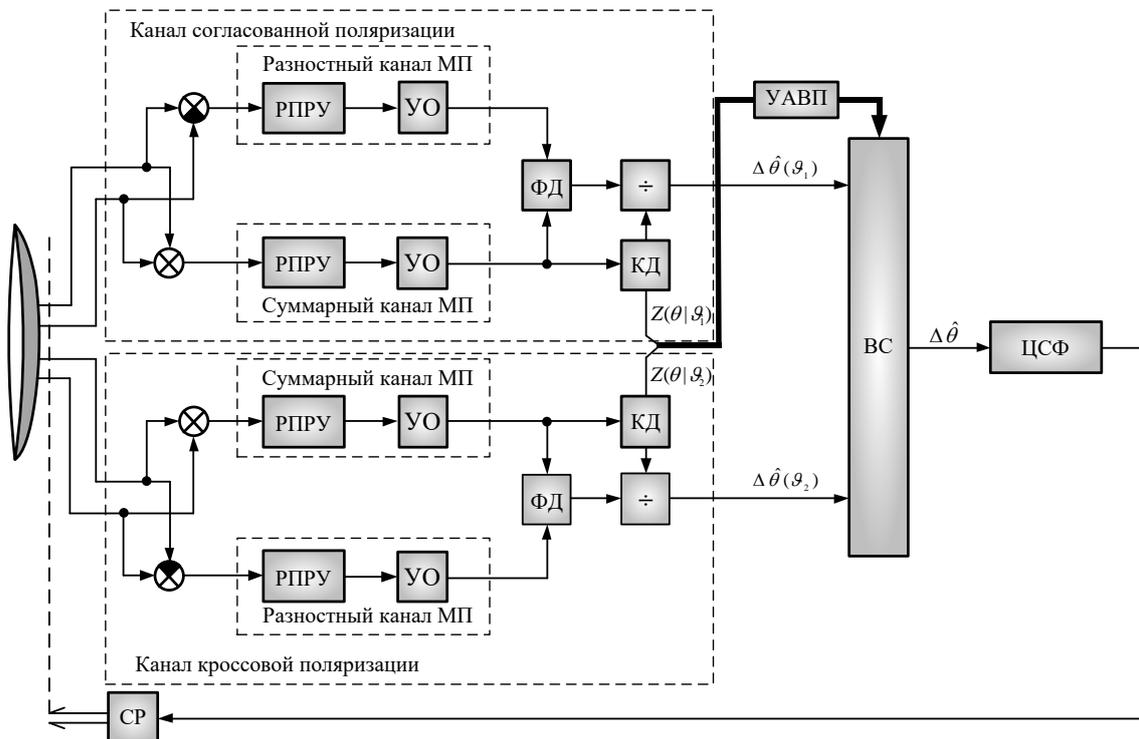


Рис. 1. Структурная схема квазиоптимального адаптивного амплитудного моноимпульсного пеленгатора с полным поляризационным приемом

Основными особенностями схемы (рис. 1.) является:

- двухканальное по поляризации построение;
- формирование в пространстве суммарной и разностных диаграмм направленности на двух взаимно ортогональных поляризациях;
- адаптация к поляризации принятого сигнала за счет весового суммирования условных по поляризации невязок измерения на весовом сумматоре (ВС);
- наличие устройства вычисления апостериорных вероятностей гипотез (УАВП) приема сигнала на i -ой поляризации.

Показатели качества адаптивного амплитудного моноимпульсного измерителя угловых координат с полным поляризационным приемом

Аналізу подвергався следящий амплитудный моноимпульсный измеритель угловых координат (ИУК). Структура измерителя при проведении модельных экспериментов не изменялась. Анализ показателей качества проводился для двух случаев:

- невязка измерения угловых координат формировалась в известном дискриминаторе с суммарно-разностной обработкой и перемножением;
- невязка измерения угловых координат формировалась в новом устройстве – адаптивном к поляризации дискриминаторе с полным поляризационным приемом.

В качестве показателей качества были выбраны вид и параметры дискриминационной характеристики.

Анализ показателей качества измерителя угловых координат

В ходе моделирования результаты усреднялись по 2000 опытным реализациям для обеспечения значения относительной погрешности не более 5% и доверительной вероятности не менее 0,95 [6].

Диапазон изменения рассогласования измеряемого параметра превышал ширину $2\Delta\theta_{0.5}$ суммарной диаграммы направленности пеленгатора. При определении вида и параметров дискриминационной характеристики рассогласование угловой координаты изменялось в диапазоне от θ_n до θ_k с шагом δ . Мощность шума $\sigma_{\text{ш}}^2$ принималась единичной. Отношение сигнал/шум $\gamma_{\text{с/ш}}$ и помеха/шум $\gamma_{\text{п/ш}}$ задавалось относительно единичной мощности шума.

Результаты модельного эксперимента по снятию дискриминационной характеристики амплитудного классического моноимпульсного пеленгатора на согласованной и кроссовой поляризациях представлены на рис. (2).

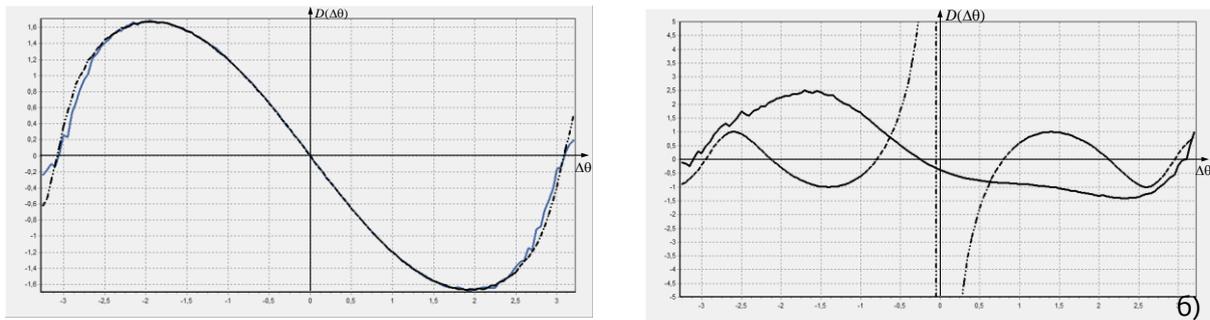


Рис.2. Дискриминационная характеристика моноимпульсного пеленгатора на согласованной (а) и кроссовой (б) поляризациях

Из рис. (2.а) видно, что на согласованной поляризации дискриминатор имеет дискриминационную характеристику классического вида. Нулевому рассогласованию параметра соответствует нулевой сигнал ошибки. Дискриминационная характеристика имеет ярко выраженный линейный участок. С ростом рассогласования в пределах линейного участка происходит рост сигнала ошибки. При смене знака рассогласования происходит смена знака сигнала ошибки.

На кроссовой поляризации (рис. 2.б) дискриминатор имеет дискриминационную характеристику, отличающуюся от классического вида. Нулевому рассогласованию параметра соответствует стремящийся к бесконечности сигнал ошибки. Дискриминационная характеристика не имеет ярко выраженного линейного участка. Вид дискриминационной характеристики существенно зависит от мощности помехи. Пунктирной линии на рисунке (2, б) соответствует характеристика, полученная при большей мощности помехи. При этом, на графике, соответствующем мощной помехе (изображен пунктирной линией) имеются два квазилинейных участка, сопровождение цели на которых возможно. При этом, возникает ошибка измерения угловых координат, среднее значение которой равно величине этих смещений. Такую ошибку будем называть систематической.

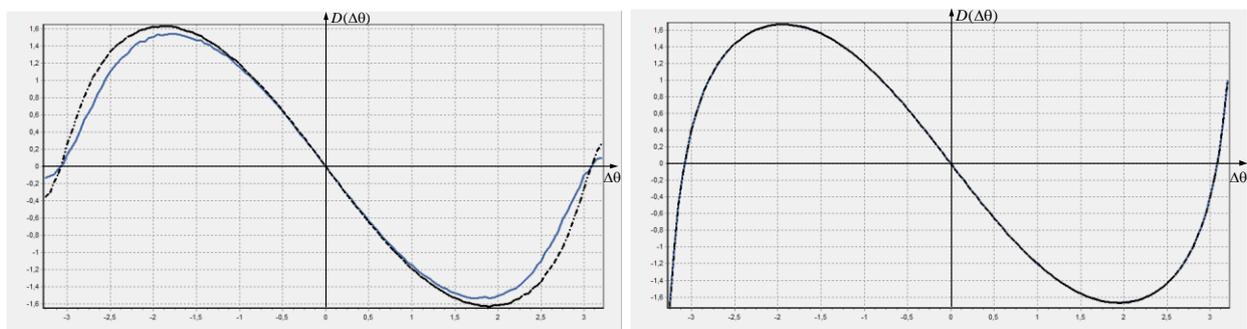


Рис. 3. Дискриминационная характеристика моноимпульсного пеленгатора с полным поляризационным приемом на согласованной (а) и кроссовой (б) поляризациях

Из рис. За видно, что на согласованной поляризации дискриминатор имеет дискриминационную характеристику классического вида. На кроссовой поляризации (рис. 3б) дискриминатор имеет дискриминационную характеристику классического вида. Весовое суммирование условных по поляризации невязок в соответствии с выражением (9) приводит к адаптации дискриминатора к поляризации принятого сигнала. Из-за отсутствия смещения равносигнального направления систематической ошибки измерения не возникает.

Выводы

Таким образом синтезирован адаптивный амплитудный моноимпульсный пеленгатор с полным поляризационным приемом, отличающийся учетом поляризационной структуры принятого сигнала, за счет чего устраняется зависимость формы и параметров дискриминационной характеристики от поляризации принятого сигнала. Весовое суммирование условных по поляризации невязок позволяет избавиться от влияния поляризации принятого сигнала на вид и параметры дискриминационной характеристики.

Список использованных источников

1. Куприянов, А. И. Радиоэлектронная борьба / А. И. Куприянов. – М. : Вузовская книга, 2013. – 360 с.
2. Гейстер, С.Р. Адаптивное обнаружение – распознавание с селекцией помех по спектральным портретам / С. Р. Гейстер. – Минск. Военная академия РБ, 2000. – 172 с.
3. Кузьмичев, Н. К. Анализ известных способов защиты моноимпульсных пеленгаторов от воздействия кросс-поляризационных помех / Н. К. Кузьмичев, С. А. Горшков, И. В. Чигирь, // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2018. – № 1 (58). – С. 44–51.
4. Трифионов, А. П. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех/ А. П. Трифионов, Ю. С. Шинаков. – М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.: ил.
5. Горшков, С. А. Основы радиолокации. Конспект лекций. Ч.3 / С. А. Горшков, В. В. Латушкин, С. Ю. Седышев. – Минск. Военная академия РБ, 2016. – 175 с.
6. Косачев, И. М. Методики расчета показателей достоверности и точности оцениваемых тактико-технических характеристик вооружения, военной и специальной техники / И. М. Косачев, Д. С. Нефедов // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2015. – № 1 (46). – С. 107 – 134.

УДК 621.396.96:535

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЕ ОБЪЕКТОВ В ОПТИЧЕСКОМ ДИАПАЗОНЕ

СЕРГЕЕНКО А. В., ЦАРЕНКОВ Н. В., БОБРОВ А. Ю.

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

E-mail: Andrew-sergeenko@mail.ru

Аннотация. В данном тезисе кратко рассмотрены сферы применения оптико-электронных систем и алгоритмы обнаружения, используемые в современных оптико-электронных системах. Приведена классификация принципов построения алгоритмов обнаружения. Рассмотрены проблемы, возникающие при построении оптико-электронных систем.

Abstract. In this thesis briefly discussed the areas of application where use optical-electronic system and detection algorithms use in optical-electronic systems. The classification of principles for constructing detection algorithms is given. The problems occurring during at construction optical-electrical systems are considered.

Обработка изображений занимается решением таких задач как: распознавание образов и объектов, восстановление изображений, фильтрация, оценка параметров изображения, сжатие изображений. Одним из средств, позволяющих решать такие задачи стали оптические системы обработки изображений, включающие в себя вычислительный комплекс, оптические средства и программное обеспечение. Началом бурного развития научных исследований и практических работ по созданию оптических систем обработки изображений можно считать 60-е года прошлого века.

Уже тогда анализ военных конфликтов показал, что в дополнение к средствам радиолокации необходимо также использовать средства оптического обнаружения. Например, для поиска целей в ближнем воздушном бою, наведение неуправляемого оружия типа «воздух-земля», обнаружение воздушных целей в интересах ПВО сухопутных войск.

Начиная с 70-х годов прошлого века увеличение вычислительных мощностей ЭВМ, развитие оптических средств, а также уменьшением их массогабаритных параметров дало возможность установки оптических систем на такие образцы вооружения как танки, самолёты, вертолёты, зенитные-ракетные комплексы и т.п. Внедрение таких систем позволило новым образцам вооружения решать новые задачи не доступные ранее, а также увеличить эффективность решения части старых задач.

На сегодняшний день мы можем наблюдать, что развитие техники приводит к улучшению её характеристик. Например, уменьшение ЭПР воздушных целей, уменьшению высот полётов штурмовой авиации и крылатых ракет. Также на сегодняшний день активное развитие получила беспилотная авиация и высокоточное управляемое вооружение.

Теперь к оптическим системам к вышеперечисленным добавились такие задачи как: обнаружение целей на малых и сверхмалых высотах, в том числе летящих с огибанием рельефа местности, наведение высокоточного оружия на наземные объекты, обнаружение БПЛА и других воздушных целей с малой ЭПР на малой дальности.

Кроме военного сектора, с течением времени оптические системы стали проникать и в гражданский сектор и если в прошлом веке оптические системы могли себе позволить использовать только крупные фирмы и государственные организации, то в нынешнем тысячелетии такими системы владеет практически каждый человек и ежедневно пользуется ими. Сейчас оптические системы используются для выполнения таких задач как: организации охраны государственных границ, поддержании общественного правопорядка, поиска людей, находящихся в розыске, выявлении онкологических заболеваний, зондирования Земли и других космических объектов, контроля за лесными ресурсами и др [1]. Примеры современных оптико-электронных систем представлены на рис.1.

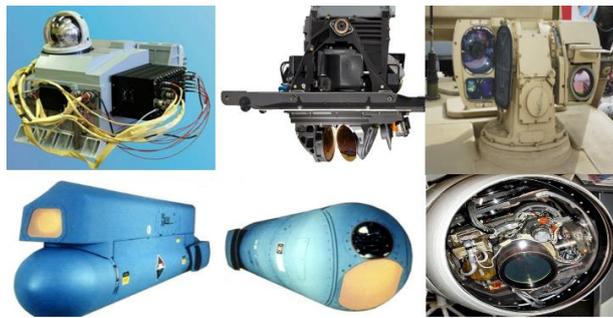


Рис. 1. Внешний вид современных оптико-электронных систем

Из всего разнообразия задач, возлагаемых на оптические системы обработки изображений, одной из наиболее активно развивающихся, но при этом наиболее трудоемких и сложных с научной точки зрения является задача обнаружения объектов.

Одним из главных компонентов любой системы обнаружения наравне с собственно оптическими средствами является алгоритм обнаружения, используемый данной системой. В системах обработки изображений сегодня можно встретить как алгоритмы, относящиеся к классическим, такие как алгоритмы основные на цветовой модели объекта, корреляционном методе, вычитание фона, так и алгоритмы на основе, набирающего всё большую популярность, машинного обучения, к таким алгоритмам относятся: свёрточные нейронные сети, дескрипторы изображений, классификаторы и другие [1].

В основе работы каждого алгоритма лежит один или несколько принципов обнаружения. Выбор принципа обнаружения лежащего в основе алгоритма обнаружения зависит от условий работы оптической системы, а также наличия или отсутствия априорной информации об искомом объекте [2]. Классификация принципов работы алгоритмов обнаружения представлена на рис. 2.



Рис. 2. Классификация алгоритмов обнаружения

Таким образом, можно сделать вывод, что не существует универсального алгоритма обнаружения, подходящего под любые условия работы оптической системы. Отсутствие универсального алгоритма приводит к тому, что для каждой системы, в соответствии с задачами, стоящими перед ней, требуется выбирать либо синтезировать алгоритм, наиболее подходящий для решения поставленных задач. Неверный выбор алгоритма влечёт за собой снижение эффективности работы всей системы в целом, и, соответственно, невыполнение задач, стоящих перед данной системой.

Дальнейшее исследование в данной области будут направлены на разработку методики проведения исследования алгоритмов обнаружения и соответствующего инструментария, что позволило бы при разработке оптико-электронных систем обнаружения на этапе выбора алгоритма обнаружения найти тот алгоритм, который бы максимально соответствовал условиям работы разрабатываемой системы.

Список использованных источников

1. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MatLab. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2006. 616 с.
2. Сельвесюк Н. И., Веселов Ю. Г., Гайденков А. В. и др. Оценка характеристик обнаружения и распознавания объектов на изображении от специальных оптико-электронных систем наблюдения лётного поля. Труды МАИ. Выпуск №103. 28 с.

УДК 623.462.22

АНАЛИЗ РАБОТЫ РАДИОВЗРЫВАТЕЛЯ ЗЕНИТНОЙ УПРАВЛЯЕМОЙ РАКЕТЫ

АНИКЕЕВ С. В., КУРЕНЁВ В. А., БОРЗЕНКОВ А. В.

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

E-mail: AnikeevSergeyV@gmail.com

Аннотация. Статья посвящена анализу радиовзрывателя перспективной зенитной управляемой ракеты как совместного измерителя угловой координаты и дальности цели. Проведен анализ характеристик радиовзрывателей зенитных управляемых ракет. Предложен вариант возможной практической реализации измерителя радиовзрывателя.

Abstract. This article deals with the analysis of guided missile radiofuse angle-range measurer synthesis problem. Analysis of the anti-aircraft guided missiles radiofuse characteristics is carried out. Variant of the possible practical realization is performed.

Введение

Согласование области срабатывания радиовзрывателя (РВ) зенитной управляемой ракеты (ЗУР) с областью разлета осколочного поля боевой части (БЧ) является специфической задачей управления ЗУР, включающей в себя определение промаха ракеты, области срабатывания БЧ и области срабатывания РВ. Конкретное решение этой задачи зависит от типа РВ и условий встречи ракеты с целью (модуля вектора относительной скорости $V_{\text{отн}}$, угла встречи, дальности цели) [1, с. 266; 2]. Эффективность РВ определяется степенью согласования области срабатывания с областью поражения БЧ ракеты в заданном диапазоне условий встречи ракеты с целью. В общем случае в задачу РВ ЗУР входит измерение угловых координат и дальности цели или скорости сближения в системе координат, связанной с корпусом ракеты [3, с. 171].

Обоснование требований к измерительной системе РВ перспективной ЗУР (технически достижимой области срабатывания РВ) при заданном диапазоне реализованных характеристик БЧ осколочного типа (скорости $V_{\text{оск}}$ и угла разлета осколочного поля α_0 БЧ статической ракеты) является задачей, результаты решения которой характеризуют структуру и характеристики бортового устройства оценивания координат и параметров движения целей.

Анализ согласованности области срабатывания радиовзрывателя ЗУР

Скорость поражающих элементов не бесконечна $V_{\text{оск}} \neq \infty$, срабатывание РВ должно происходить с некоторым упреждением. Величина этого упреждения зависит от скорости поражающих элементов и вектора относительной скорости.

Анализ согласованности области срабатывания РВ 9Э316М-1 ЗУР 9М33М3 ЗРК 9К33М3 показал (рисунок 1), что оптимальное согласование осуществлено на неманеврирующую цель с углом наклона вектора относительной скорости $\gamma = 0^\circ$ при значении модуля этого вектора до 715 м/с, при $\gamma = 5^\circ$ в диапазоне изменения модуля вектора относительной скорости от 740 до 995 м/с, при $\gamma = 10^\circ$ – от 1100 м/с (рисунок 1, б). Срабатывание РВ при заданном угле между продольной осью ракеты и направлением на цель обеспечивается за счет установки угла наклона 67° к продольной оси ракеты и ширины 8° по уровню половинной мощности главного лепестка диаграммы направленности приемной антенной системы. Углы от 63 до 71° (рис. 1.) соответствуют границам области срабатывания РВ ЗУР 9М33М3. Варианты условий встречи ракеты с целью, находящиеся ниже штриховой линии, соответствующей 63° или выше 71° , являются «слепыми» областями для анализируемого и аналогичных РВ.

При разработке требований к измерительному устройству РВ перспективной ЗУР следует исходить из возможностей БЧ по созданию осколочного поля. Так, угол разлета осколков может находиться в диапазоне значений: $\alpha_0 = 20^\circ - 38^\circ$; биссектриса угла разлета осколков относительно продольной оси ракеты – $\varphi_0 = 85^\circ - 95^\circ$; $V_{оск} = (1200 - 2500) \text{ м/с}$.

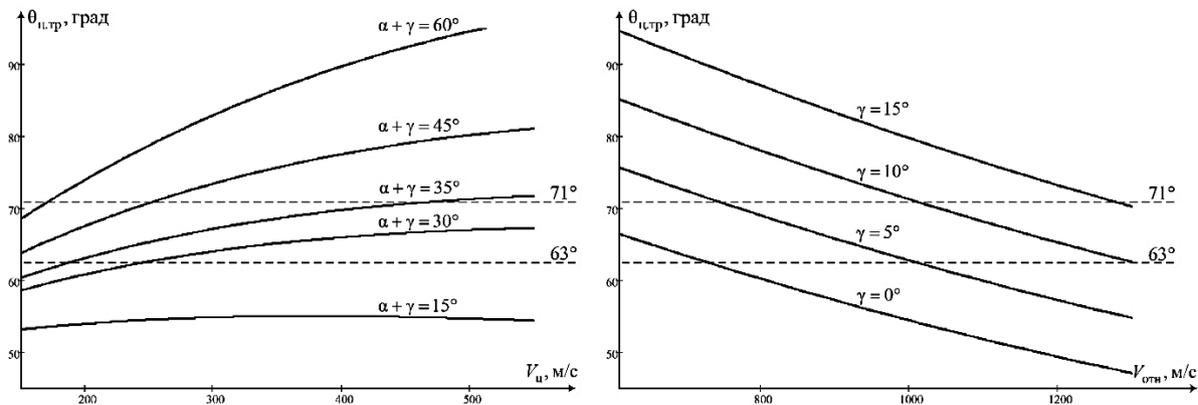


Рис. 1. Зависимость угла срабатывания радиовзрывателя от скорости цели (а) и от модуля вектора относительной скорости (б) при различных углах встречи ракеты с целью

Обоснование требований к измерителю угловой координаты и дальности цели радиовзрывателя ЗУР

В общем случае согласование области срабатывания РВ ЗУР с областью разлета осколочного поля БЧ осуществляется путем:

- переключения точек подрыва заряда БЧ;
- изменения различными техническими средствами угла срабатывания РВ ψ ;
- изменения задержки времени срабатывания РВ.

При подрыве БЧ должны быть выполнены два условия:

1. расстояние между ракетой и целью в момент подрыва должна быть меньше радиуса действия боевой части:

$$r_{ц} \leq R_{бч};$$

2. угол визирования цели в момент подрыва должен быть таким, чтобы область разлета осколков накрыла цель:

$$\theta_{ц} = \theta_{ц.тр}.$$

Требуемый угол визирования цели $\theta_{ц}$ [1, с. 269; 2, с. 37], используя рисунок 2:

$$\theta_{ц.тр} = \arctg(V_{оск} \cos \gamma / (V_{отн} + V_{оск} \sin \gamma)) - \gamma,$$

где $V_{оск}$ – модуль вектора начальной скорости осколков; γ – угол наклона вектора относительной скорости $\vec{V}_{отн}$ к продольной оси ракеты X_1 .

Оценивание угловой координаты радиовзрывателем ЗУР позволяет реализовать источник информации о промахе ракеты. Так как вся совокупность возможных траекторий относительного движения цели вблизи точки встречи образует «трубку промахов», то, если известны оценки углов $\theta_{ц1}$ и $\theta_{ц2}$ (рис. 2.) в моменты времени τ_1 и τ_2 , промах можно определить из следующего соотношения:

$$h = PB = \frac{(\tau_1 - \tau_2) \cdot V_{отн} \cdot \sin(\theta_{ц1}) \cdot \sin(\theta_{ц2})}{\sin(\theta_{ц2} - \theta_{ц1})}.$$

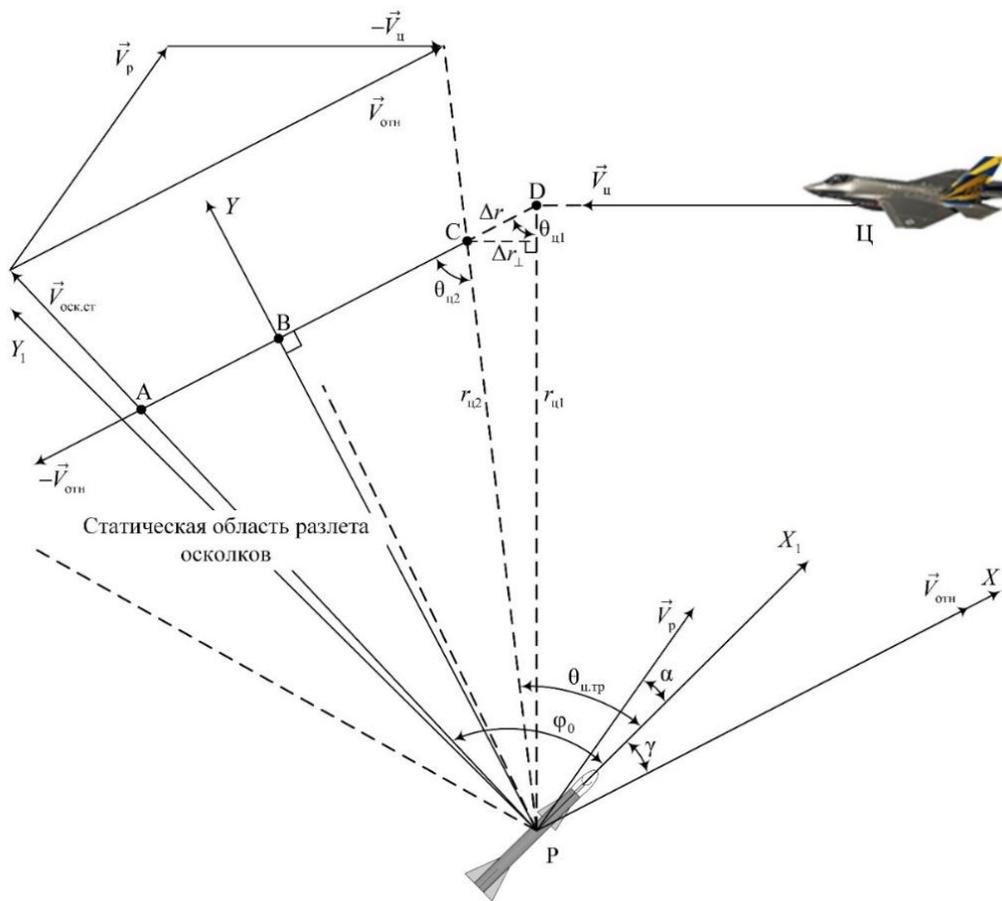


Рис. 2. Определение требуемого угла визирования цели в момент подрыва ракеты

С учетом существующей проблемы несрабатывания РВ при малых промахах и с учетом реализуемых характеристик БЧ в радиовзрывателе сканирование главного максимума приемной диаграммы направленности должно осуществляться в секторе $\Phi = 30^\circ$ от 45° до 75° .

Заключение

Измерение угловой координаты и дальности цели радиовзрывателем зенитной управляемой ракеты является необходимым условием формирования импульса подрыва в момент, обеспечивающий максимальное воздействие на цель поражающих факторов боевой части. Для выбора момента подрыва БЧ при сближении ракеты с целью в одной плоскости необходимо рассчитать $\theta_{ц.тр}$, оценивать в процессе сближения угол визирования цели $\theta_{ц}$ и дальность цели. Срабатывание радиовзрывателя в этих условиях будет иметь место при пересечении траектории цели с линией, соответствующей углу срабатывания радиовзрывателя $\theta_{ц.тр}$.

Список использованных источников

1. Архангельский, И. И. Проектирование зенитных управляемых ракет / И. И. Архангельский [и др.] ; под ред. И. С. Голубева, В. Г. Светлова. – М. : изд-во МАИ, 2001. – 732 с.
2. Кун, А. А. Основы построения систем управления ракетами : в 3 ч. / А. А. Кун, В. Ф. Лукьянов, С. А. Шабан. – Минск : Издание академии, 2001. – Ч. 3 : Комбинированные системы управления. Боевое снаряжение ракет. Синтез систем управления. – 89 с.
3. Неупокоев, Ф. К. Стрельба зенитными ракетами / Ф. К. Неупокоев. – М. : Воениздат, 1980. – 294 с.

УДК 004.42:621.396.96

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЕ МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ПРИПОВЕРХНОСТНЫХ ОБЪЕКТОВ ДЛЯ ГЕОРАДАРОВ С НЕПРЕРЫВНЫМ ЛЧМ ЗОНДИРУЮЩИМ СИГНАЛОМ

ЛОПАТЧЕНКО А. С., МАЛЕВИЧ И. Ю.

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

E-mail: a.lopatchenko@gmail.com

Аннотация. Представлены аппаратно-программные методы, обеспечивающие повышение эффективности обнаружения приповерхностных и малозаглубленных до $1,5...2 \lambda$ в грунт объектов для ЛЧМ георадаров с непрерывным зондирующим сигналом.

Abstract. The hardware and software methods that increase the efficiency of detecting near-surface and shallow objects up to $1.5 \dots 2 \lambda$ in the ground for FMCW GPR are presented.

Введение

В последние годы активное развитие получила техника георадаров с непрерывным линейно-частотно-модулированным (ЛЧМ) зондирующим сигналом (ЗС). Разработанные системы позволяют выполнять дистанционное обнаружение, определение координат и визуализацию поверхностной проекции заглубленных в грунт объектов естественного и искусственного происхождения.

Теоретическим и техническим аспектам разработки и функционирования таких систем посвящены работы А.П. Аннана, Б.А. Атаянца, А.Ю. Гринева, В.М. Давыдочкина, Д.Дж. Дениэлса, Г.М. Йола, В.В. Езерского, М.Г. Ерошенко, И.В. Комарова, В.С. Паршина, С.М. Смольского, М.И. Финкельштейна, М. Янкирамана и др.

Вместе с этим ряд теоретических и практических вопросов, связанных с повышением эффективности обнаружения приповерхностных и малозаглубленных до $1,5...2 \lambda$ в грунт объектов, требуют углубленного и предметного рассмотрения с учетом специфики функционирования систем с непрерывными сигналами в ближней зоне, наличием ярко выраженной многолучевости, большого рассеяния и затухания сигнала, который маскируется мощными поверхностными отражениями.

Принципы работы георадара непрерывного действия

Работа георадара (ГР) с ЛЧМ ЗС основана на частотном методе измерения дальности (рис.1), который заключается в определении частотного сдвига, получаемого путем перемножения в смесителе (СМ) ЗС и принятого сигнала (ПС), отраженного от заглубленного объекта (с учетом времени его распространения над зондируемой поверхностью (r_z) и в среде укрывающей объект (r_m), характеризующейся диэлектрической проницаемостью ϵ). Выделенная фильтром нижних частот (ФНЧ) компонента биений соответствует глубине расположения подповерхностного объекта:

$$f_{\text{би}} = \gamma \frac{2(r_z + r_m \sqrt{\epsilon})}{c}, \quad (1)$$

где $\gamma = \Delta f / T_p$ – скорость перестройки частоты ЗС формируемого ГУН; $\Delta f = f_{\text{max}} - f_{\text{min}}$ – диапазон перестройки генератора, управляемого напряжением (ГУН), по частоте; T_p – время развертки по частоте (для $T_p = T_m$ для несимметричного пилообразного закона модуляции); c – скорость распространения электромагнитной волны в вакууме.

Одной из главных характеристик ГР является разрешающая способность по глубине, которая, исходя из традиционных подходов, определяется шириной спектра ЗС:

$$\Delta L = \frac{c}{2 \cdot \Delta f \sqrt{\varepsilon}} \quad (2)$$

В [1] показано, что использование ЗС с частотами выше 2 ГГц нецелесообразно в виду резкого увеличения потерь в энергии сигнала в грунте. В тоже время использование ЗС с частотами менее 700...900 МГц затруднительно ввиду относительно больших линейных размеров антенн и неудовлетворительной разрешающей способности ГР по площади. Т.е. условия функционирования накладывают физические ограничения на потенциально достижимую разрешающую способность ГР в надсистеме «радар-среда».

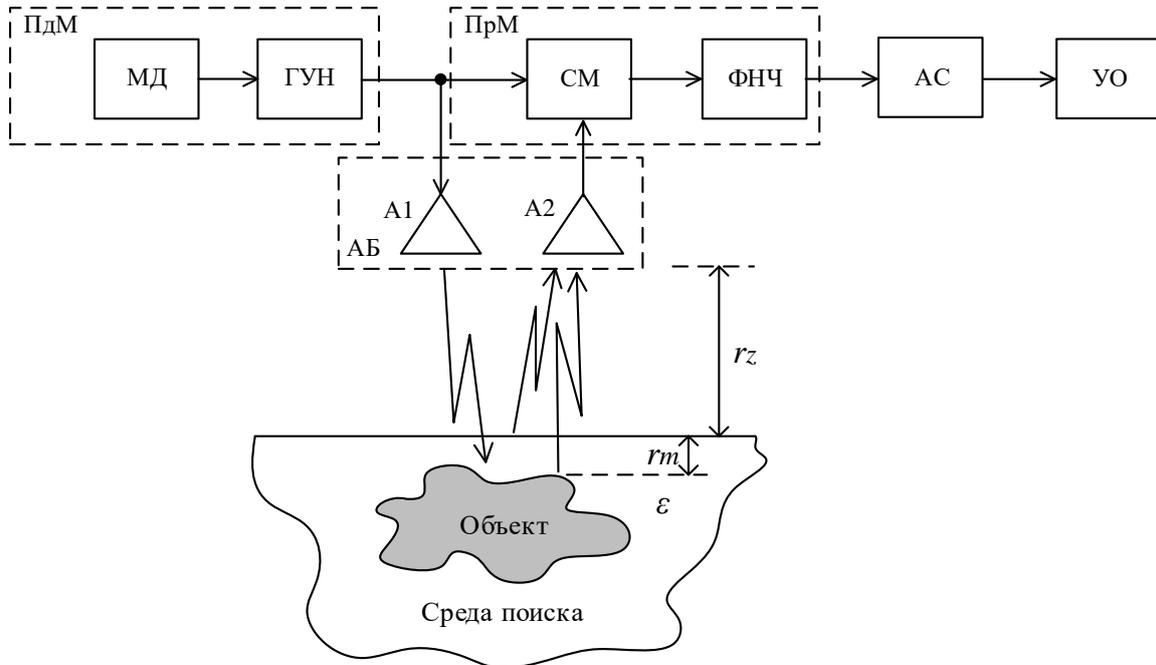


Рис. 1. Принцип работы георадара с непрерывным ЛЧМ зондированием

Поскольку в ГР (согласно частотному методу измерения дальности) необходимо производить спектральную оценку сигнала с выхода СМ, на разрешающую способность влияет и метод спектрального оценивания. Классическим подходом к спектральному оцениванию является коррелограммный метод, в котором радиолокационный портрет \mathbf{P} определяется как:

$$\mathbf{P}_n = \left| \mathbf{S}_0^{<n>T} \mathbf{R} \mathbf{S}_0^{<n>} \right|, \quad n = \overline{0, N_a - 1}, \quad (3)$$

где \mathbf{R} – корреляционная матрица, полученная для разностных частот при Фурье-преобразовании; N_a – число элементов сформированного глубинного портрета; \mathbf{S}_0 – матрица опорных частот.

В [2] показано, что для несимметричной пилообразной модуляции разрешение метода спектрального оценивания совпадает с разрешением, обеспечиваемым параметрами ЗС, а при симметричной – точнее его в два раза.

Таким образом, разрешение ГР по глубине, определяемое эффективной полосой спектра ЗС в 500...1000 МГц, например, для сред с $\varepsilon = 4...5$ единиц (песчаный грунт) может составлять от 15 до 3,5 см.

Требования эффективного и надежного обнаружения приповерхностных объектов обуславливают необходимость улучшения разрешения ГР и разработки новых подходов к построению аппаратно-программной платформы.

Методы и средства повышения эффективности обнаружения приповерхностных объектов

В [3] показана возможность повышения эффективности обработки сигнала за счет применения методов сверхразрешения, в частности, метода максимального правдоподобия:

$$MP_n = \left| \mathbf{S} \mathbf{o}^{<n>T} \mathbf{Q} \mathbf{S} \mathbf{o}^{<n>} \right|^{-1}, \quad n = \overline{0, N_a - 1}, \quad (4)$$

где $\mathbf{Q} = \mathbf{R}^{-1}$ – обратная корреляционная матрица анализируемого сигнала. Данный класс методов использует для улучшения разрешения избыточное отношение сигнал/шум, формируемое в групповом ПС при регистрации ГР приповерхностных и малоуглубленных в грунт объектов.

Повышение точности определения площадной проекции зондируемого объекта возможно при переходе от бистатической схемы построения ГР к моностатической с единой приемо-передающей антенной.

Важной характеристикой ГР является точность измерения глубин залегания и линейных размеров объектов. Исходя из (1), глубина залегания объекта может быть вычислена по измеренной частоте соответствующих ему биений:

$$r_m = \frac{f_{\text{би}} c}{2\gamma \sqrt{\varepsilon}} - \frac{r_z}{\sqrt{\varepsilon}}. \quad (5)$$

Учитывая возможный диапазон значений диэлектрической проницаемости зондируемой среды ($\varepsilon = 2..16$), из формулы 2 видно, что для правильного определения глубины и толщины объекта необходима информация о среде поиска. Т.к. диэлектрическая проницаемость сильно зависит от влажности, то использование справочных данных даст большую ошибку измерений, для исключения которой необходимо производить калибровку, измеряя актуальные параметры среды поиска.

Определим требования к точности измерения диэлектрической проницаемости исходя из заданной ошибки измерения глубины, для чего в формуле (5) опустим составляющую $\frac{r_z}{\sqrt{\varepsilon}}$, отвечающую за высоту подъема антенного блока (АБ) над поверхностью:

$$\Delta r_m = \frac{f_{\text{би}} c}{2\gamma \sqrt{\varepsilon}} - \frac{f_{\text{би}} c}{2\gamma(\sqrt{\varepsilon} + \Delta\sqrt{\varepsilon_n})}, \quad (6)$$

где $\Delta\sqrt{\varepsilon_n}$ – погрешность измерения диэлектрической проницаемости среды.

Произведем эквивалентные преобразования и выразим искомую величину:

$$\Delta\sqrt{\varepsilon_n}(\Delta r_m) = \frac{2\gamma \Delta r_m \varepsilon}{f_{\text{би}} c - 2\gamma \Delta r_m \sqrt{\varepsilon}}. \quad (7)$$

Тогда, например, для $\Delta r_m = 1$ см, $\varepsilon = 9$ и $f_{\text{би}} = 1$ МГц ошибка измерения диэлектрической проницаемости должна быть: $\Delta\sqrt{\varepsilon_n} \leq 0,06$.

Существующие методы измерения диэлектрической проницаемости требуют использования специальных измерительных приборов, в которые необходимо загружать образец грунта. Такой подход позволяет получить высокую точность, однако требует высоких аппаратных затрат и неудобен при оперативных исследованиях.

Для упрощения и автоматизации процесса калибровки ГР, возможно использовать фазовый метод измерения дальности, разместив АБ вплотную к среде поиска. Т.к. база АБ и длина соединительных высокочастотных кабелей априорно известна, то фазовый набег сигнала, прошедшего между передающей (А1) и приемной (А2) антеннами, относительно сигнала гетеродина будет зависеть от диэлектрической проницаемости среды, к которой прилегает АБ.

В общем виде фазовый набег сигнала за время распространения между А1 и А2 описывается выражением:

$$\varphi = 2\pi ft, \quad (8)$$

где f – частота излучения; t – время распространения сигнала.

С учетом уменьшения скорости распространения электромагнитной волны в твердой среде, время за которое сигнал пройдет базу B , можно записать как:

$$t = \frac{B\sqrt{\varepsilon}}{c}. \quad (9)$$

Подставив (9) в (8), запишем окончательное выражение для фазового набега:

$$\varphi = 2\pi f \frac{B\sqrt{\varepsilon}}{c}, \quad (10)$$

откуда выразим диэлектрическую проницаемость среды:

$$\sqrt{\varepsilon}(\varphi) = \frac{c\varphi}{2\pi f B}. \quad (11)$$

В соответствии с (11) в ГР требуется обеспечить измерение фазового набега φ , что возможно реализовать в приемо-передающем тракте гомодинного типа с квадратурными каналами [4]. Полученные на нулевой частоте ортогональные сигналы I и Q позволяют вычислить искомый фазовый набег: $\varphi = \arctg(I/Q)$. Теперь для измерения диэлектрической проницаемости достаточно реализовывать в ГР алгоритм вида:

$$\sqrt{\varepsilon}(\varphi) = \frac{c \cdot \arctg(I/Q)}{2\pi f B}. \quad (12)$$

Заключение

Таким образом, рассмотрены вопросы повышения эффективности обнаружения приповерхностных и малозаглубленных в грунт объектов для ЛЧМ георадаров с непрерывным зондированием, включающие обоснование структуры, методов и средств обработки сигналов. Показано, что создание подобных систем является решением задачи поиска компромисса между требованиями по назначению радиолокатора, техническими решениями и возможностями современных алгоритмов обработки сигналов.

Список использованных источников

1. Daniels D. J. Ground Penetrating Radar. -London: The Institution of Electrical Enginee, 2004. – 764 p.
2. Jankiraman M. FMCW Radar Design. - Norwood: Artech House, 2018. – 425 p.
3. Гринкевич, А. В., Савенко, С. А. Повышение эффективности подповерхностного радиолокатора на основе нетрадиционных методов спектрального анализа// Наука и военная безопасность. 2006. №4. С. 38–41.
4. Малевич И.Ю., Лопатченко А. С., Шукевич Т. В., Меледин К. И. Приемо-передающий тракт гомодинного типа с квадратурными каналами для ЛЧМ радара подповерхностного зондирования// Проблемы инфокоммуникаций. 2019. №2(10). С.12-17.

УДК 621.396.96+621.391

БАЗОВЫЙ АЛГОРИТМ ДЛИТЕЛЬНОГО КОГЕРЕНТНОГО НАКОПЛЕНИЯ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ МИГРАЦИИ ПО ДАЛЬНОСТИ И ЕЕ ПРОИЗВОДНЫМ

КОЗЛОВ С. В., ЛЕ ВАН КЫОНГ

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

E-mail: kozlov@bsuir.by

Аннотация. На основе математической модели отраженного от точечной цели сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным предложен алгоритм длительного когерентного накопления (КН) отраженного сигнала (ОС), предусматривающий вычисление спектров принимаемой реализации в каждом периоде повторения, коррекцию миграции по дальности и ее производным путем умножения спектров на фазовые функции, определяемые ожидаемыми параметрами движения цели, суммирование спектров, умножение результата на комплексную частотную характеристику (КЧХ) согласованного фильтра одиночного сигнала и получение выходного сигнала когерентного накопителя путем обратного преобразования Фурье суммарного взвешенного спектра. Построена функция неопределенности по скорости и ускорению, получены выражения для разрешающей способности по производным дальности и приведены оценки для требуемого числа каналов приемника.

Abstract. Based on the mathematical model of the reflected signal in the presence of range migration and its derivatives, an algorithm for long-term coherent accumulation of the reflected signal is proposed, which provides for the calculation of the spectra of the received implementation in each repetition period, correction of the range migration and its derivatives by multiplying the spectra by phase functions determined by the expected motion parameters goals, summation of spectra, multiplication of the result by the CFC of the filter and obtaining the output signal of a coherent accumulator by inverse Fourier transform of the total weighted spectrum. An uncertainty function for velocity and acceleration is constructed, expressions for the resolution with respect to the range derivatives are obtained, and estimates for the required number of receiver channels are given.

Постановка задачи

Алгоритмы обнаружения целей в условиях наличия миграции по дальности и ее производным рассматривались в ряде работ. Для случая наличия линейной миграции дальности (ЛМД) в работе [1] предложены достаточно эффективные алгоритмы обработки, но для целей, движущихся с ненулевыми высшими производными дальности, квадратичная (КвМД) и кубическая (КубМД) миграция дальности и связанная с ними миграция доплеровской частоты (МДЧ), не устраняются. В [2] рассмотрены алгоритмы обработки сигналов в бортовых радиолокационных станциях при наблюдении высокоскоростных летательных аппаратов. Авторы утверждают, что квадратичное изменение дальности, в части смещения огибающей является несущественным по отношению к линейному. На самом деле сравнение нужно проводить не с линейным изменением дальности, а со смещением сжатых импульсов за время наблюдения в сравнении с разрешающей способностью по времени задержки. Поэтому допущение авторов верно для относительно низкой (0,5 мкс) разрешающей способностью бортовых РЛС по задержке в сочетании с небольшим (0,1...0,2 с) временем когерентного накопления. Кроме того, компенсация ЛМД в предложенном алгоритме реализуется не полностью, а компенсация квадратичной и кубической МД не реализуется.

Таким образом, в настоящее время отсутствуют практически реализуемые алгоритмы обработки, обеспечивающие длительное КН ОС при наличии миграции по дальности и ее производным.

Цель статьи – обоснование и исследование базового алгоритма длительного накопления отраженного сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным и обоснование требований к многоканальному приемнику.

Алгоритмы обработки

Согласно [4], модель отраженного от точечной цели сигнала имеет вид (здесь и далее использованы обозначения [4]):

$$\dot{S}(t_m, t_k) = S_0 \text{rect} \left[\frac{1}{T_0} (t_m - \tau_k) \right] e^{j\pi\mu_c (t_m - \tau_k)} e^{-j\psi_k} e^{-j4\pi \frac{f_0}{c} V_{d_k} t_m} \quad (1)$$

Выполним сжатие каждого из импульсов пачки с использованием согласованного фильтра (СФ) одиночного импульса со скоростью изменения частоты μ_c , с постоянной времени $t_{cf} = T_0$, настроенного на доплеровский сдвиг частоты F_{cf} . После согласованного фильтра принимаемый сигнал с точностью до начальной фазы запишется в виде

$$\dot{S}_{сж}(t_m, t_k) = A_k \text{sinc} \left\{ \Delta f_0 \left[t_m - T_0 + \frac{F_{DSk} - F_{cf}}{\mu_c} - \tau_k \right] \right\} \times e^{-j \frac{4\pi f_0}{c} V_{0rc} t_k} e^{-j \frac{2\pi f_0}{c} a_{rc} t_k^2} e^{-j \frac{2\pi f_0}{3c} a'_{rc} t_k^3} e^{-j \frac{4\pi f_0}{c} (V_{0rc} + a_{rc} t_k + \frac{1}{2} a'_{rc} t_k^2) t_m} \quad (2)$$

где $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$; $A_k = S_0 T_0 \Delta f_0 (1 - |F_{DSk} - F_{cf}| / \Delta f_0)$ - амплитуды отраженных импульсов после СФ с учетом доплеровского сдвига частоты $F_{DSk} = -\frac{2}{\lambda} (V_{0rc} + a_{rc} t_k + \frac{1}{2} a'_{rc} t_k^2) = F_{0D} - \frac{2}{\lambda} a_{rc} t_k - \frac{1}{\lambda} a'_{rc} t_k^2$ - доплеровский сдвиг частоты k -го импульса пачки ОС; $F_{0D} = -\frac{2V_{0rc}}{\lambda}$ - начальный доплеровский сдвиг частоты; $\lambda = c / f_0$ - длина волны. Величина F_{DSk} / μ в аргументе $\text{sinc}(x)$ отражает изменение положения максимума сжатого ЛЧМ-сигнала в зависимости от доплеровского сдвига частоты. Выражение (2) хорошо описывает форму главного и первых боковых лепестков сжатого ЛЧМ-сигнала [6].

Как видно из (2), положения t_k^{\max} максимумов огибающих сжатых сигналов составляют

$$t_k^{\max} = T_0 + \frac{2}{c} \left(r_{0c} + V_{0rc} t_k + \frac{1}{2} a_{rc} t_k^2 + \frac{1}{6} a'_{rc} t_k^3 \right) - \frac{F_{DSk} - F_{cf}}{\mu_c} = T_0 - \frac{F_{0D}}{\mu_c} + \frac{2r_{0c}}{c} + \frac{2}{c} (V_{0rc} + \frac{f_0}{\mu_c} a_{rc}) t_k + \frac{1}{c} (a_{rc} + \frac{f_0}{\mu_c} a'_{rc}) t_k^2 + \frac{1}{3c} a'_{rc} t_k^3 + \frac{c F_{cf}}{2\mu_c}$$

и изменяется кубически в медленном времени. Значения максимумов промодулированы функцией $1 - \left| F_{0D} - \frac{2f_0}{c} a_{rc} t_k - \frac{f_0}{c} a'_{rc} t_k^2 \right| / \mu_c$, а фазы изменяются по закону $-4\pi \frac{f_0}{c} \left(V_{0rc} t_k + \frac{1}{2} a_{rc} t_k^2 + \frac{1}{6} a'_{rc} t_k^3 + (V_{0rc} + a_{rc} t_k + \frac{1}{2} a'_{rc} t_k^2) t_k^{\max} \right)$. Когерентное накопление ОС может быть достигнуто только при устранении миграции по дальности и частоте [2,5].

Выполним преобразование Фурье $F\{\bullet\}$ над $\dot{S}_{сж}(t_m, t_k)$ по переменной t_m быстрого времени. В соответствии с теоремой о спектрах, получим

$$\begin{aligned} \dot{G}_{\text{СЖ}}(F, t_k) &= A_k e^{-j \frac{4\pi f_0}{c} V_{0rc} t_k} e^{-j \frac{2\pi f_0}{c} a_{rc} t_k^2} e^{-j \frac{2\pi f_0}{3c} a'_{rc} t_k^3} \times \\ &\times F \left\{ \text{sinc}(\Delta f_0 (t_m - t_k^{\max})) e^{-j \frac{4\pi f_0}{c} (V_{0rc} + a_{rc} t_k + \frac{1}{2} a'_{rc} t_k^2) t_m} \right\} = \quad (3) \\ &= A_k e^{-j \frac{4\pi f_0}{c} V_{0rc} t_k} e^{-j \frac{2\pi f_0}{c} a_{rc} t_k^2} e^{-j \frac{2\pi f_0}{3c} a'_{rc} t_k^3} e^{-j 2\pi \left(F + \frac{2f_0 (V_{0rc} + a_{rc} t_k + \frac{1}{2} a'_{rc} t_k^2)}{c} \right) t_k^{\max}} \end{aligned}$$

Спектры $\dot{G}_{\text{СЖ}}(F, t_k)$ отличны от нуля при $-\frac{\Delta f_0}{2} \leq F - \left(\frac{2V_{dk}}{\lambda} - F_{\text{СФ}} \right) \leq \frac{\Delta f_0}{2}$. Выражение (3) для спектра сигналов на выходе СФ определяет возможные алгоритмы обработки.

Базовый алгоритм когерентного накопления

С учетом линейности операций прямого и обратного преобразования Фурье при когерентном накоплении сигнала с заданными значениями скорости, ускорения, и производной ускорения необходимо обеспечить синфазное сложение спектров с учетом коррекции миграций дальности и частоты и умножить на результат на комплексную частотную характеристику согласованного фильтра:

$$\dot{G}_{\Sigma}(F) = \dot{G}_{\text{СФ}}(F) \sum_{k=0}^{K-1} \dot{Q}(F, k) \dot{G}(F, t_k), \quad (4)$$

где $\dot{G}_{\text{СФ}}(F) = F \left\{ S_{3c}^*(T_0 - t) e^{-j 2\pi F_{\text{СФ}}(T_0 - t)} \right\}$ - комплексная частотная характеристика (КЧХ) СФ, настроенного на доплеровский сдвиг частоты $F_{\text{СФ}}$;

$$\begin{aligned} Q(F, k) &= \underbrace{e^{j \frac{4\pi f_0}{c} V_{0s} t_k} e^{j \frac{2\pi f_0}{c} a_s t_k^2} e^{j \frac{2\pi f_0}{3c} a'_s t_k^3}}_{\text{компенсация МЧ}} \times \\ &\times e^{\underbrace{j \frac{4\pi}{c} \left(F + \frac{2f_0 (V_{0s} + a_s t_k + \frac{1}{2} a'_s t_k^2)}{c} \right) \left(\left(V_{0r} + \frac{f_0}{\mu_c} a_s \right) t_k + \frac{1}{2} \left(a_s + \frac{f_0}{\mu_c} a'_s \right) t_k^2 + \frac{1}{6} a'_s t_k^3 + \frac{c F_{\text{СФ}}}{2\mu_c} \right)}_{\text{компенсация МД}}} \quad (5) \end{aligned}$$

- фазовая функция, обеспечивающая компенсацию миграции по дальности и частоте и выравнивание фаз спектров для k -го импульса пачки; V_{0s} , a_s , a'_s - опорные значения начальной радиальной скорости цели, начального радиального ускорения, и производной ускорения $V_{0s} \approx V_{0rc}$, $a_s \approx a_{rc}$, $a'_s \approx a'_{rc}$.

Выходной сигнал канала дальности находится обратным преобразованием Фурье:

$$\dot{Y}(t) = F^{-1} \{ \dot{G}_{\Sigma}(F) \}. \quad (6)$$

На рис. 1 приведена иллюстрация процесса обработки принимаемого сигнала предлагаемым алгоритмом для одного из характерных случаев.

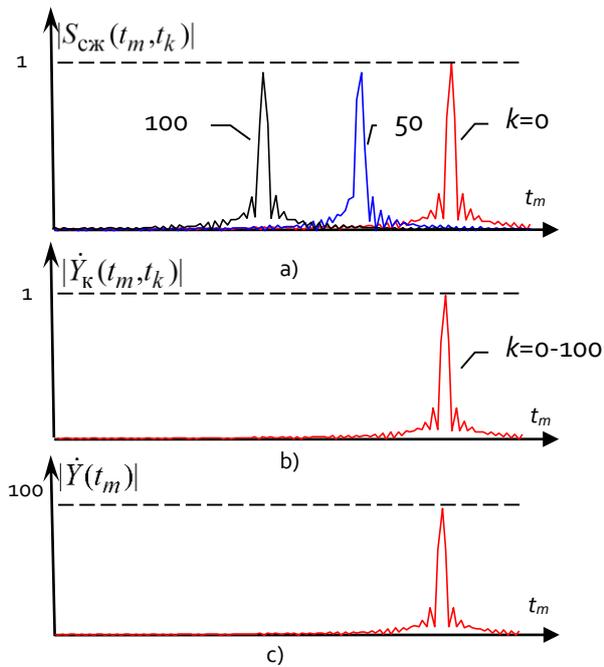


Рис. 1. Иллюстрация миграции по дальности, ее компенсации и когерентного накопления для базового алгоритма

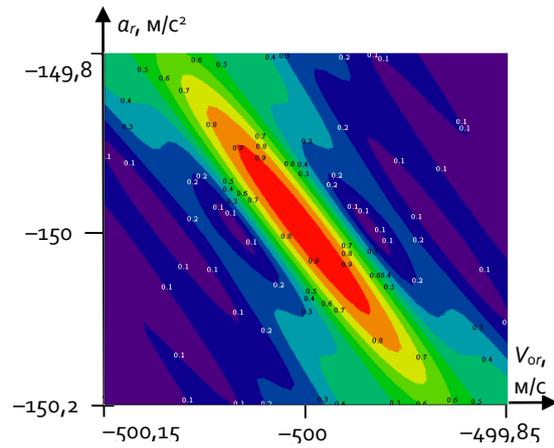


Рис. 2. Контурная диаграмма лепестков функции неопределенности по радиальной скорости/радиальному ускорению для различных значений начальной радиальной скорости

Рис. 1а соответствует результату внутрипериодной обработки импульсов ОС. Сжатые сигналы распределены по оси задержки неравномерно в соответствии с заданными параметрами движения цели. Рис. 1б соответствуют случаю устранения миграции дальности и частоты согласно (4) (без суммирования спектров) с последующей реализацией обратного преобразования Фурье. Видно, что положения максимумов всех сжатых импульсов на оси временных задержек совпадают. Кроме того, их фазы одинаковы. Результат когерентного сложения в число импульсов раз больше, чем амплитуда первого импульса пачки (рис. 1в).

Для рассматриваемого алгоритма обработки может быть построена трехмерная функция неопределенности, определяющая величину отклика алгоритма обработки при наличии рассогласований $\delta V = V_{orc} - V_{0s}$; $\delta a = a_{rc} - a_s$; $\delta a' = a'_{rc} - a'_s$ отраженного сигнала и параметров алгоритма обработки по радиальной скорости, ускорению и его производной. Ограничимся случаем наличия рассогласования по скорости и ускорению. На рис. 2 приведен участок (один из лепестков) функции неопределенности (ФН) по начальной радиальной скорости и радиальному ускорению

$$\Psi(\delta V, \delta a) = \frac{\max |\dot{Y}(t, \delta V, \delta a)|}{\max |\dot{Y}(t, 0, 0)|}, \quad (7)$$

где $|\dot{Y}(t, \delta V, \delta a)|$ - модуль выходного сигнала алгоритма обработки. Зависимости построены для $T_{кн} = 1$ с; $T_r = 0,01$ с; $V_{0r} = -500$ м/с; $a_r = -150$ м/с², $\lambda = 0,1$ м.

Как и следовало ожидать из физических предпосылок, для ФН характерна функциональная зависимость между начальной радиальной скоростью и радиальным ускорением. Это обстоятельство, аналогично обработке ЛЧМ-сигнала, может способствовать некоторому сокращению числа потребных каналов обработки. Лепестки ФН периодически повторяются по оси начальной радиальной скорости с периодом $V_{одн} = \frac{\lambda}{2T_r}$, но амплитуда лепестков снижается с увеличением δV . Интервал однозначного

определения скорости определяется периодическим фазовым множителем $e^{j \frac{4\pi f_0}{c} V_{0s} t_k} = e^{j \frac{4\pi f_0}{c} V_{0s} k T_r}$.

Разрешающие способности по скорости, ускорению и производной ускорения составят

$$\Delta V = \frac{\lambda}{2T_{\text{кн}}}; \Delta a = \frac{\lambda}{2T_{\text{кн}}^2}; \Delta a' = \frac{\lambda}{2T_{\text{кн}}^3}, \quad (8)$$

при этом скорость определяется однозначно, так и неоднозначно, а ускорение и производная ускорения - однозначно. Начальная скорость используется не только при компенсации фазовых сдвигов, но и для компенсации линейной миграции дальности. При неудовлетворительной компенсации амплитуда выходного сигнала будет снижаться, что может быть использовано для снижения неоднозначности.

Оценим требуемое число каналов обработки по скорости, ускорению и производной ускорения. С учетом неоднозначного измерения скорости общее число каналов по скорости будет определяться числом $N_{V\text{Гр}}$ каналов по «грубой» скорости (компенсация линейного изменения дальности) и числом каналов по «точной» скорости. Примем, что компенсация ЛМД является удовлетворительной, если последний импульс пачки смещается не более чем на половину элемента разрешения по отношению к первому $\Delta V_{\text{ЛМД}} = |V_{0r} - V_{0s}| T_{\text{кн}} < \frac{c}{4\Delta f_0}$, откуда требуемый шаг сетки, то есть интервал однозначного определения скорости при компенсации ЛМД

$$\Delta V_{\text{ЛМД}} = \frac{c}{4\Delta f_0 T_{\text{кн}}}, \quad (9)$$

а общее число каналов по «грубой» скорости при максимальной радиальной скорости V_{max}

$$N_{V\text{Гр}} = \frac{V_{\text{max}}}{\Delta V_{\text{ЛМД}}} = \frac{4\Delta f_0 T_{\text{кн}} V_{\text{max}}}{c}. \quad (10)$$

Отношение интервала однозначного определения скорости к разрешающей способности по скорости соответствует требуемому числу каналов по «точной» скорости и будет равно числу импульсов в пачке

$$N_{V\text{Т}} = \frac{\lambda / (2T_r)}{\lambda / (2T_{\text{кн}})} = \frac{T_{\text{кн}}}{T_r} = K. \quad (11)$$

Общее число каналов по скорости:

$$N_V = N_{V\text{Гр}} N_{V\text{Т}} = \frac{4K\Delta f_0 T_{\text{кн}} V_{\text{max}}}{c}. \quad (12)$$

Требуемое число каналов по ускорению и производной ускорения

$$N_a = \frac{2T_{\text{кн}}^2 a_{\text{max}}}{\lambda}, \quad (13)$$

$$N_{a'} = \frac{2T_{\text{кн}}^3 a'_{\text{max}}}{\lambda}, \quad (14)$$

где a_{max} , a'_{max} - максимальное значение радиального ускорения и максимальная производная ускорения цели (в положительном или отрицательном направлении).

Общее число каналов обработки

$$N_{\Sigma} = N_V N_a N_{a'} = \frac{4K\Delta f_0 T_{\text{кн}} V_{\text{max}}}{c} \frac{2T_{\text{кн}}^2 a_{\text{max}}}{\lambda} \frac{2T_{\text{кн}}^3 a'_{\text{max}}}{\lambda} = \frac{16V_{\text{max}} a_{\text{max}} a'_{\text{max}} \Delta f_0 T_{\text{кн}}^7}{c\lambda^2 T_r}, \quad (15)$$

определяется седьмой степенью времени когерентного накопления, что определяет резкое увеличение затрат на обработку с увеличением указанного времени.

Заключение

Базовый алгоритм когерентного накопления позволяет устранять миграцию по дальности и ее производным в спектральной области и обеспечить длительное когерентное накопление отраженного сигнала без потерь.

Основным недостатком базового алгоритма является большое число каналов обработки. Для снижения числа каналов обработки необходима обоснование быстрых процедур длительного когерентного накопления с высоким естественным параллелизмом.

Список использованных источников

1. Чепкасов А. В., Сухоплюев А. В. Радиолокационный прием пачки импульсов большой длительности при обнаружении движущихся целей // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей», 2019, № 1, с. 30–34.
2. Ильчук А. Р., Сеницын И. А. Алгоритмы обработки сигналов, отраженных от высокоскоростных летательных аппаратов, в бортовых радиолокационных системах // Радиотехника, 2014, № 7, с. 16–23.
3. Порсев В. И., Николаев А. П., Кривоножко И. С. Многоканальное накопление радиолокационных сигналов, отраженных от высокоскоростных целей, движущихся с ускорением. // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей», 2018, № 1, с. 23–34.
4. Mark A. R. The Keystone transformation for correcting range migration in range-Doppler processing available at <http://users.ece.gatech.edu/mrichard/Keystone.pdf>, March 2014.
5. Ширман Я. Д. Теоретические основы радиолокации // издание академии, 1984, 406 с.
6. Вакман Д. Е. Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации // издательство “советское радио” Москва, 1965, 303 с.
7. Козлов С. В., Ле Ван Кыонг. Математические модели отраженного сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным. В настоящем сборнике.

УДК 621.396.96+621.391

КОГЕРЕНТНО-НЕКОГЕРЕНТНОЕ НАКОПЛЕНИЕ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ МИГРАЦИИ ПО ДАЛЬНОСТИ И ЕЕ ПРОИЗВОДНЫМ

КОЗЛОВ С. В., ЛЕ ВАН КЫОНГ

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

E-mail: kozlov@bsuir.by

Аннотация. Предложен вариант длительного комбинированного накопления отраженного сигнала, предусматривающий разделение его на непересекающиеся подпачки, когерентное накопление (КН) в подпачках с использованием одного из быстрых алгоритмов и последующее некогерентное накопление (НН) квадратов модулей результатов обработки подпачек. Отличием предлагаемого алгоритма некогерентного накопления от известных является использование в качестве суммируемых значений максимумов квадратов модулей результатов когерентной обработки, выбираемых из области дальность/радиальная скорость в соответствии с заданной гипотезой о минимальном и максимальном значении радиальной скорости цели и настройки канала обнаружения по радиальному ускорению. Выполнено имитационное моделирование и получены характеристики обнаружения. Приведены оценки для требуемого числа каналов приемника.

Abstract. A variant of long-term combined accumulation of the reflected signal is proposed, which provides for the division of the reflected signal into non-intersecting sub-packs, coherent accumulation in sub-packs using one of the economical algorithms, and subsequent incoherent accumulation of the squares of the modules of the results of processing the sub-packs. The difference between the proposed incoherent accumulation algorithm and the known ones is the use of the summed values of the maxima of the squares of the moduli of the results of coherent processing, selected from the range/radial velocity region in accordance with a given hypothesis about the minimum and maximum values of the target radial velocity and customization the detection channel by radial acceleration. Simulation was performed and detection characteristics were obtained. Estimates are given for the required number of receiver channels.

Постановка задачи

Трудности, возникающие при разработке алгоритмов длительного когерентного накопления отраженного сигналов при наличии миграции по дальности и ее производным, заключаются не только в парировании (без существенных энергетических потерь) указанного фактора, но и в необходимости организации большого числа каналов обработки с последующим анализом их выходных сигналов. В работе [1] предложен базовый, а в [2] на основе базового предложены «быстрые» (экономичные в вычислительном плане) алгоритмы длительного КН отраженного сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным и выполнена оценка требуемое число каналов обработки.

При обнаружении реальных радиолокационных целей без априорных данных о параметрах их движения (радиальная скорость, ускорения и производная ускорения) число каналов может составить сотни тысяч-десятки миллионов, что существенно затрудняет реализацию приемника. В этой связи возникает задача снижения числа каналов обработки, что может быть достигнуто за счет применения комбинированной – сочетания когерентной обработки в подпачках и некогерентного накопления результатов обработки.

Цель статьи – обоснование алгоритма комбинированного когерентно-некогерентного алгоритма накопления отраженного сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным.

Алгоритм обработки

Как следует из выражения (4) работы [2] число каналов приемника пропорционально шестой степени времени $T_{\text{КН}}$ когерентного накопления (все обозначения соответствуют [1-3]). Следовательно, если уменьшить время КН в Q раз, то число каналов уменьшится в Q^6 раз.

Разделим интервал КН по «медленному» времени на $q = \overline{1, Q}$ непересекающихся подпачек одинаковой длительности. Каждая подпачка будет содержать K / Q импульсов. Будем полагать, что за время наблюдения цель остается в пределах одного диапазона «грубой» доплеровской скорости [1,2].

Так как обработка проводится для Q подпачек, то теоретический выигрыш в числе каналов составит $Q^6/Q=Q^5$ раз. Отметим, что при возможных значениях $T_{\text{кн}}=1$ с и $Q=10$ получим $T_{\text{кн1}}=T_{\text{кн}}/Q=0,1$ с, что приводит к разрешающей способности по производной радиального ускорения $\Delta a' = \lambda / (2T_{\text{кн1}}^3)$ [2], что при $\lambda=0,3\dots 0,03$ м составит $\Delta a'=15\dots 150$ м/с³. Это очень большое значение производной радиального ускорения, практически недостижимое для реальных целей, поэтому на практике при разделении сигнала на подпачки учет произвольной радиального ускорения в большинстве случаев не потребуется. Поэтому выигрыш в числе каналов может быть оценен в Q^2 раз.

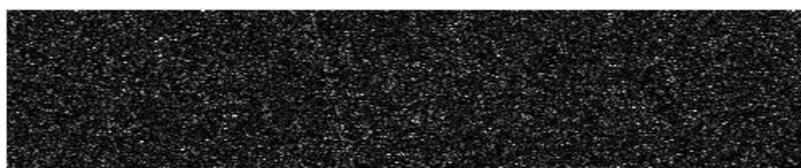
В результате применения алгоритм на основе компенсации миграции дальности и преобразования Фурье или алгоритма обработки на основе частичной компенсации миграции дальности и преобразования замкового камня к каждой подпачке для некоторых значений ускорения a_s и начальной радиальной скорости V_{0s} будет образовано $q=1, Q$ матриц $|\dot{G}_q(t_m, F_k)|$ радиолокационного изображения (РЛИ) сцены, по каждой из которой возможно решение задачи обнаружения цели и (или) некогерентное накопление результатов обработки.

Рассмотрим характерные энергетические соотношения. Пусть перед РЛС стоит задача обнаружить цели на заданной дальности при реализованном отношении сигнал/шум при полностью когерентной обработке $\rho = E / N_0$, тогда отношение сигнал/шум по одной подачке будет $\rho_{\text{пш}} = \rho / Q$. Пусть $Q=10$, $\rho=20$ дБ, тогда $\rho_{\text{пш}}=10$ дБ.

При таком значении $\rho_{\text{пш}}$ сигнал не будет существенно выделяться на парциальных радиолокационных изображениях, но его энергия достаточна для эффективного некогерентного накопления. Потери некогерентного накопления в сравнении с когерентным при нефлуктуирующем отраженном сигнале и $Q=10$ составят около 2 дБ [4, 5]. Рассматриваемая ситуация иллюстрируется на рисунке 1, где показано исходное РЛИ в вид результатов согласованной фильтрации одиночных импульсов и синтезированное РЛИ при когерентной обработке каждой подпачки. Число столбцов синтезированного отсчетов синтезированного РЛИ по подпачкам в столбцах равно Q . Элементы синтезированного $|\dot{G}_\Sigma(q, t_m)|^2$ РЛИ формировались по правилу

$$|\dot{G}_\Sigma(q, t_m)|^2 = \max_k |\dot{G}_q(t_m, F_k)|^2, \quad (1)$$

то есть из соответствующего столбца РЛИ для каждой подпачки выбирался максимальный элемент.



а) исходное РЛИ при сжатии одиночных сигналов



б) синтезированное РЛИ при выборе максимального элемента в столбце из каждого парциального РЛИ

Рис. 1. Иллюстрация результатов обработки подпачек импульсов, $\rho=20$ дБ

Как видно из рис. 1., обнаружение цели по исходному РЛИ практически невозможно, так как отношение сигнал/шум по каждому импульсу пачки составляет 0 дБ. При обработке каждой подпачки из 10 импульсов отношение сигнал/шум по каждой подпачке возрастает в 10 раз до 10 дБ, поэтому выходной сигнал при обработке каждой подпачки заметно выделяется над шумами. Особенно отчетливо это проявляется при интеграции результатов обработки подпачек на одном РЛИ согласно (1). Отметим также характерный вид полученного РЛИ, где наличие цели проявляется в виде характерной прямой или изогнутой (в зависимости от радиального ускорения)

яркой линии на фоне шумовых выбросов меньшей интенсивности. Эта линия может быть легко обнаружена, например, оператором.

Сформируем алгоритм некогерентного накопления парциальных РЛИ. Пусть по парциальным РЛИ $|\dot{G}_q(F_k, t_m)|^2$ проверяется гипотеза о наличии цели, максимум отраженного сигнала от которой при $q=0$ находится в отсчете «быстрого» времени с номером m , однозначная начальная радиальная скорость находится в диапазоне $V_{0\min} \dots V_{0\max}$, а радиальное ускорение соответствует параметру настройки канала обработки и составляет a_s .

Тогда для q -ой пачки максимум парциального РЛИ должен находиться в столбцах с номерами от

$$n_1(q, V_0, a_s) = m + \left[\frac{2F_s}{c} \left(V_{0\min} \frac{q}{Q} T_{\text{кн}} + \frac{1}{2} a_s \left(\frac{q}{Q} T_{\text{кн}} \right)^2 \right) \right] \quad (2)$$

до

$$n_2(q, V_0, a_s) = m + \left[\frac{2F_s}{c} \left(V_{0\max} \frac{q}{Q} T_{\text{кн}} + \frac{1}{2} a_s \left(\frac{q}{Q} T_{\text{кн}} \right)^2 \right) \right]. \quad (3)$$

Выберем из этого столбцов максимальный отсчет

$$B_q = \max_{k; m \in [n_1, n_2]} |\dot{G}_{2q}(t_m, F_k)|^2, \quad (4)$$

и просуммируем эти максимумы для всех парциальных РЛИ:

$$\Psi(m, V_{0\min}, V_{0\max}, a_s) = \sum_{q=0}^{Q-1} B_q. \quad (5)$$

Функция $\Psi(m, V_{0\min}, V_{0\max}, a_s)$ представляет собой решающую статистику при обнаружении отраженного сигнала с возможными значениями начальной радиальной скорости $V_{0\min} \dots V_{0\max}$ и заданным радиальным ускорением a_s , максимум которого (для первого импульса пачки) находится в m -м отсчете. Сравнивая решающую статистику с порогом, принимаем решение о наличии цели и формируем грубую оценку скорости цели.

В отличие от стандартного алгоритма некогерентного накопления [5, 6], решающая статистика (5) формируется при предварительном выборе (3), (4) квадрата модуля максимального отсчета из заданной области по времени задержки/неоднозначной радиальной скорости. Если отношение сигнал/шум по подпачке достаточно велико, то с вероятностью, близкой к единице, указанный максимум будет совпадать с сигнальным отсчетом, и решающая статистика будет образована только сигнальными отсчетами. Если отношение сигнал/шум по подпачке мало, то максимум может сформироваться на шумовом отсчете. Это обстоятельство приведет к «размыванию» сигнального максимума и снижению вероятности правильного обнаружения. Таким образом, предлагаемый алгоритм несколько более требователен к отношению сигнал/шум по некогерентно суммируемым отсчетам. Если стандартный алгоритм некогерентного накопления имеет малые потери при отношении сигнал/шум по суммируемым отсчетам ~ 3 дБ, то предлагаемый алгоритм будет обладать этим свойством при отношении сигнал/шум по суммируемым отсчетам $\sim (5 \dots 7)$ дБ.

Требуемое число каналов по начальной радиальной скорости и ускорению для алгоритма с разделением на подпачки определяется очевидной модификацией выражения (4) в [2] и без учета операций некогерентного накопления составляет

$$N_{\text{комб}} = \frac{16V_{\max} a_{\max} a'_{\max} \Delta f_0 T_{\text{кн}}^6}{c \lambda^2 Q^5}. \quad (6)$$

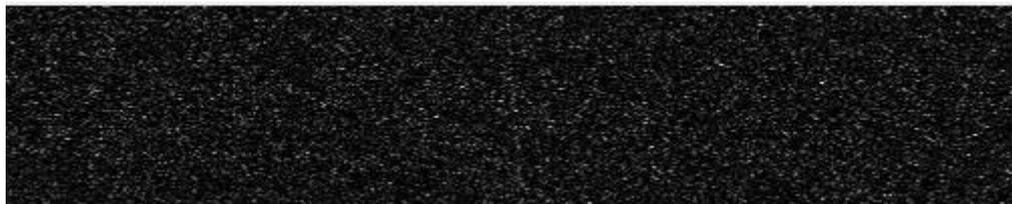
Например, при $\lambda = 0,1$ м; $\Delta f = 10$ МГц; $T_{\text{кн}} = 1$ с, $a'_{\max} = 10$ м/с², $a_{\max} = 150$ м/с², $V_{\max} = 1000$ м/с, $Q = 10$ получим $N_{\text{комб}} = 2400$, что не вызывает непреодолимых сложностей в практической реализации.

Выбор числа подпачек, на который разделяется принимаемый сигнал, в данном случае является компромиссным. При увеличении Q резко снижается вычислительная сложность

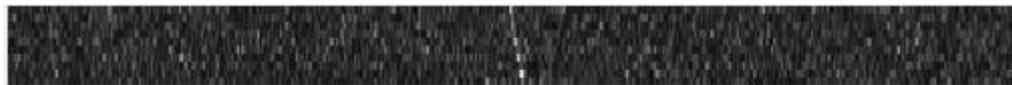
алгоритма, но возрастают потери на некогерентное накопление, при $\rho/Q < (5...7)$ дБ потери могут резко увеличиваться.

Результаты моделирования

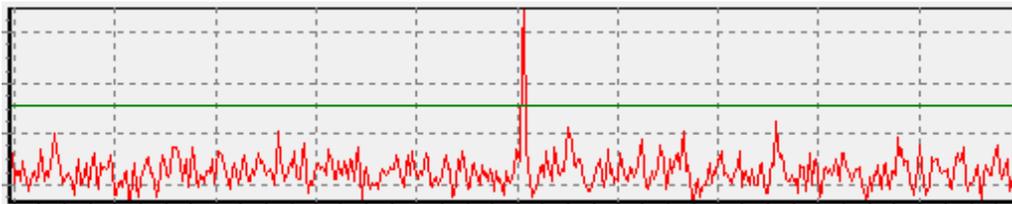
На рис. 2 приведен пример последовательной реализации когерентно накопления в подпачках ($Q=10$), объединения полученных РЛИ путем выбора максимумов и расчета решающей статистики (5). Расчеты проведены при $\rho=20$ дБ, $V_{0r}=V_{0s}=-500$ м/с, $a_r=a_s=-10$ м/с², $V_{0min}=-600$ м/с, $V_{0max}=-400$ м/с.



а) исходное РЛИ – результат согласованной фильтрации



б) РЛИ - результат когерентного накопления в подпачках



с) результат некогерентного накопления для $V_{0min}=-400$ м/с, $V_{0min}=-600$ м/с

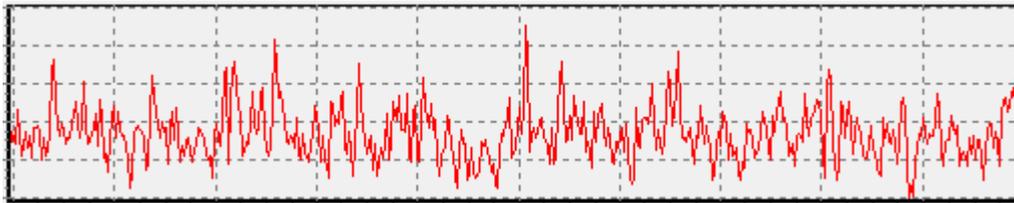
Рис. 2. Иллюстрация последовательной когерентной обработки в подпачках и некогерентного накопления, $\rho=100$

Исходное отношение сигнал/шум невелико, поэтому на исходном РЛИ сигнал практически не наблюдается. После когерентной обработки по подпачкам отношение сигнал/шум возрастает и сигнал может быть обнаружен визуально (рисунок 2б). В результате некогерентного накопления при построении решающей статистики $\Psi(m, V_{0min}, V_{0max}, a_s)$ для отсчета m , примерно соответствующего положению первого сжатого импульса отраженного сигнала, формируется явно выраженный пик, свидетельствующий о наличии цели. Амплитуда пика для заданного значения отношения сигнал/шум примерно в 3,5 раза выше среднего значения фона решающей статистики.

При снижении отношения сигнал/шум по пачке до $\rho=40$ и $Q=10$ сигнал не обнаруживается ни на объединенном РЛИ, ни при анализе решающей статистики (рис. 3). В то же время, если выбрать $Q=4$, сигнал уверенно обнаруживается (рис. 4).



а) РЛИ - результат когерентного накопления в подпачках



b) результат некогерентного накопления для $V_{0\min} = -400$ м/с, $V_{0\min} = -600$ м/с

Рис. 3. Иллюстрация обработки при $\rho = 40$, $Q = 10$



a) РЛШ - результат когерентного накопления в подпачках



b) результат некогерентного накопления для $V_{0\min} = -400$ м/с, $V_{0\min} = -600$ м/с

Рис. 4. Иллюстрация обработки при $\rho = 40$, $Q = 4$

Это подтверждает ранее вышеприведенный тезис о необходимости правильного разделения сигнала на подпачки в соответствии с ожидаемым значением отношения сигнал/шум.

После обнаружения цели по результатам некогерентного накопления может быть решена задача обнаружения отраженного сигнала для каждой из подпачек с оцениванием номеров отсчетов, где находятся максимумы отраженных сигналов. Это позволит устранить неоднозначность скорости цели и уточнения ускорения цели с использованием, например, метода наименьших квадратов.

Заключение

Предлагаемый алгоритм комбинированного когерентно-некогерентного накопления отраженного сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным позволяет резко сократить число каналов приемника и обладает относительно малыми, единицы дБ, потерями на обработку. С учетом характерных отличий синтезированного по подпачкам радиолокационного изображения перспективным является обоснование нейросетевого алгоритма обнаружения с использованием, например, сверточных нейронных сетей.

Список использованных источников

1. Козлов С. В., Ле Ван Кыонг. Базовый алгоритм длительного когерентного накопления отраженного сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным. В настоящем сборнике.
2. Козлов С. В., Ле Ван Кыонг. Экономичные алгоритмы длительного когерентного накопления отраженного сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным. В настоящем сборнике.
3. Козлов С. В., Ле Ван Кыонг. Математические модели отраженного сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным. В настоящем сборнике.
4. Ильчук А. Р., Сеницын И.А. Алгоритмы обработки сигналов, отраженных от высокоскоростных летательных аппаратов, в бортовых радиолокационных системах // Радиотехника, 2014, № 7, с. 16–23.
5. Охрименко А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронной борьбы. Часть 1: основы радиолокации / Учебник курсантов радиотехнических специальностей высших учебных заведения ПВО. – М.: Военное издательство МО СССР, 1983. – 456 с.
6. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
7. Ширман Я. Д., Голиков В. Н. Основы теории обнаружения радиолокационных сигналов и измерения их параметров. Издательство советское радио Москва, 1963. – 279 с.

УДК 621.396.96:519.87

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ МИГРАЦИИ ПО ДАЛЬНОСТИ И ЕЕ ПРОИЗВОДНЫМ

КОЗЛОВ С. В., ЛЕ ВАН КЫОНГ

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

E-mail: kozlov@bsuir.by

Аннотация. Предложены точная, на основе решения нелинейного уравнения для времени задержки, и приближенная, на основе поправки к традиционному выражению для времени задержки, математические модели отраженного от точечной цели сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным. Модели предназначены для обоснования алгоритмов длительного когерентного накопления отраженных сигналов. Показано, что предлагаемая приближенная модель может быть использована в РЛС с длинноимпульсными зондирующими сигналами и традиционными длинами волн при времени наблюдения точечной цели до единиц секунд.

Abstract. Exact, based on the solution of a nonlinear equation for the delay time, and approximate, based on a correction to the traditional expression for the delay time, mathematical models of the reflected signal in the presence of range migration and its derivatives are proposed. The models are designed to substantiate algorithms for long-term coherent accumulation of reflected signals. It is shown that the proposed approximate model can be used in radars with long-pulse probing signals and traditional wavelengths with a point target observation time of up to a few seconds.

Постановка задачи

При обнаружении и сопровождении целей с малой эффективной площадью рассеяния на больших дальностях требуется длительное когерентное накопление (КН) отраженного сигнала (ОС) [1]. В процессе длительного КН такие параметры ОС как время задержки и доплеровский сдвиг частоты могут существенно изменяться, то есть имеет место миграция дальности (МД) и миграция частоты (МЧ) [2,3,4]. Особенно сильно это будет проявляться при использовании в РЛС обнаружения длинноимпульсных (сотни - тысячи мкс) зондирующих сигналов с большой (десятки МГц), шириной спектра, что целесообразно для обеспечения высокой помехоустойчивости РЛС в отношении внешних активных помех. МД и МЧ тесно связаны с параметрами движения цели и радиолокационной станции (РЛС). Для разработки алгоритма КН необходимо построить математическую модель ОС, соответствующую заданной ситуации. В предыдущих исследованиях многих авторов по длительному КН использовалась традиционная для радиолокации модель ОС, в которой время задержки ОС относительно зондирующего определяется текущей дальностью до цели. В настоящей работе рассмотрена точная математическая модель ОС, в которой время задержки является корнем нелинейного уравнения, и ее приближенный вариант, используемый для синтеза алгоритма обработки.

Модель отраженного сигнала

Полагаем, что РЛС излучает когерентную пачку из $k = \overline{0, K-1}$, где K - число импульсов в пачке, линейно частотно-модулированных (ЛЧМ) импульсов с длительностью импульсов T_0 , периодом повторения $T_r = \text{const}$ и моментами излучения $t_k = kT_r$. Нормированная комплексная огибающая пачки зондирующих сигналов

$$\dot{S}_{zc}(\tau, k) = \text{rect}\left[\frac{\tau - kT_r}{T_0}\right] e^{j\pi\mu\tau^2} e^{j2\pi f_0(t_k + \tau)}, \quad (1)$$

где $\mu = \Delta f_0 / T_0$ - скорость изменения частоты; f_0 - начальная частота ЛЧМ-импульсов; $\text{rect}[x] = 1, 0 \leq x \leq 1$. Начальная фаза пачки для упрощения выкладок принята нулевой. Общая длительность наблюдения $T_{\text{КН}} = KT_r$.

В (1) время t_k - это «медленное» время, которое изменяется от периода повторения к периоду повторения, время τ - «быстрое» время, изменяемое в пределах одного периода повторения. При цифровой обработке быстрое время принимает дискретные значения $\tau = t_m = m / F_s$, где $m = \overline{0, M-1}$, M - число отсчетов на каждом интервале наблюдения в «быстром» времени; F_s - частота дискретизации.

Примем, что радиолокационная цель представляет собой один локальный центр отражения (блестящую точку) на дальности $r(t)$, изменяющейся на интервале радиолокационного контакта в соответствии с полиномом третьей степени

$$r(t) = r_0 + V_{0r}t + \frac{1}{2}a_r t^2 + \frac{1}{6}a_r' t^3, \quad (2)$$

где r_0, V_{0r}, a_r, a_r' - начальная дальность, начальная радиальная скорость, радиальное ускорение и скорость изменения радиального ускорения цели.

Традиционная для радиолокации модель ОС после переноса на видеочастоту и дискретизации может быть записана в виде

$$\dot{S}(t_m, t_k) = \text{rect} \left[\frac{t_m - t_z(t_k + t_m)}{T_0} \right] e^{j\pi\mu(t_m - t_z(t_k + t_m))^2} e^{-j2\pi f_0 t_z(t_k + t_m)}, \quad (3)$$

где

$$t_z(t) = \frac{2r(t)}{c} \quad (4)$$

- время задержки ОС. Модель (3), (4) является достаточно точной для традиционных областей радиолокации.

Получим более точную модель принимаемого ОС, учитывающую движение цели с ненулевыми высшими производными дальности на достаточно большом интервале КН. Для этого запишем принимаемый сигнал относительно текущего времени $t = t_k + \tau$, $\tau \in [0, T_r]$. Если ОС в k -м периоде повторения принимается в момент времени $t = t_{izl} + 2\Delta t_1$, где Δt_1 - время распространения ЗС до цели как в прямом, так и в обратном направлении; $t_{izl} \in [t_k, t_k + T_0]$, то он был излучен в момент времени $t_{izl}(t)$, который можно найти из уравнения

$$c\Delta t_1 = r(t_{izl}(t) + \Delta t_1),$$

откуда

$$c \frac{t - t_{izl}(t)}{2} = r \left(\frac{t_{izl}(t)}{2} + \frac{t}{2} \right). \quad (5)$$

Решение (5) определяет зависимость $t_{izl}(t)$ времени излучения сигнала от текущего времени t наблюдения. Перепишем (5) в явном виде:

$$c \frac{t - t_{izl}(t)}{2} = r_0 + \frac{1}{2}V_{0r}(t_{izl}(t) + t) + \frac{1}{2}a_r(t_{izl}(t) + t)^2 + \frac{1}{6}a_r'(t_{izl}(t) + t)^3. \quad (6)$$

Уравнение (6) является кубическим уравнение относительно $t_{izl}(t)$ и после приведения к каноническому виду может быть решено по формулам Кардано или путем тригонометрического разложения Виета. Однако получающееся решение при этом оказывается весьма громоздким и малоприменимым для анализа. В этой связи для нахождения $t_{izl}(t)$ целесообразно использовать численные методы.

Закон изменения фазы принимаемого сигнала

$$\varphi(t) = 2\pi f_0 t_{izl}(t). \quad (7)$$

Зная $t_{izl}(t)$ и $\varphi(t)$, запишем принимаемый сигнал после переноса на видеочастоту и дискретизации в виде

$$\dot{S}(t_m, t_k) = \text{rect} \left[\frac{t_{izl}(t_m + t_k) - t_k}{T_0} \right] e^{j\pi\mu(t_{izl}(t_m + t_k) - t_k)^2} e^{j2\pi f_0(t_{izl}(t_m + t_k) - t_k - t_m)}. \quad (8)$$

Выражение (8) представляет собой точную математическую модель ОС.

Сравнение (3) и (8) показывает их отличие по аргументу времени как для огибающей, так и для фазы на величину

$$\delta = t_m - t_z(t_k + t_m) - (t_{izl}(t_m + t_k) - t_k) = t_k + t_m - t_z(t_k + t_m) - t_{izl}(t_m + t_k).$$

В табл. 1. для некоторых комбинаций параметров r_0, V_{0r}, a_r при $a'_r = 0$ приведены результаты расчетов величины $\delta(t)$, $t = t_k + t_m$ для значений $t = 0$ и $t = T_{кн} = 1$ с.

Таблица 1. Различия по времени задержки для традиционной и точной модели

| r_0 , км | V_{0r} , м/с | a_r , м/с ² | $\delta(0)$, нс | $\delta(T_{кн})$, нс | $\delta(T_{кн}) - \delta(0)$, нс | r_0 , км | V_{0r} , м/с | a_r , м/с ² | $\delta(0)$, нс | $\delta(T_{кн})$, нс | $\delta(T_{кн}) - \delta(0)$, нс |
|------------|----------------|--------------------------|------------------|-----------------------|-----------------------------------|------------|----------------|--------------------------|------------------|-----------------------|-----------------------------------|
| 900 | -500 | 0 | 10 | 9,994 | -0,006 | 300 | -500 | 0 | 3,333 | 3,328 | -0,005 |
| | | -50 | 9,999 | 10,992 | 0,993 | | | -50 | 3,333 | 3,660 | 0,327 |
| | | -100 | 9,997 | 11,99 | 1,993 | | | -100 | 3,333 | 3,992 | 0,659 |
| | | -150 | 9,996 | 12,987 | 2,991 | | | -150 | 3,333 | 4,325 | 0,992 |
| | -1500 | 0 | 30 | 29,95 | -0,05 | | -1500 | 0 | 10 | 9,95 | -0,05 |
| | | -50 | 29,999 | 30,946 | 0,947 | | | -50 | 10 | 10,281 | 0,281 |
| | | -100 | 29,997 | 31,942 | 1,945 | | | -100 | 10 | 10,611 | 0,611 |
| | | -150 | 29,996 | 32,938 | 2,942 | | | -150 | 10 | 10,942 | 0,942 |
| | -3000 | 0 | 60,001 | 59,801 | -0,2 | | -3000 | 0 | 20 | 19,8 | -0,2 |
| | | -50 | 59,999 | 60,794 | 0,795 | | | -50 | 20 | 20,128 | 0,128 |
| | | -100 | 59,998 | 61,788 | 1,79 | | | -100 | 20 | 20,456 | 0,456 |
| | | -150 | 59,996 | 62,781 | 2,785 | | | -150 | 20 | 20,784 | 0,784 |

Как следует из табл. 1., при начальной дальности до цели порядка сотен км, традиционная и точная модели практически совпадают за исключением смещения времени задержки для традиционной модели. Это смещение вызвано пренебрежением расстояния, проходимого целью при ненулевой радиальной скорости цели за время прохождения электромагнитных волн от РЛС до цели в традиционной модели.

Наиболее существенным является разность $\delta(T_{кн}) - \delta(0)$, которая будет определять набег фазы $\delta\varphi = 2\pi f_0 [\delta(T_{кн}) - \delta(0)]$ отраженного сигнала в сравнении с опорным (определяемым временем задержки для традиционной модели) на интервале радиолокационного контакта с целью. Так, например, при $r_0 = 900$ км, $V_{0r} = -500$ м/с; $a_r = a'_r = 0$ и несущей частоте $f_0 = 10$ ГГц получим $\delta\varphi = 2\pi f_0 [\delta(T_{кн}) - \delta(0)] = -21,6^\circ$. Полученная величина малосущественна с позиций КН. В то же время при $V_{0r} = -3000$ м/с получим $\delta\varphi = 2\pi f_0 [\delta(T_{кн}) - \delta(0)] = -720^\circ$, то есть начиная с четверти интервала когерентного накопления (в данном случае 0,25 с) фазы отраженного и опорного сигнала окажутся противоположными.

Для повышения точности введем поправочный сдвиг по времени δt , так что скорректированная временная задержка в (3)

$$t_{zc} = \frac{2r(t - \delta t)}{c} = \frac{2r(t - r(t)/c)}{c}, \quad (9)$$

где $\delta t \approx r(t)/c$ - величина поправки в первом приближении.

Получим выражение для t_{zc} , пренебрегая во временной поправке третьей производной по дальности $\delta t \approx \frac{r_0}{c} + \frac{V_{0r}}{c}t + \frac{1}{2} \frac{a_r}{c}t^2$:

$$t_{zc}(t) \approx \frac{2}{c} \left(r_0 + V_{0r} \left(t - \left(\frac{r_0}{c} + \frac{V_{0r}}{c}t + \frac{1}{2} \frac{a_r}{c}t^2 \right) \right) + \frac{1}{2} a_r \left(t - \left(\frac{r_0}{c} + \frac{V_{0r}}{c}t + \frac{1}{2} \frac{a_r}{c}t^2 \right) \right)^2 + \frac{1}{6} a'_r \left(t - \left(\frac{r_0}{c} + \frac{V_{0r}}{c}t + \frac{1}{2} \frac{a_r}{c}t^2 \right) \right)^3 \right) = \frac{2r_c(t)}{c}. \quad (10)$$

где

$$r_c(t) = r_{0c} + V_{0rc}t + \frac{1}{2} a_{rc}t^2 + \frac{1}{6} a'_{rc}t^3 \quad (11)$$

- скорректированный закон изменения дальности;

$$\begin{aligned}
 r_{0c} &= r_0 - V_{0r} \frac{r_0}{c} + a_r \frac{r_0^2}{2c^2} - a'_r \frac{r_0^3}{6c^3}; \\
 V_{0rc} &= V_{0r} - \frac{1}{c}(V_{0r}^2 + a_r r_0) + \frac{1}{c^2} \left(a'_r \frac{r_0^2}{2} + a_r V_{0r} r_0 \right) - \frac{V_{0r} a'_r r_0^2}{2c^3}; \\
 a_{rc} &= a_r - \frac{1}{c}(3V_{0r} a_r + a'_r r_0) + \frac{1}{c^2} (V_{0r}^2 a_r + a_r^2 r_0 + 2V_{0r} a'_r r_0) - \frac{1}{c^3} (V_{0r}^2 a'_r r_0 - a_r a'_r r_0^2); \\
 a'_{rc} &= a'_r - \frac{1}{c}(3a_r^2 + 3V_{0r} a'_r) + \frac{1}{c^2} (3V_{0r} a_r^2 + 3a_r a'_r r_0 + 3V_{0r}^2 a'_r) - \frac{1}{c^3} (V_{0r}^3 a'_r - 3V_{0r} a_r a'_r r_0),
 \end{aligned} \tag{12}$$

- скорректированные начальные дальность, радиальная скорость, радиальное ускорение и производная радиального ускорения закона (10). При этом в (10) отброшены члены, содержащие степени времени больше трех.

Модуль ошибки $|\delta(t)|$ для традиционной модели (3) с поправленным значением временной задержки (10), (11) при $t \leq 1$ с, $|V_{0r}| < 30$ М, $|a_r| < 15$ г не превышает 5 пикосекунд, при этом модуль разности $|\delta(T_{\text{кн}}) - \delta(0)|$ не превышает 0,3 пикосекунд. При экстремально больших значениях ускорения цели $|a_r| \approx 150$ г получим $|\delta(t)| < 10$ пс, $|\delta(T_{\text{кн}}) - \delta(0)| < 2$ пс.

Эти временные различия практически несущественны для используемых в радиолокации метрового, дециметрового и сантиметрового диапазонов длин волн.

Таким образом, временная структура сигнала, отраженного от цели с законом движения (2), полностью эквивалентна временной структуре (3) с учетом (10) сигнала, отраженного от цели с начальными дальностью r_{0c} , радиальной скоростью V_{0rc} , радиальным ускорением a_{rc} и его производной a'_{rc} , которые определяются (11).

Величина поправок является относительно небольшой, но существенной с позиций длительного когерентного накопления. Так, например, для $r_0 = 900$ км, $V_{0r} = -3000$ м/с; $a_r = -150$ м/с², $a'_r = 0$ получим $r_{0c} = 900,009$ км; $V_{0rc} = -2999,58$ м/с, $a_{rc} = -150,004$ м/с², $a'_{rc} = -0,0002$ м/с³, то есть наиболее существенно изменились два первых параметра движения цели. Отметим, что, например, при $f_0 = 10$ ГГц и $T_{\text{кн}} = 1$ с разрешающая способность по скорости составит $\Delta V = c / (2f_0 T_{\text{кн}}) = 0,015$ м/с, что существенно превышает величину $V_{0rc} - V_{0r} = 0,42$ м/с.

Очевидно, что получив оценки $\hat{r}_{0c}, \hat{V}_{0rc}, \hat{a}_{rc}, \hat{a}'_{rc}$ из системы уравнений (12) могут быть вычислены истинные параметры движения цели.

Рассмотрим далее трансформацию формы одиночного отраженного сигнала: изменение его длительности и закона модуляции. Временные задержки ОС по переднему и заднему фронту k -го импульса составят

$$t_{1k} = \frac{2r_c(kT_r)}{c}; \quad t_{2k} = \frac{2r_c(kT_r + T_0)}{c},$$

а длительность k -го импульса пачки

$$\begin{aligned}
 T_k &= t_k + T_0 + t_{2k} - (t_k + t_{1k}) = T_0 + t_{2k} - t_{1k} = T_0 + \frac{2}{c} (r_k(kT_r + T_0) - r_k(kT_r)) = \\
 &= T_0 + \frac{2}{c} \left[V_{0rc} T_0 + \frac{1}{2} a_{rc} \left((kT_r)^2 - (kT_r + T_0)^2 \right) + \frac{1}{6} a'_{rc} \left((kT_r)^3 - (kT_r + T_0)^3 \right) \right].
 \end{aligned}$$

Для всех характерных случаев можно принять $T_k = T_0$, то есть не учитывать изменение длительности одиночного сигнала.

Изменение закона модуляции может иметь место, если за время T_0 цель перемещается на расстояние, большее, чем разрешающая способность по дальности $\left| V_{0r} T_0 + \frac{1}{2} a_r T_0^2 + \frac{1}{6} a'_r T_0^3 \right| > \frac{c}{2\Delta f_0}$.

Примем, что $|V_{0r}| \gg |a_r| T_0$, то есть будем учитывать только начальную радиальную скорость. Запишем временное представление отраженного от одной блестящей точки сигнала при нулевом времени задержки:

$$\dot{S}(t) = e^{j\pi\mu(t-t_{zc}(t))^2} = e^{j\pi\mu(t-V_\tau t)^2} = e^{j\pi\mu(1-V_\tau)^2 t^2} = e^{j\pi\mu_c t^2}, \tag{13}$$

где $V_\tau = \frac{2V_{0rc}}{c}$ - скорость изменения времени задержки; $\tau_z(t) = V_\tau t$ - закон изменения времени

задержки при нулевом временном сдвиге; $\mu_c = \mu(1 - V_\tau)^2$ - скорректированная скорость изменения частоты ЛЧМ-сигнала.

Фаза ОС (с учетом приближений $(t_k + t_m)^2 \approx t_k^2 + 2t_k t_m$; $(t_k + t_m)^3 \approx t_k^3 + 3t_k^2 t_m$) составит

$$\begin{aligned} \varphi(m, k) &= -4\pi \frac{f_0}{c} r_c(t_k + t_m) = -4\pi \frac{f_0}{c} (r_{0c} + V_{0rc}(t_k + t_m) + \frac{1}{2} a_{rc}(t_k + t_m)^2 + \frac{1}{6} a'_{rc}(t_k + t_m)^3) \approx \\ &= -4\pi \frac{f_0}{c} \left(r_{0c} + V_{0rc} t_k + \frac{1}{2} a_{rc} t_k^2 + \frac{1}{6} a'_{rc} t_k^3 \right) - 4\pi \frac{f_0}{c} (V_{0rc} + a_{rc} t_k + \frac{1}{2} a'_{rc} t_k^2) t_m = -\psi_k - 4\pi \frac{f_0}{c} V_{d_k} t_m, \end{aligned}$$

где

$$\psi_k = 4\pi \frac{f_0}{c} \left(r_{0k} + V_{0rk} t_k + \frac{1}{2} a_{rc} t_k^2 + \frac{1}{6} a'_{rc} t_k^3 \right); \quad (14)$$

$$V_{d_k} = V_{0rc} + a_{rc} t_k + \frac{1}{2} a'_{rc} t_k^2 \quad (15)$$

- начальная фаза и доплеровская скорость цели для k -го импульса пачки.

Использованные приближения основаны на том, что даже при достаточно длинных импульсах (единицы мс) и физически реализуемых радиальных ускорения (десятки g), перемещение цели за время длительности импульса, обусловленное ускорением, не превысит долей миллиметра. Например, при $a_r = 10g = 100 \text{ м/с}^2$, $T_0 = 1 \text{ мс}$ получим $a_r T_0^2 / 2 = 0,05 \text{ мм}$.

Таким образом, временное представление (модель) ОС может быть записано в виде

$$\dot{S}(t_m, t_k) = S_0 \text{rect} \left[\frac{1}{T_0} (t_m - \tau_k) \right] e^{j\pi\mu_c (t_m - \tau_k)} e^{-j\psi_k} e^{-j4\pi \frac{f_0}{c} V_{d_k} t_m}, \quad (16)$$

где $\tau_k = t_{zc}(t_k)$ - время задержки k -го импульса пачки.

Заключение

Предлагаемые точная и приближенная модели позволяют воспроизвести и с требуемой точностью описать структуру отраженного сигнала при длительном когерентном накоплении и наличии миграции по дальности и ее производным.

Список использованных источников

1. Чепкасов А. В. Определение интервалов когерентного накопления пачки длинных им пульсов при обнаружении высокоскоростной цели радиолокационной станцией с АФАР на твердотельных приборах // Радиопромышленность, 2016. № 1, с. 14–17.
2. Ильчук А. Р., Сеницын И. А. Алгоритмы обработки сигналов, отраженных от высокоскоростных летательных аппаратов, в бортовых радиолокационных системах // Радиотехника, 2014, № 7, с. 16–23.
3. Николаев А. П., Собкина Н. Ю., Кривоножко И. С. Компенсация перемещения цели при длительном накоплении радиолокационных сигналов // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей» | № 3, 2018, с. 12–19.
4. Perry R. P., Dipietro R. C., Fante R. L. Coherent integration with ranger migration using keystone forming // Published in 2007 IEEE Radar Conference 2007, с. 37–42.
5. Архипов М. Ю., Николаев А. П. Алгоритмы накопления радиолокационных сигналов, отраженных от высокоскоростной цели // Антенны, 2013, № 1, с. 57–61.
6. Охрименко А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Часть 1. Основы радиолокации // военное издательство министерства обороны СССР, Москва 1983, 456 с.

УДК 621.396.96+621.391.8

МЕТОДИКА КОМПЛЕКСНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ОБЗОРНЫХ РЛС ОБНАРУЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ В СЛОЖНЫХ СИГНАЛЬНО-ПОМЕХОВЫХ СИТУАЦИЯХ

ВУ ТХАНЬ ХА

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

E-mail: kozlov@bsuir.by

Аннотация. Приведены основные положения методики комплексного исследования эффективности функционирования обзорных РЛС в условиях воздействия внешних помех и мешающих отражений. Рассмотрены модели пространственной ситуации и модели первичной и вторичной обработки в обзорных РЛС.

Abstract. The main provisions of the methodology for a comprehensive study of the effectiveness of the operation of surveillance radars under the influence of external interference and interfering reflection are presented. Models of a radar target, interference, spatial situation and models of primary and secondary processing in surveillance radars are considered.

Для оценки влияния алгоритмов [1-3] первичной обработки информации в обзорных РЛС обнаружения воздушных объектов с многоканальными приемными системами на полноту и точность выдаваемой ими радиолокационной информации необходим совместный анализ этапов первичной, так и вторичной обработки радиолокационной информации. Влияние алгоритмов целесообразно проводить для сложных сигнально-помеховых ситуациях, характеризующихся близким угловым расположением радиолокационных целей и источников помех и интенсивной динамикой их перемещения. Это требует разработки соответствующей методики (математической модели) и является целью настоящей работы.

Структурная схема комплексной методики исследования эффективности функционирования обзорных РЛС представлена на рис. 1. Методика включает следующие составные части: модель радиолокационной цели; модели помех; блок пространственной ситуации (движения цели и источников помех); модель первичной обработки в РЛС с многоканальными антенными системами для вариантов при отсутствии и наличии мешающих отражений; модель совместного обнаружения-измерения дальности элементов групповой цели с использованием оценочно-компенсационного подхода; модель вторичной обработки в РЛС и блок статистической обработки результатов моделирования.

Для исследования эффективности функционирования обзорной РЛС на этапе сопровождения цели и оценки влияния алгоритмов первичной и вторичной обработки информации на качество сопровождения цели были сформированы две типовые сигнально-помеховые ситуации (СПС) СПС-1,-2.

В СПС-1 (рис. 2.) цель или группа целей сближается с РЛС с дальности 200 км. Траектория движения цели прямолинейная, курсовой параметр цели относительно РЛС составляет 30 км, скорость движения цели 200 м/с. Единственный источник помех перемещается в зоне барражирования, центр которой удален по оси Оу от цели на расстояние 60 км. Зона барражирования ориентирована по оси Оу и состоит из двух участков прямолинейного движения длиной 20 км и двух участков разворота на 180°. Скорость движения источника помех (ИП) составляет 200 м/с, нормальное ускорение на участках разворота 5 м/с².

На рис. 2.б для СПС-1 приведены зависимости азимута цели и ИП от номера обзора. Как видно из рис. 2., на всей протяженности маршрута ИП с учетом ширины главного лепестка ДН антенны РЛС воздействует по боковым лепесткам ДН антенны РЛС и помеховая ситуация является относительно простой.



Рис. 1. Структурная схема комплексной методики исследования эффективности

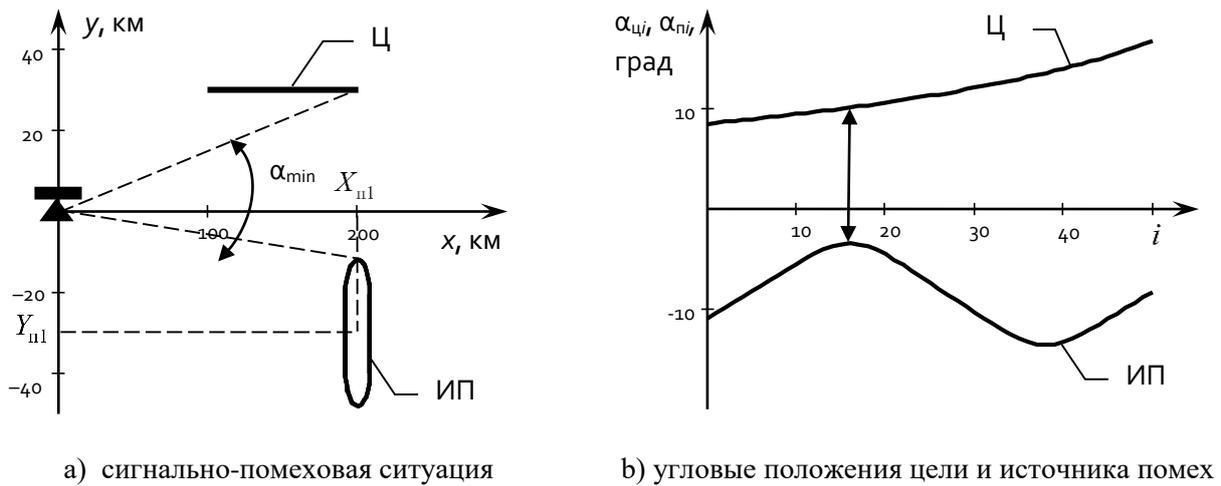


Рис. 2. Траектории цели и источника помех в зависимости от номера обзора для СПС-1

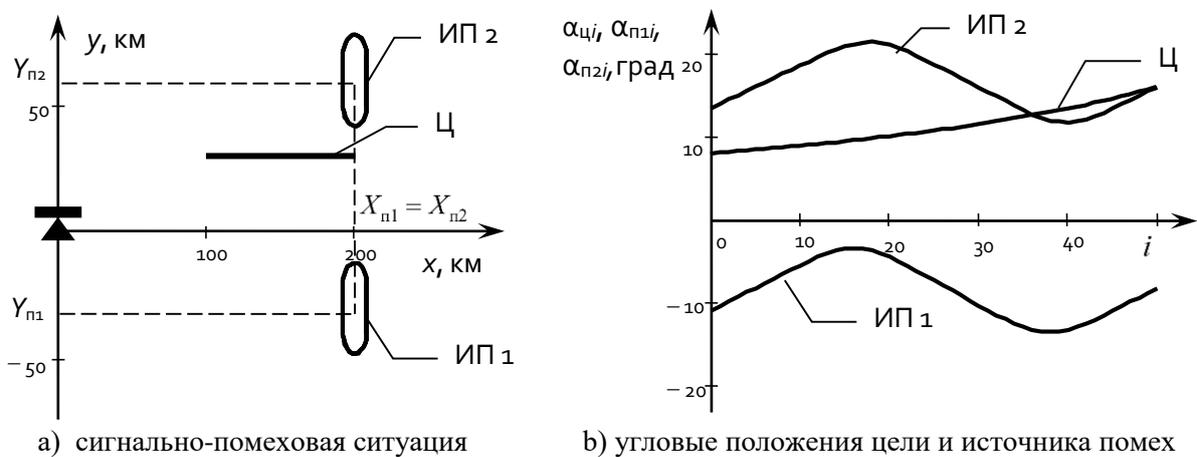


Рис. 3. Траектории цели и источников помех в зависимости от номера обзора для СПС-2

В СПС-2 (рис. 3.) траектория цели или группы целей аналогична СПС-1, однако помехи создаются двумя источниками. Зона барражирования первого ИП расположена аналогично СПС-1, а центр зоны барражирования второго ИП находится в точке $(X_{п2}, Y_{п2})$ и, таким образом, угловые координаты цели и ИП-1 на всем интервале наблюдения в 50 обзоров РЛС оказываются близкими (рис. 3.б). Так, при выбранном начальном положении второго ИП на 33 обзоре его угловое положение будет практически совпадать с угловым положением цели. В среднем, ИП-2 будет воздействовать по главному и первым боковым лепесткам ДН антенны РЛС и влияние помех будет максимально интенсивным.

В процессе моделирования в каждой реализации начальное положение ИП-1 и ИП-2 в зоне барражирования может выбрано случайным, что позволяет избежать детерминированного характера ситуаций с сохранением средней интенсивности воздействия помех.

Входными данными для алгоритмов [1, 2] первичной обработки информации являются:

- векторы \mathbf{r} дальностей, α азимутов цели или группы целей и мощностей \mathbf{p} отраженного от цели сигнала и источников помех, которые рассчитываются в блоке пространственной ситуации;
- параметры мешающих отражений;
- интервал корреляции флуктуаций отраженного сигнала;
- параметры алгоритма обработки (шаг поиска максимума функции правдоподобия, вид алгоритма адаптации, число отсчетов при формировании выборочной корреляционной матрицы (КМ) процессов на выходах приемных каналов).

Выходными данными для моделей первичной обработки информации являются: факт обнаружения и значения измеренных дальностей до цели \hat{r}_i , азимута цели $\hat{\alpha}_i$, дисперсий измерения дальности $D_i^{(r)}$ и азимута цели $D_i^{(\alpha)}$ для каждого обзора.

Эти данные поступают на модель вторичной обработки информации, в качестве которой используется модель сопровождения маневрирующей цели с использованием расширенного фильтра Калмана с непосредственным воспроизведением логики захвата и сброса целей на сопровождения [4].

Выходными данными для алгоритма являются: S_i – факт сопровождения цели на i -ом обзоре;

$\theta_i = (\tilde{r}_i, \tilde{V}_{r_i}, \tilde{a}_{r_i}, \tilde{\alpha}_i, \tilde{V}_{\alpha_i}, \tilde{a}_{\alpha_i})^T$ – слаженная дальность, радиальная скорость, радиальное ускорение цели, азимут, угловая скорость и угловое ускорение цели; $\mathbf{P}_i^{(e)}$ – КМ ошибок оценивания вектора θ_i .

При Калмановской фильтрации используется модель движения цели с коррелированными значениями ускорения (модель Зингера). Уравнения фильтра Калмана для данного случая записываются в виде

$$\begin{cases} \theta_i^{(e)} = \Phi \theta_{i-1}; & \mathbf{P}_i^{(e)} = \Phi \mathbf{P}_{i-1} \Phi^T + \mathbf{G} \mathbf{Q} \mathbf{G}^T; \\ \theta_i = \theta_i^{(e)} + \mathbf{P}_i^{(e)} \mathbf{H}^T (\mathbf{H} \mathbf{P}_i^{(e)} \mathbf{H}^T + \mathbf{R})^{-1} \left(\begin{pmatrix} \hat{r}_i \\ \hat{\alpha}_i \end{pmatrix} - \mathbf{H} \theta_i^{(e)} \right); \\ \mathbf{P}_i = \mathbf{P}_i^{(e)} - \mathbf{P}_i^{(e)} \mathbf{H}^T (\mathbf{H} \mathbf{P}_i^{(e)} \mathbf{H}^T + \mathbf{R})^{-1} \mathbf{H} \mathbf{P}_i^{(e)}, \end{cases} \quad (1)$$

где $\theta_i^{(e)}$, $\mathbf{P}_i^{(e)}$ – экстраполированная на i -й шаг оценка вектора состояния и корреляционная матрица указанной оценки;

$$\Phi = \begin{pmatrix} 1 & T & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \rho & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & T & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \rho \end{pmatrix} \text{ – фундаментальная матрица; } \mathbf{G} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \mathbf{H} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}^T \text{ – матрицы связи;}$$

$$\mathbf{Q} = \begin{pmatrix} \sigma_{M1}^2(1-\rho^2) & 0 \\ 0 & \sigma_{M2}^2(1-\rho^2) \end{pmatrix} - \text{корреляционная матрица шумов маневра; } \mathbf{R} = \begin{pmatrix} D_i^{(r)} & 0 \\ 0 & D_i^{(\alpha)} \end{pmatrix} -$$

корреляционная матрица ошибок оценивания дальности и азимута; $\sigma_{M1}^2 = \frac{A^2 T^2}{3}(1+4P_1-P_2)$,

$\sigma_{M2}^2 = \frac{\sigma_{M1}^2}{r^2}$ – значения дисперсий интенсивности маневра; $\rho = e^{-T/T_m}$ – коэффициент корреляции;

T – период обзора; T_m – среднее время манера цели; A – максимальное ускорение цели; P_1 – вероятность максимального ускорения цели; P_2 – вероятность нулевого ускорения цели.

Фильтр Калмана начинает работать при наличии двух измерений. Вектор состояния θ и корреляционную матрицу ошибок оценивания вектора состояния при наличии двух измерений в обзорах с номерами $i_2 > i_1$ можно представить в виде

$$\theta_{i_2} = \begin{pmatrix} \hat{r}_{i_2} - \hat{r}_{i_1} & \frac{\hat{r}_{i_2} - \hat{r}_{i_1}}{\Delta T} & 0 & \hat{\alpha}_{i_2} - \hat{\alpha}_{i_1} & \frac{\hat{\alpha}_{i_2} - \hat{\alpha}_{i_1}}{\Delta T} & 0 \end{pmatrix}^T$$

$$P_{i_2} = \begin{pmatrix} \sigma_r^2 & \sigma_r^2 / \Delta T & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sigma_r^2 / \Delta T & \sigma_{M1}^2 + 2\sigma_r^2 / \Delta T^2 & \rho\sigma_{M1}^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \rho\sigma_{M1}^2 & \sigma_{M1}^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_\alpha^2 & \sigma_\alpha^2 / \Delta T & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_\alpha^2 / \Delta T & \sigma_{M2}^2 + 2\sigma_\alpha^2 / \Delta T^2 & \rho\sigma_{M2}^2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \rho\sigma_{M2}^2 & \sigma_{M2}^2 \end{pmatrix}$$

где $\sigma_r^2 = D_i^{(r)} + D_{i_z}^{(r)}$; $\sigma_\alpha^2 = D_i^{(\alpha)} + D_{i_z}^{(\alpha)}$ – дисперсия измерения дальности и азимута;

$\Delta T = (i_2 - i_1)T$ – шаг по времени при завязке траектории.

При этом воспроизводятся известные процедуры завязки новых траекторий, селекции отметок в строгах сопровождения, выбора одиночной отметки, наиболее близкой к центру экстраполированного строга сопровождения, проверки числа пропусков при сопровождении траектории и другие необходимые операции вторичной обработки в соответствии с [4].

Обработка результатов моделирования по множеству реализация заключается в оценке:

- математического ожидания $m(r)$ числа сопровождаемых (с ошибками, не более заданной величины) целей в зависимости от дальности «центр групповой цели-РЛС» и полноты радиолокационной информации в зависимости от дальности

$$\Pi(r) = \frac{m(r)}{M}, \quad (2)$$

где M – число целей в составе групповой, и среднего по зоне действия РЛС значения полноты радиолокационной информации

$$\bar{\Pi} = \int_{r_{\min}}^{r_{\max}} \Pi(r) dr, \quad (3)$$

где r_{\min} , r_{\max} – минимальная и максимальная границы зоны действия РЛС, определяемые из практических соображений;

- средние квадратические ошибки $\sigma_{x,y}(r)$ определения координат целей в зависимости от дальности; указанные средние квадратические ошибки могут быть дополнительно усреднены в заданных диапазонах дальности.

Выбранные показатели полноты \bar{P} и точности $\sigma_{x,y}(r)$ выдаваемой радиолокационной информации позволят в рамках имитационного подхода объективно оценить влияние предлагаемых алгоритмов первичной и известных алгоритмов вторичной обработки радиолокационной информации с учетом их тесной взаимосвязи через статистические характеристики обнаружения и измерения координат воздушных объектов и динамику изменения сигнально-помеховых ситуаций.

Список использованных источников

1. Козлов, С. В. Оценивание угловых координат в обзорных радиолокационных станциях с подсистемами пространственной компенсации помех / С. В. Козлов, Ву Тхань Ха // Доклады БГУИР. – 2019. – № 4(122). – С. 48–56.
2. Козлов, С. В. Алгоритмы обработки сигналов в радиолокационных измерителях угловых координат со сканирующей многоканальной антенной системой / С. В. Козлов, Ву Тхань Ха // Журнал радиоэлектроники. – 2019. – № 11. – С. 1–29. DOI 10.30898/1684-1719.2019.11.10.
3. Козлов, С. В. Совместное обнаружение-измерение дальности элементов групповой цели в обзорных радиолокационных станциях с использованием оценочно-компенсационного подхода / С. В. Козлов, Ву Тхань Ха // Доклады БГУИР. – 2018. – № 4(114). – С. 79–86.
4. Кузьмин С.З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации. М.: Сов. Радио, 1974. 432 с.

УДК 621.396.96

ОБОСНОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К РАЗМЕРАМ СЕТКИ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЦЕЛИ В РАДИОЛОКАЦИОННОМ ИЗМЕРИТЕЛЕ С МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМОЙ

КОЗЛОВ С. В., ЛЕ ВАН КЫОНГ

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

E-mail: kozlov@bsuir.by

Аннотация. Рассматривается процедура оценивания угловых координат (УК) цели по отраженному сигналу (ОС) при наличии внешних помех в измерителе на базе многоканальной антенной системы, предусматривающая вычисление значений решающей статистики (РС) в пределах главного лепестка диаграммы направленности антенны передающего канала с ее последующей максимизацией. На практике значения РС вычисляются в узлах азимутально-угломестной сетки, находится узел сетки с максимальным значением и уточняется оценка угловых координат на основе матрицы вторых производных РС в указанном узле. Для нахождения рациональных размеров сетки исследованы статистические характеристики оценок УК для различных параметров сигнально-помеховых ситуаций, получены аппроксимирующие соотношения, связывающие параметр крутизны распределения с размером ячейки сетки по угловым координатам, числом отсчетов при формировании выборочной корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов и нижней границей Рао-Крамера для дисперсии измерения. Даны рекомендации по выбору размеров сетки в зависимости от сигнально-помеховых условий наблюдения. Показано, что при расположении источника помехи в пределах главного лепестка диаграммы направленности целесообразен выбор неравномерной сетки с малым размером ячеек вблизи оценки угловых координат источника помех и более крупными размерами ячеек в остальной области.

Abstract. A procedure is considered for estimating the angular coordinates (AC) of a target by the reflected signal (RS) in the presence of external interference in a meter based on a multichannel antenna system, which provides for calculating the values of the decision statistics (DS) within the main lobe of the antenna pattern of the transmitting channel with its subsequent maximization. In practice, the values of DS are calculated at the nodes of the azimuthal-elevation grid, the grid node with the maximum value is found, and the estimate of the angular coordinates is refined based on the matrix of second derivatives of the DS at the specified node. To find the rational grid sizes, we investigated the statistical characteristics of the AC estimates for various parameters of signal-noise situations, obtained approximating relations connecting the distribution steepness parameter with the grid cell size in angular coordinates, the number of counts in the formation of a sample correlation matrix of processes at the outputs of the receiving channels and the lower Rao boundary-Cramer for dispersion measurement. Recommendations are given on the choice of mesh sizes depending on the signal-interference conditions of observation. It is shown that when the interference source is located within the main lobe of the directional pattern, it is advisable to choose an irregular grid with a small cell size near the estimate of the angular coordinates of the interference source and larger cell sizes in the rest of the region.

Постановка задачи

Обеспечение высокой точности оценивания УК целей радиолокационными средствами в условиях мощных внешних помех является актуальной задачей. Ее сложность увеличивается при близком угловом положении источников помех и цели. В работах [1] со ссылкой на более ранние работы [2, 3] приведены варианты радиолокационного измерителя, предусматривающие формирование сигналов адаптированных суммарного и разностных каналов с последующей реализацией моноимпульсной обработки со стабилизацией или коррекцией пеленгационной характеристики (ПХ). В работе [4] получено решение для общего случая пеленгации произвольного числа нефлуктуирующих целей в пределах главного лепестка ДН в условиях воздействия активных шумовых помех. В работе [5] задача стабилизации (ПХ) решена введением ограничений на значения ДН суммарного и разностных каналов. Рассмотренные алгоритмы правомерны для случая несканирующей антенной системы и, опосредовано, для одиночного ОС. В работах [6] приведены алгоритмы обработки сигналов для измерителя обзорной радиолокационной станции при сканирующей антенной системе, пачки зондирующих и флуктуирующего ОС. Применительно к

несканирующей антенной системе алгоритмы [6] могут быть использованы при очевидных модификациях.

Для всех рассмотренных алгоритмов при пеленговании в двух плоскостях требуется измерение и запоминание производных от ДН приемных каналов либо реализация процедуры поиска максимума ФП, что оказывается весьма затратным в вычислительном плане и требует обоснования размеров сетки, накрывающей область неопределенности по УК.

Цель статьи – обоснование требований к размерам сетки и исследование свойств оценки угловых координат ОС в радиолокационном измерителе на базе многоканальной приемной системы.

Модели сигналов и помех и алгоритм обработки

Рассматривается измеритель УК (азимута и угла места) в составе импульсной радиолокационной станции обнаружения-сопровождения воздушных объектов с $n = \overline{1, N}$ канальной несканирующей в пределах длительности наблюдения ОС антенной системой. Пачка зондирующих сигналов (ЗС) включает $i = \overline{1, I}$ импульсов, при $I = 1..7$. Интервал τ_c корреляции флуктуаций ОС $\tau_c \gg T_r I$, где T_r – период повторения импульсов ЗС, поэтому ОС в пределах длительности пачки можно считать нефлуктуирующим. Векторы сигналов $\mathbf{y}_{i,q}$ на входе измерителя представляют собой отчеты комплексных значений на выходе согласованного фильтра для одиночного сигнала в $q = \overline{1, Q}$ элементах разрешения, один из которых, с номером q_c , является сигнальным, а остальные используются для оценивания корреляционных матриц (КМ) суммы внутренних шумов и внешних помех в каждом периоде повторения $\hat{\Phi}_i = \frac{1}{Q-1} \sum_{q \neq q_c} \mathbf{y}_{i,q} \mathbf{y}_{i,q}^+$.

Решающая статистика $\Psi(\alpha, \beta)$, полученная модификацией [6] применительно к пачке отраженных сигналов для функции правдоподобия

$$\Psi(\alpha, \beta) = \left(\sum_{i=1}^I \hat{P}_{\text{п+ш}_i}(\alpha, \beta) \right)^{-1} \left| \sum_{i=1}^I \boldsymbol{\omega}_i^+(\alpha, \beta) \mathbf{y}_{i,q_c} \right|^2, \quad (1)$$

где $\boldsymbol{\omega}_i(\alpha, \beta) = \hat{\Phi}_i^{-1} \mathbf{f}(\alpha, \beta)$ – оптимальный (по критерию максимума отношения сигнал/помеха+шум при условии расположения полезного сигнала в направлении (α, β)) вектор весовых коэффициентов приемных каналов; $\hat{P}_{\text{п+ш}_i}(\alpha, \beta) = \boldsymbol{\omega}_i^+(\alpha, \beta) \hat{\Phi}_i \boldsymbol{\omega}_i(\alpha, \beta) = \mathbf{f}^+(\alpha, \beta) \hat{\Phi}_i^{-1} \mathbf{f}(\alpha, \beta)$ – оценка мощности остатков внешних помех и взвешенных внутренних шумов при приеме с направления (α, β) ; $\mathbf{f}(\alpha, \beta)$ – вектор значений ДН приемных каналов. Получение максимально-правдоподобной оценки:

$$\hat{\alpha}, \hat{\beta} = \arg \max_{\alpha, \beta} \Psi(\alpha, \beta) \quad (2)$$

предполагает поиск экстремума функции двух переменных и является достаточно сложным в вычислительном плане.

Вычислим значения $\Psi_{k,m} = \Psi(\alpha_k, \beta_m)$ РС в узлах сетки и найдем максимальное значение $\Psi_{\max} = \max \Psi_{k,m}$ и его индексы $k_m, m_m = \arg \max_{k,m} \Psi_{k,m}$, которые дают грубую оценку угловых координат ОС в виде $\hat{\alpha} = \alpha_{k_m}; \hat{\beta} = \beta_{m_m}$. Уточнение оценки может быть выполнено при использовании метода наименьших квадратов (НМК) или при вычислении матрицы вторых производных (МВП).

Для способа наименьших квадратов (НМК) РС в окрестности максимума может быть аппроксимирована параболоидом $\Psi_{\text{ап}}(\alpha, \beta, \boldsymbol{\gamma}) = (\alpha^2, \beta^2, \alpha\beta, \alpha, \beta, 1)\boldsymbol{\gamma}$, где вектор $\boldsymbol{\gamma} = (a, b, c, d, e, g)^T$ коэффициентов является решением системы линейных уравнений:

$$\sum_{i_1=-1}^1 \sum_{i_2=-1}^1 (\Psi_{k_m+i_1, m_m+i_2} - \Psi_{\text{ап}}(\alpha_{k_m+i_1}, \beta_{m_m+i_2})) \frac{\partial}{\partial \gamma_\ell} \Psi_{\text{ап}}(\alpha_{k_m+i_1}, \beta_{m_m+i_2}, \boldsymbol{\gamma}) = 0; \ell = \overline{1, 6},$$

что приводит к оценке вида

$$\hat{\alpha}_c^{\text{нк}} = \frac{2bd - ce}{c^2 - 4ab}; \hat{\beta}_c^{\text{нк}} = \frac{2ae - cd}{c^2 - 4ab}. \quad (3)$$

Для способа на основе матрицы вторых производных (МВП) вычислим вектор первых и матрицу вторых производных в численном виде:

$$\mathbf{f} = \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \end{pmatrix}; F_1 = \frac{\Psi_{k_M+1, m_M} - \Psi_{k_M-1, m_M}}{2\Delta\alpha}; F_2 = \frac{\Psi_{k_M, m_M+1} - \Psi_{k_M, m_M-1}}{2\Delta\beta}; \mathbf{F} = \begin{pmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{pmatrix};$$

$$F_{11} = \frac{\Psi_{k_M+1, m_M} - 2\Psi_{k_M, m_M} + \Psi_{k_M-1, m_M}}{\Delta\alpha^2}; F_{22} = \frac{\Psi_{k_M, m_M+1} - 2\Psi_{k_M, m_M} + \Psi_{k_M, m_M-1}}{\Delta\beta^2};$$

$$F_{12(21)} = \frac{\Psi_{k_M+1, m_M+1} - \Psi_{k_M-1, m_M+1} - \Psi_{k_M+1, m_M-1} + \Psi_{k_M-1, m_M-1}}{4\Delta\alpha\Delta\beta},$$

что приводит к оценке вида

$$\begin{pmatrix} \hat{\alpha}_c^H \\ \hat{\beta}_c^H \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha_{k_M} \\ \beta_{m_M} \end{pmatrix} - \mathbf{F}^{-1}\mathbf{f}. \quad (4)$$

Очевидно, что обоснование размеров сетки необходимо выполнять на основе статистических характеристик оценок УК, которые рассмотрены ниже.

Результаты исследования статистических характеристик оценок УК

Алгоритмы (3) и (4), реализуемые на основе (1) исследовались для случая измерителя на базе прямоугольной антенной решетки из 16 ненаправленных элементов (размер 4x4) с расстоянием между элементами в половину длины волны и шириной главного лепестка $\Delta\alpha_{0,5} = \Delta\beta_{0,5} \approx 25^\circ$. Амплитуда ОС от одной реализации к другой флуктуировала по закону Релея, случайная фаза была равномерно распределена на интервале $[0, 2\pi]$.

На основе результатов имитационного моделирования при представительном (1000) числе реализаций показано, что выборочная плотность вероятности ошибок оценок УК с высокой точностью совпадает с распределением Стьюдента с двумя степенями свободы и нулевым математическим ожиданием

$$w(x) = \frac{\xi}{2(1+x^2\xi^2)^{3/2}}, \quad (5)$$

где ξ – параметр, определяющий степень остроты вершины распределения и уровень его «хвостов», причем параметр ξ может быть определен как

$$\xi = \gamma_\xi / \sigma_{\alpha(\beta)}, \quad (6)$$

где $\sigma_{\alpha(\beta)}$ - среднеквадратическая ошибка оценивания угловых координат, определяемая границей Рао-Крамера; γ_ξ - коэффициент пропорциональности, определяемым размером $\Delta\alpha(\beta)$ ячейки сетки, числом отсчетов Q при формировании выборочной КМ и угловым отклонением $\alpha(\beta)_П$ источника помех. Отдельные зависимости, иллюстрирующие взаимосвязь указанных параметров, приведены на рисунках 1 и 2. Точность оценивания угловых координат практически не зависит от числа отсчетов при $Q \geq 10N$. При уменьшении числа отсчетов точность уменьшается.

Рекомендации по выбору размера сетки

Если помеха воздействует вне области наблюдения (источник помехи вынесен за пределы главного лепестка приемной системы при синфазной обработке), то форма РС является гладкой и размер ячейки сетки может составлять $\Delta\alpha(\beta) = (0, 2 \dots 0, 25)\Delta\alpha(\beta)_{0,5}$ при общем числе узлов сетки 20...25 (рисунок 3а). Если ИП воздействует в пределах сектора наблюдения, то форма РС деформируется (рисунок 3б) и при больших размерах ячейки сетки выборочные плотности вероятности могут смещаться в сравнении с распределением Стьюдента ввиду неверного определения (пропуска истинного) максимума ФП (рисунок 4). Уменьшение размера ячейки сетки приводит к восстановлению единственного экстремума при нулевом смещении оценки. Если в область наблюдения попадает хотя бы один источник помех, то $\Delta\alpha(\beta) = (0, 05 \dots 0, 06)\Delta\alpha(\beta)_{0,5}$ требуемое число узлов сетки 250...400.

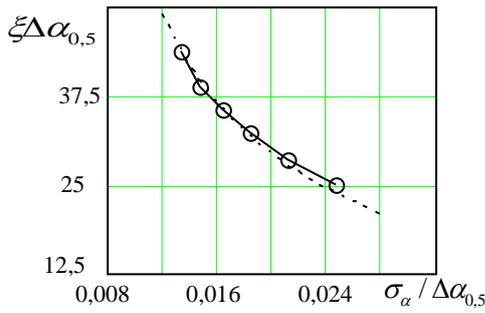


Рис. 1. Зависимость $\xi(\sigma_\alpha)$

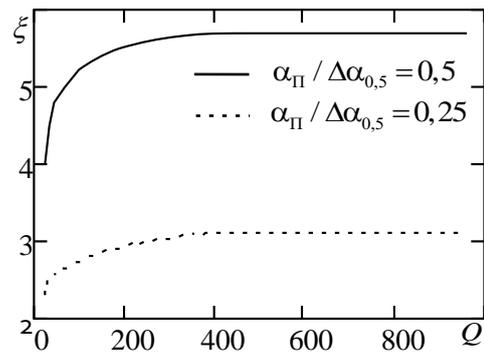


Рис. 2. Зависимость $\xi(Q)$ при $\Delta \alpha(\beta) / \Delta \alpha(\beta)_{0,5} = 0,04$

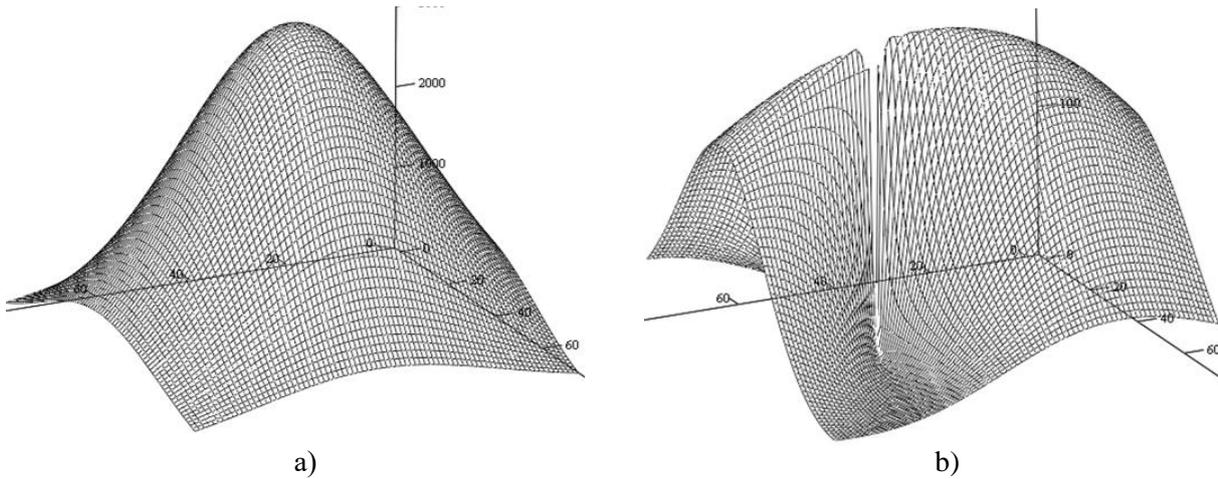


Рис. 3. Форма РС при отсутствии (а) и наличии (б) помехи в пределах области наблюдения

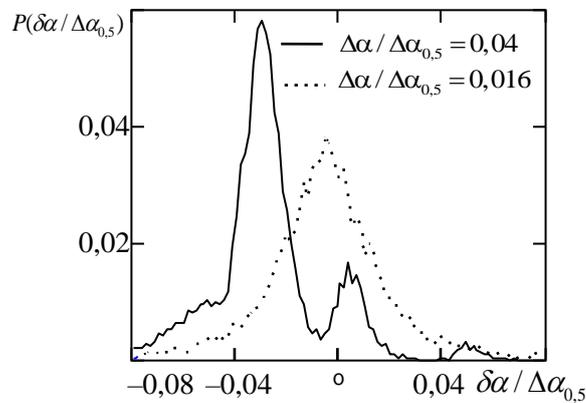


Рис. 4. Влияние размера ячейки сетки на точность оценивания угловых координат при $\alpha_{\Pi} / \Delta \alpha_{0,5} = 0,15$

При близком положении источника помех и цели коэффициент $r_{\alpha\beta}$ корреляции ошибок оценок по азимуту и углу места составляет 0,7...0,9, то есть ошибки сильно коррелированы. Удаление источника помехи от ОС приводит к уменьшению коэффициента корреляции ошибок. При $\alpha(\beta)_n / \Delta \alpha(\beta)_{0,5} \geq 1$ оценки независимы.

Приведенные результаты свидетельствуют о целесообразности адаптивного выбора размеров ячейки сетки (рис. 5.).

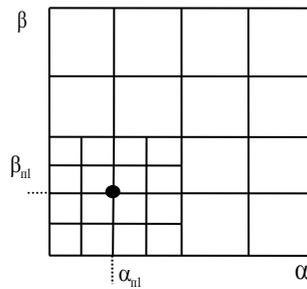


Рис. 5. К адаптивному выбору размеров ячейки сетки

Алгоритм выбора может быть, например, следующий: с использованием одного из методов «сверхразрешения» мощных источников помех по тем же выборкам, что и для построения ФП, оценивается число \hat{M} и угловые координаты $\hat{\alpha}_{\text{пм}}$ источников помех, а также средние квадратические ошибки $\sigma_{\alpha(\beta)\pi}$; размеры $\Delta\alpha(\beta)\pi$ ячейки сетки в угловых областях $\hat{\alpha}_{\text{пм}} \pm 3\sigma_{\alpha\pi}$, $\hat{\beta}_{\text{пм}} \pm 3\sigma_{\beta\pi}$ вблизи оценок УК источников помех в пределах области наблюдения выбираются минимально возможными $\Delta\alpha(\beta)\pi / \Delta\alpha_{0,5} = 0,01...0,02$; в остальной части области наблюдения размеры ячейки сетки выбираются в пределах $\Delta\alpha(\beta)\pi / \Delta\alpha_{0,5} = 0,05...0,2$; при попадании максимума на границу с разными размерами ячейки сетки вычисление МВП для оценок УК соответствующим образом модифицируется.

Список использованных источников

1. Wulf, D. W. Radar, Sonar and Navigation Series 26: Radar Techniques Using Array Antennas 2nd edition / D. W. Wulf // The Institution of Engineering and Technology, London, U.K, 2013. – 558 p.
2. Журавлев, А. К. Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками / А. К. Журавлев и др. – Л.: Изд. Ленинградского ун-та, 1991. – 544 с.
3. Nickel, U. Monopulse Estimation with Adaptive Arrays / U. Nickel // IEE Proceedings, Pt.F. –1993. – № 5. – P. 303 – 308.
4. Чижов, А. А. Сверхразрешение радиолокационных целей при воздействии активных шумовых помех по основному и ближним боковым лепесткам диаграммы направленности антенны РЛС / А. А. Чижов // Информационно-управляющие системы. – 2016. – № 1. – С. 88 – 92.
5. Карпухин, В. И. Синтез вариантов структуры радиолокационных измерителей угловых координат с адаптивной пространственной компенсацией помех / В. И. Карпухин, С. В. Козлов, В. И. Сергеев // Антенны. – 2010. – № 6. – С. 71 – 76.
6. Козлов, С. В. Алгоритмы обработки сигналов в радиолокационных измерителях угловых координат со сканирующей многоканальной антенной системой / С. В. Козлов, Т. Х. Ву // Журнал радиоэлектроники [Электронный журнал]. – 2019. – № 11. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/nov19/10/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2019.11.10.

УДК 621.396.96+621.396.67

ОБОСНОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К ТОЧНОСТИ КАЛИБРОВКИ ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ СО СКАНИРУЮЩЕЙ МНОГОКАНАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ

ВУ ТХАНЬ ХА, КОЗЛОВ С. В.

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

E-mail: kozlov@bsuir.by

Аннотация. Установлено сохранение работоспособности радиолокационного измерителя угловых координат со сканирующей многоканальной антенной системой при выходе из строя части приемных каналов. Определены требования к ошибкам калибровки приемных каналов по амплитуде и фазе при заданных максимальных ошибках оценивания угловых координат.

Abstract. It is shown that a radar measuring device of angular coordinates with a scanning multichannel antenna system remains operational in case of failure of a part of the receiving channels. The requirements for the errors in the calibration of the receiving channels in terms of amplitude and phase are determined for the given maximum errors in the estimation of angular coordinates.

В [1, 2] предложены одно- и двухэтапные квазиоптимальные алгоритмы обработки сигналов в радиолокационных измерителях угловых координат со сканирующей многоканальной антенной системой. Алгоритмы основаны на операциях пространственной компенсации помех в каждом периоде повторения, оценивании доплеровского сдвига частоты мешающих отражений, их когерентной компенсации, обеления результатов обработки во временной области, оценивании средней мощности и коэффициента междупериодной корреляции отраженного сигнала с последующим построением и максимизацией логарифма функции отношения правдоподобия (ФОР). При синтезе алгоритмов обработки диаграммы направленности (ДН) приемных каналов полагались известными, а комплексные коэффициенты усиления приемных трактов – идентичными. На практике ни первое, ни второе условие в полном объеме не выполняются: форма ДН антенн приемных каналов известна лишь приближенно, а приемные каналы подвержены деградации – выходу из строя отдельных приемных каналов или изменению модуля или фазы коэффициента передачи в сравнении с модельным значением. Для практического применения разработанных алгоритмов требуется оценка влияния деградации приемных каналов на точность определения угловых координат цели и определение требований к точности калибровки приемных каналов. Исследование указанных вопросов и составляло цель настоящей работы.

Для проведения исследований использовалась имитационная математическая модель многоканальной приемной системы при непосредственном воспроизведении алгоритмов оценивания угловых координат цели в условиях деградации приемных каналов. Рассматривался измеритель угловой координаты в составе обзорной импульсной РЛС с механическим вращением антенной системы. Моделируемая антенная система включала основную приемопередающую антенну прямоугольной формы размерами $15 \times 2,5$ длин волн и четыре компенсационные антенны размерами $1 \times 2,5$ длин волн, попарно пристыкованных справа и слева к основной апертуре. Амплитудное распределение поля на апертурах принималось равномерным, число импульсов в пачке около 100. Во всех случаях на РЛС по главному и боковым лепесткам ДН основного канала воздействовали внешние источники помех при отношении помеха/шум 30...40 дБ.

Рассматривались два варианта деградации: предельный случай выхода из строя отдельных приемных трактов, когда их коэффициенты усиления по мощности изменялись на 10...20 дБ и (или) фаза на $\pi/2$ и более; наличие ошибок нормированных коэффициентов усиления приемных каналов по амплитуде в виде центрированной нормально распределенной случайной величины со среднеквадратическим отклонением до 0,3 и нормально распределенных фазовых ошибок со среднеквадратическим значением до 30° .

Вектор искаженных ДН приемных каналов направления α можно представить в виде

$$\mathbf{s}_{\text{иск}}(\alpha) = \mathbf{K}\mathbf{s}(\alpha), \quad (1)$$

где

$$\mathbf{K} = \begin{pmatrix} \dot{K}_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dot{K}_1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dot{K}_{N-1} \end{pmatrix} \quad (2)$$

- диагональная матрица, составленная из нормированных (например, к первому каналу), комплексных коэффициентов передачи приемных трактов; $\mathbf{s}(\alpha) = (\dot{F}_0(\alpha), \dot{F}_1(\alpha), \dots, \dot{F}_{N-1}(\alpha))$ - вектор, составленный из эталонных (используемых в алгоритме обработки) ДН приемных каналов.

Влияние выходе из строя приемных каналов проиллюстрируем для случая, когда

$\dot{K}_1 = 0, 1e^{\frac{\pi}{2}j}$, $\dot{K}_0 = \dot{K}_2 = \dot{K}_3 = \dot{K}_4 = 1$, то есть вышел из строя первый компенсационных канал. Для этого случая для одной из реализаций на рис. 1. показана функция отношения правдоподобия при реализации одноэтапного алгоритма компенсации помех и оценивания угловых координат [2]. Отношение сигнал/шум по Положение цели и единственной помехи показано на рис. 1. стрелочками, там же приведена ширина $\Delta\alpha_{0,5}$ главного лепестка ДН основного канала.

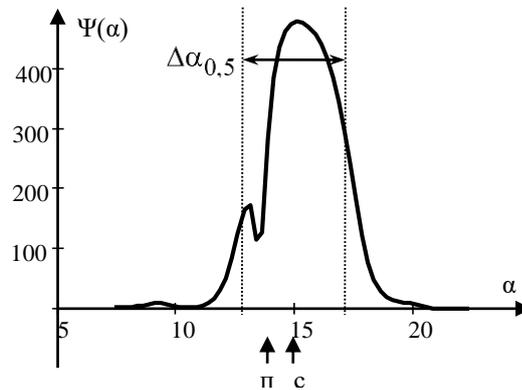


Рис. 1. ФОП для одной из реализаций при деградации характеристик первого компенсационного канала

Как видно из рис. 1., несмотря на фактический выход из строя первого компенсационного канала, максимум ФОП сформирован в правильном направлении, то есть алгоритм сохранил свою работоспособность.

Для уяснения причин этого явления проанализируем форму ДН $|\dot{F}_a(\alpha)|$ адаптированного приемного канала для различных положений угла α_{ai} ориентации приемной системы. Соответствующие зависимости приведены на рис. 2. Там же указано угловое положение антенны и границы главного лепестка ДН основного канала.

Как следует из рис. 2.а, при близком расположении максимума главного лепестка основного приемного канала и помехи, реализуемая ДН (сплошная кривая) заметно отличается от модельной (пунктирная кривая), рассчитанной для эталонных значений коэффициента усиления приемных каналов. При увеличении отклонения максимума главного лепестка основного приемного канала от помехи (рис.2.б) различия между реализуемой и модельной ДН уменьшаются и на рис. 2.с они пренебрежимо малы. Одновременно увеличиваются и модуль адаптированной ДН в направлении на полезный сигнал. Так как модельные значения ДН далее используются в алгоритме максимального правдоподобия для формирования опорного сигнала [2], можно утверждать, что на части интервала наблюдения отсчеты адаптированной и нормированной принимаемой реализации \mathbf{z} будут резко отличаться от ожидаемого сигнала, накапливаться некогерентно и с малым весом. Отсчеты полезного сигнала, полученные для угловых положений, когда модельная и реализуемая ДН близки, будут иметь большую амплитуду, весовой коэффициент и накапливаться когерентно. Таким образом, влияние

выхода из строя первого компенсационного канала на результирующую форму и положение максимума ФОР будет относительно слабым.

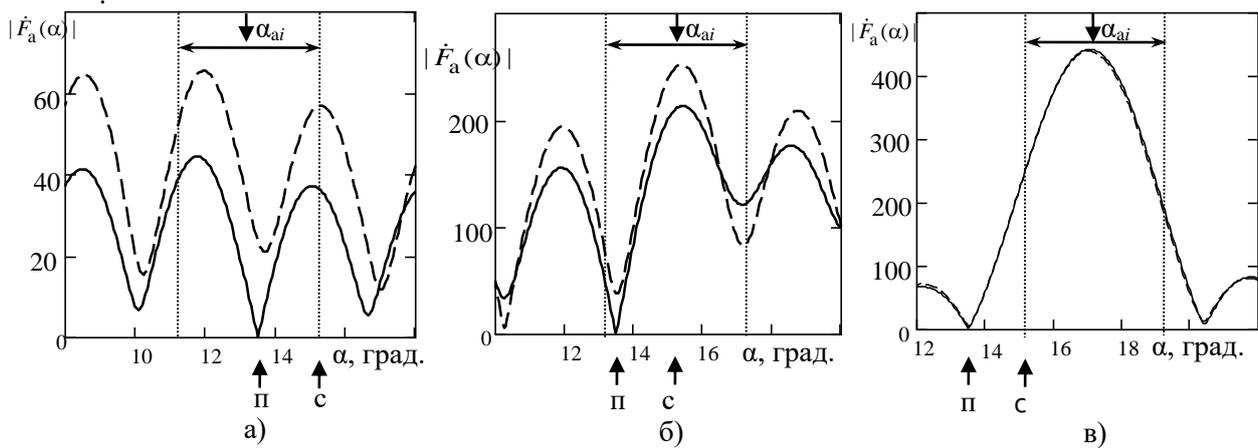


Рис. 2. Форма модуля ДН адаптированного приемного канала для различных положений антенной системы

Так как при деградации характеристик приемных каналов часть отсчетов принимаемого сигнала будет учитываться с нулевым весом, значение максимума ФОР будет уменьшаться. Степень снижения максимума ФОР будет зависеть от разности угловых положений полезного сигнала и помехи и степени деградации приемных каналов, то есть от числа приемных каналов с отличными характеристиками и степени различий этих характеристик.

Для определения степени искажения адаптированных реальной и модельной ДН необходим соответствующий показатель. Используем коэффициент различия формы реальной $\omega_i^+ s_{иск}(\alpha)$ и модельной $\omega_i^+ s(\alpha)$ адаптированных ДН, ранее предложенный в [3], и определяемый в данном случае для всех i -х возможных положений антенной системы в пределах длительности радиолокационного контакта с целью:

$$\gamma_i = \frac{\int_{\alpha_{ai} - \frac{\Delta\alpha_{0,5}}{2}}^{\alpha_{ai} + \frac{\Delta\alpha_{0,5}}{2}} |\omega_i^+ s_{иск}(\alpha) - \omega_i^+ s(\alpha)| d\alpha}{\int_{\alpha_{ai} - \frac{\Delta\alpha_{0,5}}{2}}^{\alpha_{ai} + \frac{\Delta\alpha_{0,5}}{2}} |\omega_i^+ s(\alpha)| d\alpha}^{-1}, \quad (3)$$

где ω_i - векторы весовых коэффициентов приемных каналов [1, 2].

Иллюстрация расчета коэффициентов γ_i как нормированной площади (серая штриховка) фигуры, ограниченной модельной и реальной адаптированными ДН приведена на рис. 3. При отсутствии искажений $\gamma_i = 0$.

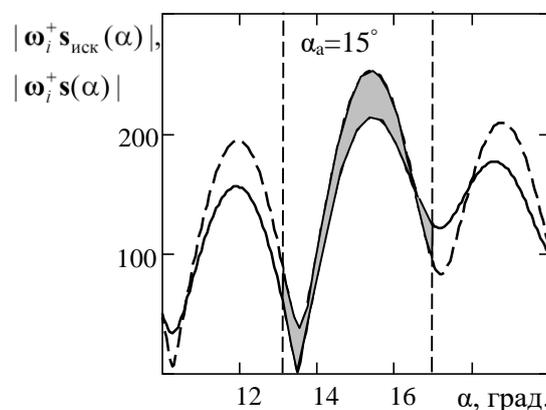


Рис. 3. К расчету коэффициента искажений ДН

Зависимость коэффициента различия реальной и модельной ДН от углового положения α_{ai} антенной системы для различной степени деградации приемных каналов приведена на рис. 4. (а, б, с – выход из строя одного, двух и трех компенсационных каналов).

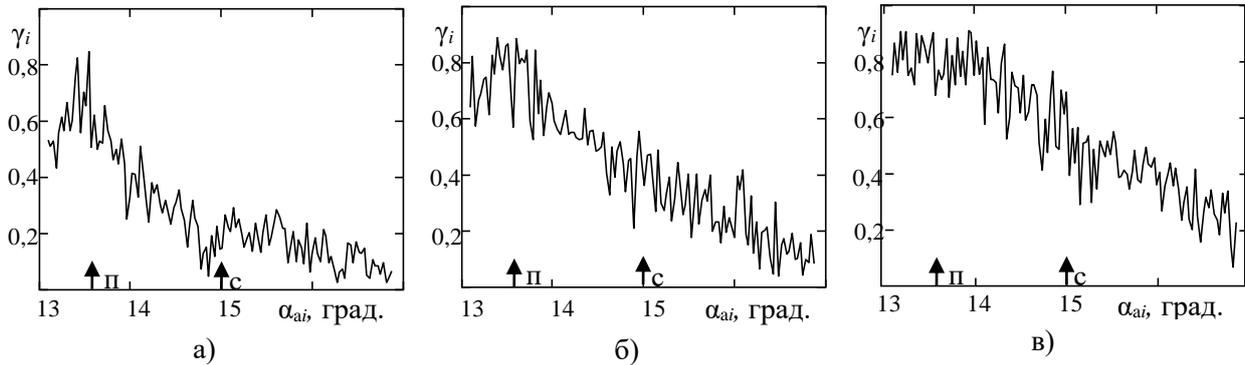


Рис. 4. Зависимость коэффициента различия формы реальной и модельной адаптированной ДН от углового положения антенной системы при различной степени деградации приемных трактов компенсационных каналов

Видно, что на некоторой части углов α_{ai} коэффициент различия не будет превышать 0,2. Поэтому алгоритм максимального правдоподобия учитывает полученные при этих углах отсчеты принимаемой реализации с большим весом и эффективно использует для оценивания угла. Об этом же свидетельствуют и средние значения ФОП, приведенные в табл. 1 для различных значений числа пораженных каналов. Значения получены по 100 моделируемым реализациям.

Таблица 1. Значения нормированного математического ожидания максимума ФОП и нормированной к ширине главного лепестка основного канала средней квадратической ошибки оценивания угловых координат для различных параметров деградации компенсационных каналов

| Параметры деградации приемных каналов | $\bar{\Psi} / \max(\bar{\Psi})$ | $\sigma_{\alpha} / \Delta\alpha_{0,5}$ |
|---|---------------------------------|--|
| Нет различий | 1 | 0,027 |
| $\dot{K}_1 = 0,1e^{90^\circ j}$ | 0,6 | 0,027 |
| $\dot{K}_1 = \dot{K}_2 = 0,1e^{90^\circ j}$ | 0,37 | 0,028 |
| $\dot{K}_1 = \dot{K}_2 = \dot{K}_3 = 0,1e^{90^\circ j}$ | 0,19 | 0,029 |

При увеличении числа вышедших из строя приемных компенсационных каналов наблюдается монотонное снижение максимума ФОП и тенденция к увеличению средней квадратической ошибки оценивания угловых координат. Весьма примечательным является то обстоятельство, что при выходе из строя всех приемных каналов $\dot{K}_1 = \dot{K}_2 = \dot{K}_3 = \dot{K}_4 = 0,1e^{90^\circ j}$ система оказывается неработоспособной, но если хотя бы для одного приемного канала характеристики сохранены, возможность измерения угла, по крайней мере, в рассматриваемой помеховой ситуации при наличии одного источника помех, остается.

В рассмотренном случае значительной деградации подвергались компенсационные каналы. Далее рассмотрим случай, когда коэффициент усиления основного канала изменился в сравнении с эталонным значением и составил $\dot{K}_0 = 0,8$ (–2 дБ) или $\dot{K}_0 = 1,2$ (+1,6 дБ), а коэффициенты усиления компенсационных каналов – эталонные $\dot{K}_1 = \dot{K}_2 = \dot{K}_3 = \dot{K}_4 = 1$. Для этого случая на рис. 5. приведена зависимость коэффициента различия формы реальной и модельной адаптированной ДН от углового положения антенной системы. Как следует из рис. 5., коэффициент различия не превышает 0,19 при среднем значении около 0,12. Нормированное значение СКО оценивания азимута составило 0,06 и 0,04 при нормированном среднем значении максимума ФОП 0,86 и 0,91 (по 500 реализациям).

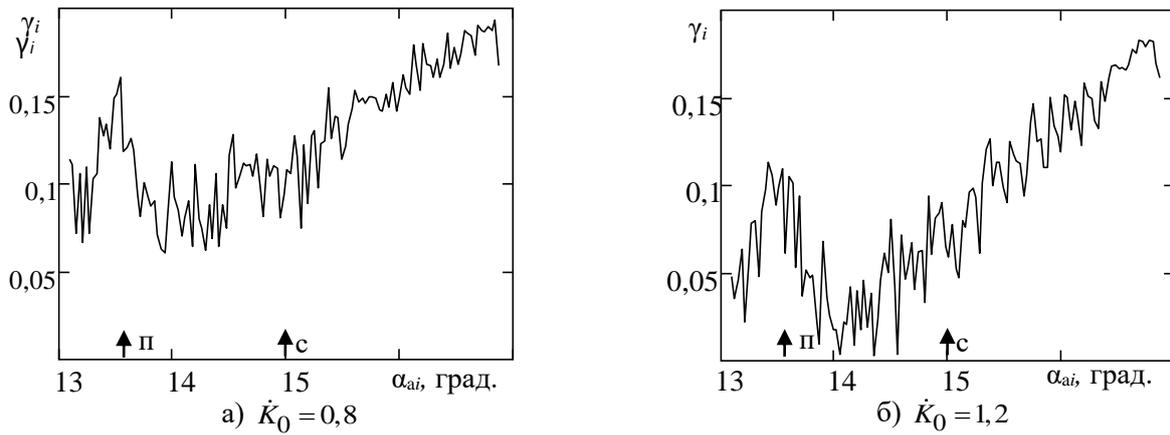


Рис. 5. Зависимость коэффициента различия формы реальной и модельной адаптированной ДН от углового положения антенной системы при частичной деградации приемного тракта основного канала

Для второго случая малых ошибок комплексные коэффициенты усиления приемных каналов при проведении моделирования полагались равными

$$\dot{K}_n = (1 + \xi_{An}) e^{j\xi_{\varphi n}}, \quad (4)$$

где ξ_{An} , $\xi_{\varphi n}$ - независимые центрированные нормально распределенные случайные величины со средними квадратическими отклонениями σ_A, σ_φ , причем $\sigma_A < 0,3$.

В результате проведенного математического моделирования установлено, что для наиболее сложной помеховой ситуации при наличии трех источников внешних помех при средней квадратической ошибке приемных каналов по амплитуде в 30% от номинального значения и средней квадратической ошибке по фазе 30° дисперсия ошибки оценивания угловых координат цели увеличивается не более чем в 3 раза в сравнении со случаем идентичных приемных трактов. Ошибки измерения не превышают 10% от ширины главного лепестка ДН основного канала.

Таким образом, в измерителе угловых координат со сканирующей многоканальной антенной системой за счет использования алгоритма максимального правдоподобия происходит частичное устранение влияния деградации характеристик приемных каналов. Влияние имеющих место на практике ошибок калибровки на результат измерения угловых координат окажется относительно небольшим.

Список использованных источников

1. Козлов, С. В. Оценивание угловых координат в обзорных радиолокационных станциях с подсистемами пространственной компенсации помех / С. В. Козлов, Ву Тхань Ха // Доклады БГУИР. – 2019. – № 4(122). – С. 48–56.
2. Козлов, С. В. Алгоритмы обработки сигналов в радиолокационных измерителях угловых координат со сканирующей многоканальной антенной системой / С. В. Козлов, Ву Тхань Ха // Журнал радиоэлектроники. – 2019. – № 11. – С. 1–29. DOI 10.30898/1684-1719.2019.11.10.
3. Карпухин, В. И. Пространственная компенсация помех в радиолокационных станциях с синтезированием апертуры / В. И. Карпухин, С. В. Козлов, В. И. Сергеев // Антенны. – 2012. – №5. – С. 18–28.

УДК 621.396.96+621.391

ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ И ОДНОЗНАЧНОЙ РАДИАЛЬНОЙ СКОРОСТИ ПРИ ДЛИТЕЛЬНОМ КОГЕРЕНТНОМ НАКОПЛЕНИИ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ МИГРАЦИИ ПО ДАЛЬНОСТИ И ЕЕ ПРОИЗВОДНЫМ

КОЗЛОВ С. В., ЛЕ ВАН КЫОНГ

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

E-mail: kozlov@bsuir.by

Аннотация. Предложены два варианта алгоритма совместного измерения дальности и однозначной радиальной скорости цели по отраженному сигналу (ОС) при наличии миграции по дальности и ее производным. Первый алгоритм предполагает использование пачки зондирующих сигналов с постоянным периодом повторения. После обнаружения цели одним из экономичных алгоритмов с оцениванием «грубой» скорости, ускорения и производной ускорения проводится повторная обработка ОС путем его разделения минимум на две подпачки с определением временного положения ОС на оси задержек для каждой подпачки, коррекцией влияния ускорения на смещение импульсов по оси задержки и аппроксимацией временного положения линейной зависимостью, коэффициенты которой пропорциональны начальной дальности и начальной радиальной скорости цели. Вторым алгоритмом предполагается использование двух подпачек зондирующих сигналов с близкими частотами периодами повторения. По каждой из подпачек оценивается неоднозначная радиальная скорость, корректируется радиальная скорость второй подпачки в соответствии с настройкой канала обнаружения по радиальному ускорению и решается задача устранения неоднозначности в многоканальной системе.

Abstract. Two variants of the algorithm for joint measurement of the range and unambiguous radial velocity of the target based on the reflected signal (RS) in the presence of migration along the range and its derivatives are proposed. The first algorithm assumes the use of a burst of probing signals with a constant repetition period. After detecting the target, one of the economical algorithms with the estimation of the "rough" speed and acceleration is repeated processing of the RS by dividing it into at least two sub-batches, determining the time position of the RS on the delay axis for each sub-batch, correcting the effect of radial acceleration on the pulse displacement along the delay axis and approximation time position by a linear relationship, the coefficients of which are proportional to the initial range and initial radial speed of the target. The second algorithm assumes the use of two sub-bursts of probing signals with close frequencies and repetition periods. For each of the sub-packs, the ambiguous radial velocity is estimated, the radial velocity of the second sub-pack is corrected in accordance with the setting of the detection channel for radial acceleration, and the problem of disambiguation in the multichannel system is solved.

Постановка задачи

Одной из актуальных задач радиолокации является обнаружение и высокоточное сопровождение объектов с малой эффективной поверхностью рассеяния на больших дальностях, что требует использования длительного, до единиц секунд, когерентного накопления (КН) отраженного сигнала (ОС). При длительном КН необходимо учитывать движение радиолокационной цели (РЛЦ) с ненулевыми высшими производными дальности с использованием, например, экономичных алгоритмов [1]. В то же время в известной литературе не описаны особенности измерения дальности и радиальной скорости при длительном КН ОС с учетом ненулевых высших производных дальности, что и определяет цель настоящей статьи.

Обоснование способа измерения дальности и радиальной скорости проведем для характерного случая использования в РЛС зондирующего сигнала в виде когерентной пачки из K линейно-модулированных импульсов с длительностью импульсов T_0 , периодом повторения T_r и шириной спектра Δf_0 . Для одного из вариантов пачка может быть разделена на две подпачки с различающимися периодами повторения T_{r1} и T_{r2} . Используемые в статье обозначения соответствуют [1] и ссылкам на литературу в указанной работе.

Алгоритм оценивания, основанный на измерении среднего расстояния между временами задержки максимумов сигналов в подпачках

Пусть при обработке все пачки обнаружена цель и оценено время задержки \hat{t}_r , неоднозначная радиальная скорость $\hat{V}_{НО}$, радиальное ускорение \hat{a}_r и его производная \hat{a}'_r . Ввиду функциональной зависимости времени задержки и доплеровского сдвига частоты, характерной для ЛЧМ-сигнала [2, 3], вначале необходимо оценить однозначную радиальную скорость, после чего скорректировать оценку времени задержки и рассчитать начальную дальность.

Проведем повторную обработку принятой реализации с обнаруженным отраженным сигналом для опорных значений $a_s = \hat{a}_r$ и $a'_s = \hat{a}'_r$. Разделим интервал когерентного накопления на $q = \overline{0, Q-1}$ непересекающихся подпачек одинаковой длительности. Каждая подпачка будет содержать K/Q импульсов при $T_r = \text{const}$. Будем полагать, что за время наблюдения цель остается в пределах одного диапазона «грубой» доплеровской скорости. В результате применения одного из экономичных алгоритмов обработки [1] к каждой подпачке для некоторых значений ускорения a_s и начальной радиальной скорости V_{0s} будет образовано $q = \overline{0, Q-1}$ матриц $|\dot{G}_q(t_m, F_k)|$, по каждой из которой возможно обнаружение цели и определение номеров отсчетов по «быстрому» времени и «медленному» спектру, содержащих максимумы отсчетов спектра:

$$(m_q, k_q) = \arg \max_{m, k} |\dot{G}_q(t_m, F_k)|^2. \quad (1)$$

Зафиксируем значения квадратов модуля спектра в отсчете с максимумом

$$y_q^{\max} = |\dot{G}_q(t_{m_q}, F_{k_q})|^2$$

и соседними значениями влево и вправо

$$y_q^- = |\dot{G}_q(t_{m_q-1}, F_{k_q})|^2, \quad y_q^+ = |\dot{G}_q(t_{m_q+1}, F_{k_q})|^2,$$

после чего выполним параболическую аппроксимацию номера максимума \tilde{m}_q (нецелочисленного) для q -ой подпачки с дополнительной коррекцией по ускорению в части физического перемещения и функциональной зависимости времени задержки и доплеровского сдвига частоты для ЛЧМ-сигнала:

$$\tilde{m}_q = m_q + \underbrace{\frac{y_q^- - y_q^+}{2(y_q^- - 2y_q^{\max} + y_q^+)}}_{\text{уточнение положения максимума}} - \underbrace{2a_s \frac{qT_{\text{кн}}}{Q\lambda} \frac{F_s}{\mu_c}}_{\text{коррекция смещения за счет приращения скорости за подпачку}} - \underbrace{\frac{a_s}{c} \left(\frac{qT_{\text{кн}}}{Q} \right)^2}_{\text{коррекция ускорения}} F_s. \quad (2)$$

Оценки \tilde{m}_q представляют собой зависимость дальности до цели, движущейся с начальной радиальной скоростью V_{0rc} , искаженную шумами измерений (выраженную в нецелочисленных номерах отсчетов) от номера подпачки. Аппроксимируем эту зависимость линейной, используя метод наименьших квадратов,

$$\tilde{m}_q = Aq + B. \quad (3)$$

При отсутствии шумов наблюдения коэффициент A в этой зависимости – это изменение времени задержки отраженного сигнала в пределах подпачки для цели, движущейся с начальной

радиальной скоростью V_{0rc} , выраженное в числе отсчетов $A=V_{0rc} \frac{2T_{\text{кн}}}{cQ} F_s$, коэффициент B – это начальная дальность (в числе отсчетов от опорной точки) с учетом смещения из-за функциональной зависимости времени задержки и скорости для ЛЧМ-сигнала.

Для коэффициентов линейной аппроксимации имеем

$$A = \frac{\sum_{q=0}^{Q-1} \tilde{m}_q q - \sum_{q=0}^{Q-1} \tilde{m}_q \sum_{q=0}^{Q-1} q}{\sum_{q=0}^{Q-1} q^2 - \left(\sum_{q=0}^{Q-1} q \right)^2}; B = \sum_{q=0}^{Q-1} \tilde{m}_q - a \sum_{q=0}^{Q-1} q. \quad (4)$$

Оценку начальной радиальной скорости ищем в виде

$$\hat{V}_{0rc} = \frac{AcQ}{2F_s T_{\text{кн}}}. \quad (5)$$

Оценку начальной дальности ищем в виде

$$\hat{r}_{0c} = \frac{c}{2} \left(t_1 + \frac{B}{F_s} - T_0 \right) - \frac{\hat{V}_{0rc} c}{\lambda \mu_c}, \quad (6)$$

где t_1 – опорное время (время смещения момента начала дискретизации принимаемого сигнала); T_0 – постоянная времени задержки в согласованном фильтре. Второе слагаемое в (6) это смещение расстояния, вызванное величиной сдвига частоты в линейном частотно-модулированном сигнале.

Обработка существенно упрощается при использовании $Q=2$ подпачек. В этом случае отношение сигнал/шум по каждой подпачке наибольшее, то есть вероятности аномальных ошибок при определении времени задержки сигналов в подпачках минимальные. Упрощается и аппроксимация (4), то есть $A = \tilde{m}_1 - \tilde{m}_0$, $B = \tilde{m}_0$. Вместе с тем, этот вариант требует наибольшей производительности вычислительных средств. При $Q > 2$ вычислительные затраты на реализацию процедуры оценивания снижаются [2], но увеличиваются вероятности аномальных ошибок при оценивании положения максимумов решающей статистики. В этой связи выбор параметра Q должен проводиться с учетом оценки отношения сигнал/шум по пачке отраженных сигналов.

Основными отличиями предлагаемого алгоритма оценивания от известных [2, 3] являются дополнительные операции разделения принимаемого сигнала на подпачки, коррекции (2) оценок времени задержки в соответствии с предполагаемым ускорением цели и линейной аппроксимации (4).

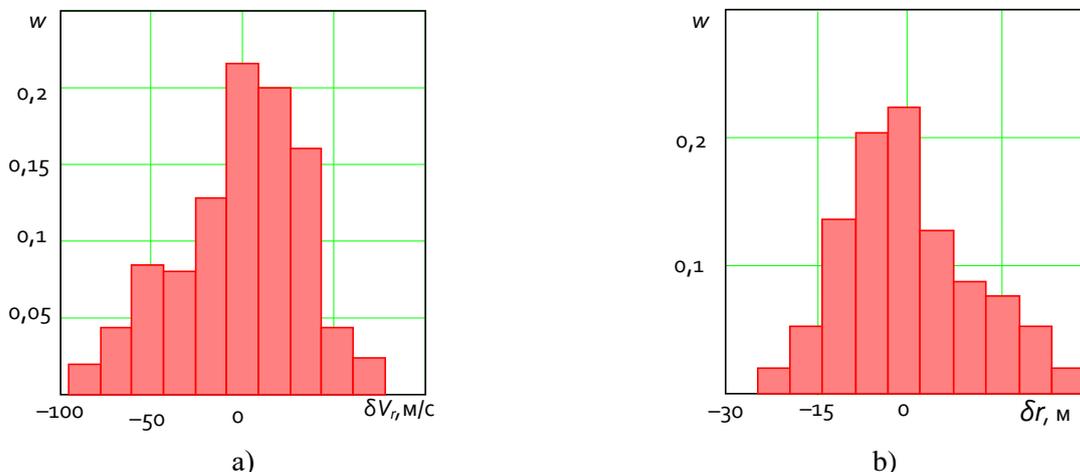


Рис. 1. Полигоны относительных частот ошибок оценивания скорости (а) и дальности (б)

Предлагаемый алгоритм оценивания проверялся путем прямого имитационного моделирования. На рис. 1. приведены полигоны относительных частот ошибок оценивания радиальной скорости δV_r и дальности δr , полученные для случая $\Delta f_0 = 1$ МГц; $T_{\text{кн}} = 1$ с; $\lambda = 0,1$ м; $\rho = 20$ дБ и параметрах движения цели $V_{0rc} = -500$ м/с; $a_r = 100$ м/с.

Математическое ожидание ошибок по скорости и дальности были близки к нулю. Влияние радиального ускорения полностью устранено. Так как оценка скорости (5) непосредственно входит в оценку начальной дальности (6), оценки \hat{V}_{0rc} , \hat{r}_{0c} будут коррелированы, что и наблюдалось в статистическом эксперименте, где коэффициент корреляции ошибок был близок к минус единице.

Алгоритм оценки параметров движения при использовании двух подпачек с различными периодами повторения

Пусть зондирующий сигнал состоит из двух подпачек с периодами повторения $T_{r1} \neq T_{r2}$, но $T_{r1} \approx T_{r2}$. Длительности подпачек $T_{1(2)} = T_{\text{кн}} / 2$ и число импульсов в них полагаем, для простоты, одинаковыми. Обработаем каждую подпачку с использованием алгоритма на основе компенсации миграции дальности и преобразования Фурье [1] и выполним обнаружение и оценивание (с использованием параболической аппроксимации) начальные для каждой подпачки неоднозначных точных радиальных скоростей $\hat{V}_{T1(2)}$.

Возможные значения начальной радиальной скорости цели по результатам измерения для первой и второй подпачки могут принимать значения

$$\hat{V}_{n_1} = \hat{V}_{T1} + n_1 V_{\text{одн1}}; \quad (7)$$

$$\hat{V}_{n_2} = \hat{V}_{T2} + n_2 V_{\text{одн2}} - \hat{a}_r \frac{T_{\text{кн}}}{2}, \quad (8)$$

где $V_{\text{одн1(2)}} = \frac{\lambda}{2T_{r1(2)}}$ - интервал однозначного измерения скорости для подпачек, причем

индексы n_1, n_2 могут находиться в пределах от

$$n_1^{\min} = \left\lfloor \frac{\hat{V}_{\text{Гр}} - \delta V_{\text{Гр}} / 2}{V_{\text{одн1}}} \right\rfloor \text{ до } n_1^{\max} = \left\lceil \frac{\hat{V}_{\text{Гр}} + \delta V_{\text{Гр}} / 2}{V_{\text{одн1}}} \right\rceil,$$

$$\text{и от } n_2^{\min} = \left\lfloor \frac{\hat{V}_{\text{Гр}} - \delta V_{\text{Гр}} / 2}{V_{\text{одн2}}} \right\rfloor \text{ до } n_2^{\max} = \left\lceil \frac{\hat{V}_{\text{Гр}} + \delta V_{\text{Гр}} / 2}{V_{\text{одн2}}} \right\rceil.$$

Отметим, что в (8) присутствует дополнительное слагаемое, обусловленное приращением радиальной скорости цели за счет ее ненулевого радиального ускорения. Если и другие высшие производные дальности отличны от нуля, учет осуществляется аналогично.

Для определенной комбинации индексов скорости совпадут $\hat{V}_{n_1} \approx \hat{V}_{n_2} \approx V_{0rc}$. С учетом коррекции в (8) устранение неоднозначности с оптимальной оценкой параметра \hat{V}_{0rc} достигается совместным подбором индексов n_1, n_2 и оценки \hat{V}_{0rc} :

$$(\hat{n}_1, \hat{n}_2, \hat{V}_{0rc}) = \arg \min_{n_1, n_2, V_{0rc}} \Theta(n_1, n_2, V_{0rc}), \quad (9)$$

где $\Theta(n_1, n_2, V_{0rc})$ - невязка измерений по первой и второй подпачке

$$\Theta(n_1, n_2, V_{0rc}) = (\hat{V}_{n_1} - V_{0rc})^2 + (\hat{V}_{n_2} - V_{0rc})^2. \quad (10)$$

С учетом высокой точности измерения неоднозначной скорости, оптимизационная задача (9) может быть упрощена путем отказа от поиска оптимального значения скорости и поиска только пары индексов \hat{n}_1, \hat{n}_2 , минимизирующей значения невязки между \hat{V}_{n_1} и \hat{V}_{n_2}

$$(\hat{n}_1, \hat{n}_2) = \arg \min_{n_1, n_2} \Theta_1(n_1, n_2), \quad (11)$$

где

$$\Theta_1(n_1, n_2) = (\hat{V}_{n_1} - \hat{V}_{n_2})^2 = \left(\hat{V}_{T1} - \hat{V}_{T2} + n_1 V_{\text{одн1}} - n_2 V_{\text{одн2}} + \hat{a}_r \frac{T_{\text{кн}}}{2} \right)^2, \quad (12)$$

с последующим нахождением оценки однозначной скорости

$$\hat{V}_{0rc} = \hat{V}_{\text{гр}} + \hat{n}_1 V_{\text{одн1}} + \hat{V}_{T1}. \quad (13)$$

Таким образом, алгоритм устранения неоднозначности по скорости при обработке двух подпачек с различными периодами повторения заключается в:

- измерении точных неоднозначных скоростей $\hat{V}_{T1}, \hat{V}_{T2}$ по первой и второй подпачке
- вычислении возможных значений начальной радиальной скорости по результатам измерения для первой и второй, с учетом коррекции радиального ускорения, подпачки согласно (7), (8);
- определении комбинации индексов n_1, n_2 , минимизирующей (11);
- вычислении однозначной скорости в соответствии с (13).

После вычисления однозначной скорости осуществляется коррекция дальности аналогично (6).

Аналогично предыдущему, предлагаемый алгоритм оценивания проверялся путем прямого имитационного моделирования. На рис. 2. приведен полигон относительных частот измеренной однозначной скорости и дальности при точной оценке ускорения цели. Параметры ситуации соответствовали рис.1.

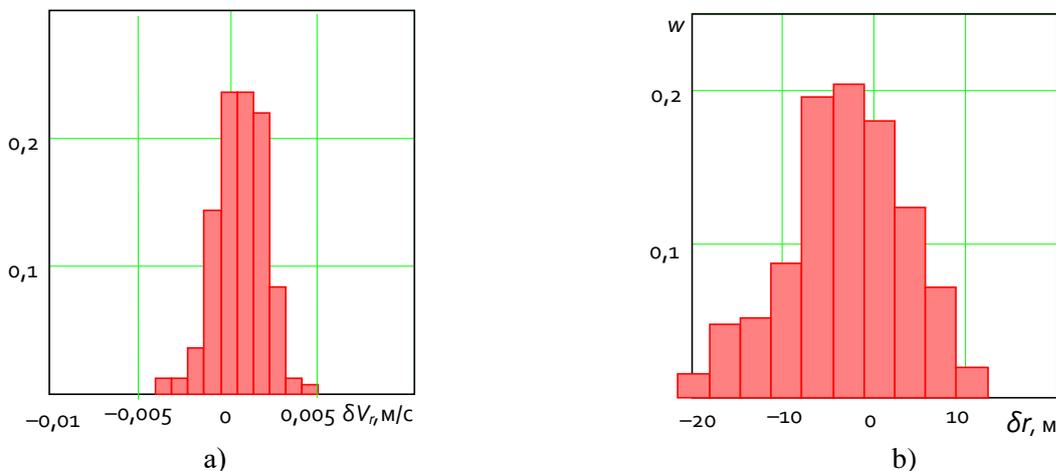


Рис. 2. Полигоны относительных частот ошибок оценивания скорости (а) и дальности (б)

Математические ожидания ошибок измерения скорости и дальности близки к нулю, выборочное СКО ошибок измерения скорости составляет 0,002 м/с, что соответствует ожидаемому значению. Выборочный коэффициент корреляции измерений скорости и дальности близок к нулю. В сравнении с вышеизложенным алгоритмом разделения на две подпачки с одинаковыми периодами повторения точность оценивания дальности и скорости возросла.

Список использованных источников

1. Козлов С. В., Ле Ван Кыонг. Экономичные алгоритмы длительного когерентного накопления отраженного сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным. В настоящем сборнике.
2. Верба В. С., Меркулов В. И. Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах. Части 1-3. М.: Радиотехника, 2004. – 312 с.
3. Справочник по радиолокации В 2-х кн. Кн. 1 / Под ред. М. И. Скольника. Пер. с англ. под общей ред. В. С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. – 672 с.

УДК 621.396.96

ПЕЛЕНГОВАНИЕ СИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЙ В СИСТЕМАХ С ФАЗОВОЙ НЕОДНОЗНАЧНОСТЬЮ

ЛЕ ВАН КЫОНГ, КОЗЛОВ С. В., ГУСИНСКИЙ А. В., ЗАБЕНЬКОВ И. И.

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

E-mail: kozlov@bsuir.by

Аннотация. Рассмотрен вариант пеленгатора в виде двух расположенных перпендикулярно трехэлементных интерферометров с одним общим элементом и дополнительным шестым приемным каналом. Слабонаправленные приемные антенны пеленгатора с линейной поляризациями размещены на расстояниях, превышающих половину длины волны, плоскости поляризации антенн расположены под различными углами. Обоснован алгоритм пеленгации, предусматривающий оценку выборочной ковариационной матрицы процессов на выходах приемных каналов, ее адаптивную регуляризацию, формирование поляризационно-угловых спектров в виде оценок отношений сигнал/взвешенный шум при приеме сигналов с заданного углового направления и с заданной поляризацией и максимизации полученного спектра. Показано, что при использовании предлагаемого алгоритма в системе с фазовой неоднозначностью происходит формирование одного узкого главного лепестка поляризационно-углового спектра, а все возможные побочные максимумы для системы с фазовой неоднозначностью подавляются. Приведены результаты математического моделирования.

Abstract. A variant of the direction finder in the form of two perpendicular three-element interferometers with one common element and an additional sixth receiving channel is considered. Weakly directional direction finder receiving antennas with linear polarizations are located at distances exceeding half the wavelength, the polarization planes of the antennas are located at different angles. The direction finding algorithm is justified, which provides for the estimation of the sample covariance matrix of processes at the outputs of receiving channels, its adaptive regularization, the formation of polarization-angle spectra in the form of estimates of the signal/weighted noise ratio when receiving signals from a given angular direction and with a given polarization and maximizing the resulting spectrum. It is shown that when using the proposed algorithm in a system with phase ambiguity, one narrow main lobe of the polarization-angular spectrum is formed, and all possible side maxima for a system with phase ambiguity are suppressed. The results of mathematical modeling are presented.

Постановка задачи

Структура рассматриваемого пеленгатора приведена на рис. 1. Имеется $N=6$ приемных каналов. Приемные элементы (ПЭ) первых трех приемных каналов образуют интерферометр с фазовой неоднозначностью, ориентированный вдоль оси Ox , четвертая и пятая антенна совместно с первой образуют интерферометр, ориентированный вдоль оси Oy . Дополнительная шестая приемная антенна расположена на диагонали образующегося квадрата. ПЭ имеют линейную поляризацию, указанную на рис. 1. стрелками. Для простоты будем считать указанные антенны диполями, оси которых ориентированы под углом ϑ_n к оси Ox . Длина волны пеленгуемого сигнала равна λ , причем для любой из пар (n_1, n_2) приемных элементов расстояние между ними $\Delta D_{n_1, n_2} > \lambda / 2$. Указанная ситуация при построении пеленгатора может иметь место при конструктивных ограничениях на размещение приемных антенн на объекте.

В рассматриваемой системе однозначная фазовая пеленгация невозможна. При неизвестной поляризации принимаемого сигнала невозможной оказывается и неоднозначная фазовая пеленгация.

Цель работы – обоснование алгоритма совместного оценивания угловых координат и поляризационных параметров в пеленгаторе с произвольно ориентированными линейно-поляризованными приемными элементами и фазовой неоднозначностью.

Обоснование алгоритма

Будем использовать сферическую систему координат с углами θ между нормалью к плоскости решетки и направлением на источник и φ между проекцией направления на источник на плоскость решетки и положительным направлением оси Ox (рисунок 1б) и линейный

поляризационный базис с ортами $\vec{i}_\theta, \vec{i}_\varphi$. Орт \vec{i}_θ расположен в плоскости падения (плоскости, проходящей через направление прихода электромагнитной волны и нормалью к антенной решетке), орт \vec{i}_φ перпендикулярен плоскости падения. Орты $\vec{i}_\theta, \vec{i}_\varphi$ и вектор «Источник радиоизлучения (ИРИ)-пеленгатор» образуют правую систему координат.

Поляризационные параметры полезного сигнала полностью определяются фазором

$$\vec{\pi}_c = \begin{pmatrix} \cos \gamma_c \\ \sin \gamma_c e^{j\varphi_c} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где γ_c - угол наклона плоскости поляризации сигнала; φ_c - сдвиг фаз ортогонально поляризованных компонентов электромагнитного поля. При $\varphi_c=0$ будем иметь линейную поляризацию, причем если $\gamma_c=0$, то эта поляризация вертикальная (основная); $\gamma_c = \pm\pi/2$ - горизонтальная (ортогональная).

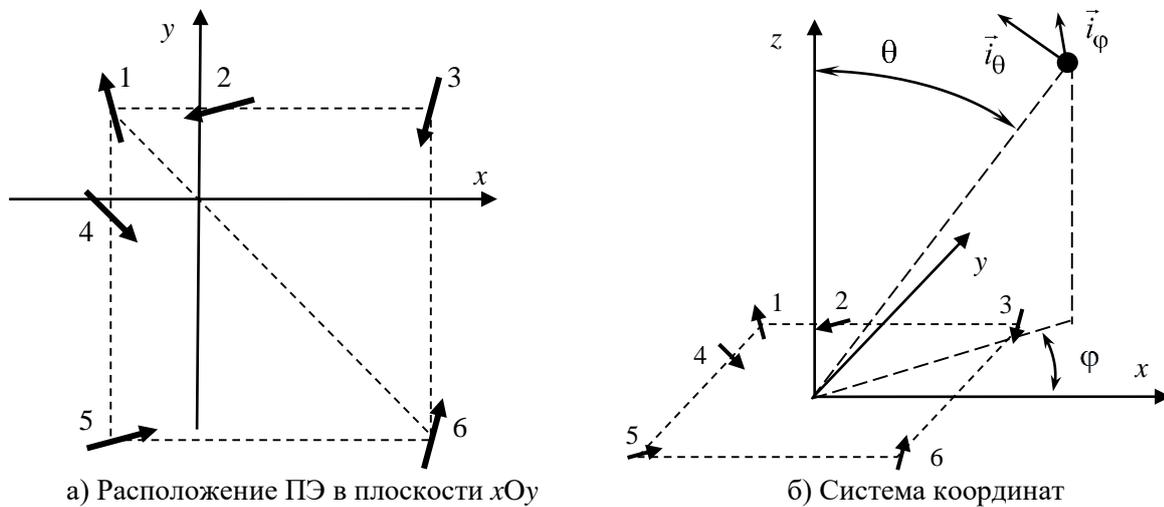


Рис. 1. Размещение ПЭ в плоскости xOy и используемая система координат

Пусть $\varphi=0$ и $\theta \neq 0$, а координаты ПЭ равны $(x_n, y_n), n=\overline{1, N}$. Тогда разности хода между n -м ПЭ и центром решетки $\Delta D_n = x_n \sin \theta$ и, при условии неравномерного размещения элементов по окружности, когда $x_1 \neq x_2 \neq x_3 \neq x_4 \neq x_5 \neq x_6$, возможно образовать $N(N-1)/2$ различных пар разности фаз $\Delta \beta_{i,j} = \frac{2\pi}{\lambda} (\Delta D_j - \Delta D_i) = \frac{2\pi}{\lambda} (x_i - x_j) \sin \theta, i = \overline{1, N-1}, j = \overline{i+1, N}$.

Анализ этих разностей фаз в многошкальной системе позволит установить угол θ . При пеленгации в двух плоскостях анализ несколько сложнее, но приводит к тому же выводу.

Основная проблема такого подхода заключается в том, что измеряемые разности фаз $\Delta \hat{\beta}_{i,j}$ пар ПЭ могут оказаться близкими, а число проверяемых гипотез – большим, что в условиях флуктуационных ошибок измерения приведет к неправильному определению угла. Различия поляризационных характеристик антенн еще более усугубит данную ситуацию.

Одним из возможных путей преодоления этого недостатка является использование пространственной обработки принимаемой реализации [1]. Использование пространственной обработки основано на уникальности (единственности) амплитудно-фазовой структуры принимаемой многоканальной реализации (при отсутствии шумов или сильном сигнале) для всех углов наблюдения (θ, φ) в пределах заданной угловой области.

Диаграмма направленности n -го ПЭ является векторной и включает составляющие ДН $\dot{F}_{V_n}(\theta, \varphi), \dot{F}_{\Gamma_n}(\theta, \varphi)$ на вертикальной (в) и горизонтальной (г) поляризации:

$$\vec{F}_n(\theta, \varphi) = \begin{pmatrix} F_{B_n}(\theta, \varphi) \\ F_{\Gamma_n}(\theta, \varphi) \end{pmatrix} e^{j\beta_n(\theta, \varphi)}, \quad (2)$$

где $\beta_n(\theta, \varphi)$ - фазовый сдвиг, обусловленный смещением ПЭ относительно фазового центра приемной системы.

При приеме полезного сигнала с заданной поляризацией γ_c, φ_c скалярная ДН приемного элемента может быть записана в виде

$$\begin{aligned} \dot{F}_n(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) &= \vec{\pi}_c^* \cdot \vec{F}_n(\theta, \varphi) = \begin{pmatrix} \cos \gamma_c \\ \sin \gamma_c e^{j\varphi_c} \end{pmatrix}^+ \begin{pmatrix} F_{B_n}(\theta, \varphi) \\ F_{\Gamma_n}(\theta, \varphi) \end{pmatrix} e^{j\beta_n(\theta, \varphi)} = \\ &= (F_{B_n}(\theta, \varphi) \cos \gamma_c + F_{\Gamma_n}(\theta, \varphi) \sin \gamma_c e^{-j\varphi_c}) e^{j\beta_n(\theta, \varphi)}. \end{aligned} \quad (3)$$

Многоканальная принимаемая реализация $\mathbf{y}_k = (Y_{0,k}, Y_{1,k}, \dots, Y_{N-1,k})^T$, $\dot{Y}_{n,k}$ - k -й отсчет на выходе n -го приемного канала может быть представлена в виде

$$\mathbf{y}_k = \dot{Y}_k \mathbf{f}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) + \mathbf{n}_k, \quad (4)$$

где $\mathbf{f}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) = (\dot{F}_1(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c), \dots, \dot{F}_N(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c))^T$ - вектор-столбец ДН ПЭ для заданной поляризации принимаемого сигнала с фазовым центром в центре решетки; \dot{Y}_k - комплексная амплитуда источника ЭМВ на выходе изотропного ПЭ с согласованной поляризацией, расположенного в фазовом центре; \mathbf{n}_k - вектор независимых внутренних шумов приемных каналов с единичной (при условии нормировки) корреляционной матрицей.

Выборочная ковариационная матрица (КМ) многоканальной принимаемой реализации на выходах приемных каналов

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^+, \quad (5)$$

где $\mathbf{y}_k = (Y_{0,k}, Y_{1,k}, \dots, Y_{N-1,k})^T$; $\dot{Y}_{n,k}$ - k -й отсчет на выходе n -го приемного канала; K - число отсчетов при формировании выборочной КМ; символом «+» в верхнем регистре обозначено комплексное сопряжение и транспонирование вектора (матрицы). Матрица $\hat{\Phi}$ несет всю информацию о направлении прихода, поляризации и мощности полезного сигнала.

Сформируем вектор весовых коэффициентов при приеме полезного сигнала с направления (θ, φ) и поляризацией γ_c, φ_c :

$$\boldsymbol{\omega}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) = \hat{\Phi}^{-1} \mathbf{f}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c). \quad (6)$$

Если просканировать заданную область направляющим векторами $\boldsymbol{\omega}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)$, то в направлении, соответствующем положению полезного сигнала будем иметь максимум мощности сигнал+взвешенный шум:

$$\hat{P}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) = \boldsymbol{\omega}^+(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) \hat{\Phi} \boldsymbol{\omega}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) = \mathbf{f}^+(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) \hat{\Phi}^{-1} \mathbf{f}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c), \quad (7)$$

что позволяет получить оценку направления прихода и поляризационных параметров сигнала

$$(\hat{\theta}, \hat{\varphi}, \hat{\gamma}_c, \hat{\varphi}_c) = \arg \max_{\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c} \hat{P}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c). \quad (8)$$

Недостатками оценки (8) является возможность пеленгации «по шумам» при отсутствии сигнала или слабом сигнале. Для устранения недостатка сформируем поляризационно-угловой спектр в виде оценки отношения сигнал/взвешенный шум

$$\Psi(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) = \frac{\boldsymbol{\omega}^+(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) \hat{\Phi} \boldsymbol{\omega}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)}{\boldsymbol{\omega}^+(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) \boldsymbol{\omega}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)} = \frac{\mathbf{f}^+(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) \hat{\Phi}^{-1} \mathbf{f}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)}{\mathbf{f}^+(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) \mathbf{f}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)}. \quad (9)$$

с оценкой (8) направления прихода и поляризационных параметров сигнала, вычисляемой при $\hat{P} = \Psi$.

При использовании оценки (8), (9) и $\theta \neq \theta_c, \varphi \neq \varphi_c$ источник полезного сигнала (равно как и все другие мешающие источники) подавляются. Поэтому в угловом спектре формируется один узкий пик в направлении на источник полезного сигнала.

Оценка (8) оказывается хорошей при очень густой сетке при построении углового спектра, точно заданных ДН приемных элементов и использовании достаточно длинных выборок, когда $K > 10^2 \dots 10^3$. Причиной этого является резкое возрастание нормы вектора весовых коэффициентов $\omega^+(\theta, \varphi)\omega(\theta, \varphi)$, то есть взвешенных внутренних шумов при использовании коротких выборок. К аналогичному эффекту приводит расхождение модельных (заданных в алгоритме адаптации) и реальных ДН приемных каналов. Для парирования этого явления широко применяется регуляризация выборочной КМ [1-4] согласно выражения

$$\hat{\Phi}r = \hat{\Phi} + \mu I, \quad (10)$$

где μ - адаптивно выбираемый параметр регуляризации.

Использование регуляризации позволяет резко (на 10..20 дБ) снизить мощность взвешенных внутренних шумов, то есть повысить отношение сигнал/взвешенный шум, а также частично проредить сетку по угловым координатам. При использовании регуляризации выражение для векторов весовых коэффициентов, решающей статистики (поляризационно-углового спектра) и постановка оптимизационной задачи принимают вид

$$\omega(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) = \hat{\Phi}r^{-1}f(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c); \quad (11)$$

$$\Psi_r(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) = \frac{f^+(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)\hat{\Phi}r^{-1}\hat{\Phi}\hat{\Phi}r^{-1}f(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)}{f^+(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)\hat{\Phi}r^{-2}f(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)}; \quad (12)$$

$$(\hat{\theta}, \hat{\varphi}, \gamma_c, \varphi_c) = \arg \max_{\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c} \Psi_r(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c). \quad (13)$$

Решение оптимизационной задачи (13) является достаточно трудоемким. Использование градиентных процедур усложняется сильной «изрезанностью» поляризационно-углового спектра и наличием наряду с глобальным, большого числа локальных максимумов. Поэтому необходимо использовать методы полного перебора и последовательной оптимизации. При проведении последовательной оптимизации сначала для заданных θ, φ проводится максимизация по поляризационным параметрам γ_c, φ_c с запоминанием максимального значения поляризационно-углового спектра и соответствующих значений поляризационных параметров, далее проводится максимизация по θ, φ (возможно, также последовательно). Это позволяет избежать необходимости хранения в памяти устройства оценивания четырехмерного массива $\Psi(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)$ поляризационно-углового спектра.

Результаты моделирования

Построение поляризационно-угловых спектров проводилось для пеленгатора с координатами ПЭ $x = (-0,1; 0,025; 0,3; -0,1; -0,1; 0,3)^T$ м; $x = (0,1; 0,1; 0,1; -0,025; -0,3; -0,3)^T$ м, углах расположения диполей $\nu = (105^\circ; 165^\circ; 225^\circ; 285^\circ; 345^\circ)^T$; $\lambda = 2$ см; отношении сигнал/шум на выходе ПЭ при согласованной поляризации в максимуме ДН 20 дБ. Параметры приемных трактов полагались идентичными, ДН ПЭ – точно известными. Угловые координаты сигнала $\theta = 30^\circ$ или 60° ; $\varphi = 15^\circ$, поляризация вертикальная $\gamma_c = 0$. Число отчетов при формировании выборочной КМ $K = 50$. Параметр при адаптивной регуляризации формировался делением на 10 следа ковариационной матрицы $\mu = \text{tr}(\hat{\Phi})/10$.

На рис. 2. приведены угловые спектры, полученные на втором этапе оптимизации (после оценивания максимума по поляризационным параметрам) для случая отсутствия и наличия регуляризации (10). При этом поляризационные параметры на первом этапе определены точно.

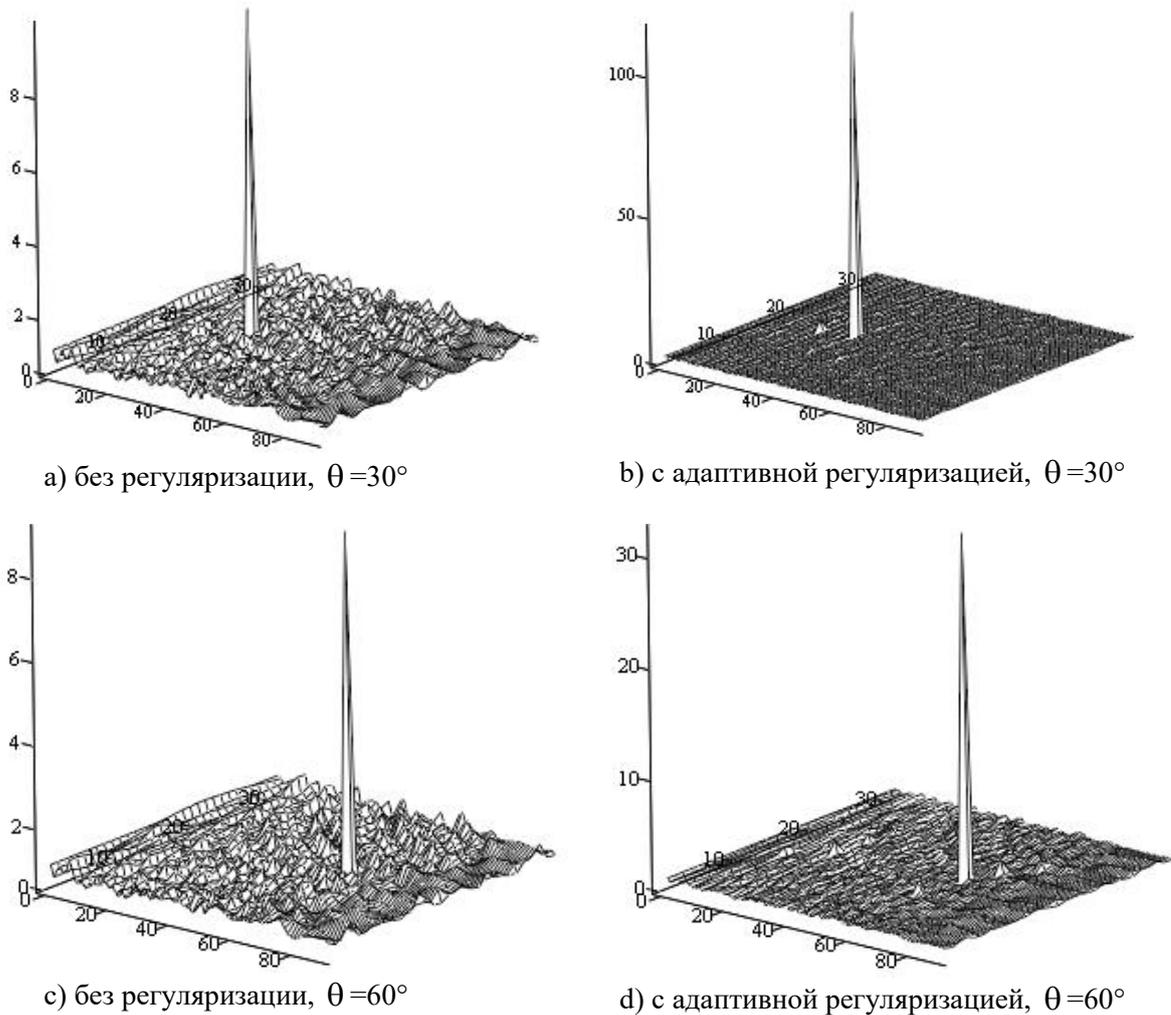


Рис. 2. Угловой спектр в окрестности истинных угловых координат полезного сигнала

Как видно из результатов моделирования, в направлении на источник сигнала сформировался узкий пик. Угловые координаты (с учетом используемой сетки по углам в 1°) определены точно. Амплитуда пика при использовании адаптивной регуляризации примерно в 10 раз больше, чем при отсутствии регуляризации, что подтверждает ее положительное влияние на форму поляризационно-углового спектра.

Предварительные результаты моделирования показывают, что минимальное отношение сигнал/шум при пеленговании с определением поляризационных параметров полезных сигналов составляет 13-15 дБ. При меньших значениях достоверность определения указанных параметров ухудшается и возможны anomальные ошибки оценивания.

Список использованных источников

1. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. – М.: Радио и связь, 2003.
2. Абрамович Ю. И. Предельная скорость сходимости процессов адаптивной настройки системы компенсации помех в условиях неклассифицированной обучающей выборки // Радиотехника и электроника. 1982, Т. 27, №8, с. 1534-1538.
3. Абрамович Ю. И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации фильтров по критерию максимума отношения сигнал/помеха // Радиотехника и электроника. 1989, Т. 26, №3, с. 543-551.
4. Абрамович, Ю. И., Качур, В. Г. Методы защиты отличающегося от опорного полезного сигнала в адаптивных процедурах с неклассифицированной обучающей выборкой // Радиотехника и электроника. 1990, Т. 35. № 6.

УДК 629.056.8+004.722.45

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ В СПУТНИКОВОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

КОВЯТИНЕЦ И. П.

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

E-mail: koviatsinets@gmail.com

Аннотация. В статье представлены схема и принцип работы блоков современной навигационной аппаратуры.

Abstract. The article presents the scheme and principle of operation of blocks of modern navigation equipment.

Навигационная аппаратура потребителей в спутниковой радионавигационной системе предназначена для определения пространственных координат и составляющих вектора скорости потребителя, текущего времени и других навигационных параметров в результате приема и обработки радиосигналов, излучаемых навигационными спутниками.

Современная навигационная аппаратура является аналого-цифровой системой, сочетающей аналоговую и цифровую обработку сигналов. Обобщенная схема навигационной аппаратуры приведена на рис. 1 и включает антенну, радиочастотный блок, синтезатор частот, аналого-цифровой преобразователь и цифровой вычислитель.

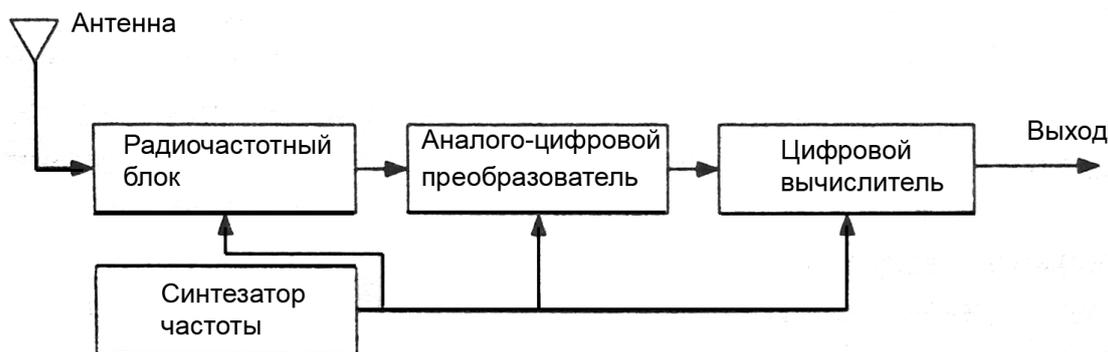


Рис. 1. Обобщенная схема аппаратуры потребителя

Антенна выполняет функцию преобразования электромагнитных волн в электрический сигнал и может состоять из одного или нескольких антенных элементов с необходимыми блоками электронного управления.

Радиочастотный блок предназначен для усиления принятых сигналов, частотной селекции полезных сигналов из смеси с шумами и помехами, понижения несущей частоты принятых сигналов до заданного значения, которое принято называть промежуточной частотой.

Синтезатор частот формирует набор гармонических колебаний, необходимых для работы радиочастотного блока, шкалу времени аппаратуры потребителя и тактовые сигналы, синхронизирующие работу аналого-цифрового преобразователя и цифрового вычислителя.

Аналого-цифровой преобразователь трансформирует аналоговый сигнал, поступающий с выхода радиочастотного преобразователя, в цифровой сигнал, предназначенный для последующей обработки в цифровом вычислителе.

Цифровой вычислитель решает задачу извлечения навигационной и другой информации из принятых и преобразованных в цифровую форму радиосигналов.

По выполняемым функциям цифрового вычислителя часто представляют в виде сигнального и навигационного процессоров. При этом сигнальный процессор выполняет задачи первичной обработки сигналов:

- распараллеливание обработки входного сигнала на n каналов;
- формирование опорных сигналов дальномерного кода и управляемых опорных генераторов (гармонических колебаний);
- корреляционную обработку сигналов в каждом из n каналов;
- поиск сигналов по задержке и частоте;
- слежение за дальномерным кодом, частотой сигналов и формирование оценок псевдодальности, псевдодоплеровской частоты и псевдофазы;
- выделение навигационных данных, передаваемых в радиосигналах;
- оценку отношения сигнал/шум q_c/n_0 для принимаемых радиосигналов;
- привязку шкалы времени потребителя к системной шкале времени.

Навигационный процессор решает задачи вторичной обработки, в том числе:

- декодирование эфемеридной информации, альманахов и т. д. из навигационных сообщений;
- оценку координат потребителя (в той или иной системе координат) и составляющих его вектора скорости;
- комплексную обработку оценок псевдодальностей, псевдодоплеровских частот (и/или псевдофаз) с данными других измерителей (инерциальных и/или доплеровских систем навигации и др.);
- пользовательские алгоритмы маршрутизации, привязки к опорным точкам, вывод в заданный район и т. д.

Практическая реализация цифрового вычислителя традиционно включает в себя жесткую аппаратную часть (многоканальный коррелятор) и программируемый вычислитель. Многоканальный коррелятор представляет собой отдельную микросхему, в которой реализованы все необходимые для работы навигационной аппаратуры корреляторы (несмещенные, опережающие и запаздывающие, с обычным и суженым стробом и т. д.), генераторы дальномерных кодов, управляемые опорные генераторы и схемы управления режимами работы коррелятора. В некоторых типах микросхем многоканального коррелятора реализуются также петли слежения за задержкой кода, частотой и фазой сигнала, а также схемы демодуляции навигационного сообщения. Программируемый вычислитель реализует обработку отсчетов с выходов многоканального коррелятора, следующих с относительно невысокой частотой (100... 1000 Гц) с целью решения конечной навигационной задачи, используя для этого соответствующее программное обеспечение.

В последние годы интенсивно развивается направление, основанное на полностью программной реализации цифрового вычислителя. При этом он может выполняться на программируемых процессорах общего назначения (в том числе и на персональных ЭВМ) или на цифровых сигнальных процессорах. Основным достоинством такого подхода является большая гибкость при проектировании новых типов навигационной аппаратуры, а также широкие возможности по использованию новых, перспективных алгоритмов обработки сигналов информации, например, одноэтапных алгоритмов. Кроме того, при таком подходе снижаются стоимость и время разработки навигационной аппаратуры.

Список использованных источников

1. Мищенко В. Н. Системы спутниковой навигации: учеб.-метод. пособие / В. Н. Мищенко. – М.: БГУИР, 2011. – 56 с.
2. Соловьев, Ю. А. Системы спутниковой навигации / Ю. А. Соловьев. – М.: Эко-Трендз, 2003. – 326 с.

УДК 621.396.96+621.396.62+621.391.8

РЕЗУЛЬТАТЫ КОМПЛЕКСНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ОБЗОРНЫХ РЛС ОБНАРУЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ С МНОГОКАНАЛЬНЫМИ ПРИЕМНЫМИ СИСТЕМАМИ В СЛОЖНЫХ СИГНАЛЬНО-ПОМЕХОВЫХ СИТУАЦИЯХ

ВУ ТХАНЬ ХА

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

E-mail: kozlov@bsuir.by

Аннотация. Приведены отдельные результаты комплексного, на этапах первичной и вторичной обработки информации, исследования эффективности обзорных РЛС обнаружения воздушных объектов с многоканальными антенными системами. Приведены характеристики процесса сопровождения траектории цели, ошибки сопровождения по дальности и азимуту, показатели полноты выдаваемой радиолокационной информации от параметров алгоритмов первичной обработки информации. Сформулированы рекомендации по рациональным параметрам алгоритмов.

Abstract. The results of detection, measurement and tracking of air objects are presented. The error of tracking in real range and azimuth, the process of tracking the target trajectory, the probability of tracking from the range and the standard deviation of tracking in range and azimuth from the review number of various algorithms are shown.

Постановка задачи

Для исследования влияния алгоритмов первичной обработки информации в обзорных РЛС обнаружения воздушных объектов с многоканальными приемными системами на полноту и точность выдаваемой ими информации необходим совместный анализ как этапа первичной, так и вторичной обработки радиолокационной информации. В [1] приведена соответствующая методика комплексного исследования эффективности функционирования обзорных РЛС обнаружения воздушных объектов в сложных сигнально-помеховых ситуациях (СПС). Рассмотрены модели радиолокационной цели, помех, пространственной ситуации, модели первичной и вторичной обработки в обзорных РЛС.

Целью настоящей работы является влияние параметров адаптивных алгоритмов совместного обнаружения и оценивания угловых координат [2, 3] в обзорной РЛС со сканирующей многоканальной приемной системой на результат сопровождения траектории воздушного объекта.

Моделирование проводится применительно к сложным сигнально-помеховым ситуациям, приведенным в [1]. Ситуации характеризуются высокой динамикой перемещения целей и одного или двух источников помех и воздействием источников помех преимущественно по ближним боковым и главному лепестку ДН антенны основного канала РЛС. Используемые при моделировании иллюстративные параметры РЛС обнаружения воздушного объекта и ее антенной системы приведены в [2].

Результаты моделирования

Для детального анализа взаимосвязи процессов первичной и вторичной обработки в табл. 1. приведены результаты моделирования процесса вторичной обработки в одной из типичных реализаций в течении 20 обзоров. Рассматривалась СПС-1, мощность ИП принималась равной 1 кВт, мешающие отражения отсутствовали, реализовывалась адаптация на основе непосредственного обращения корреляционной матрицы (НОМ), сформированной по $K=20$ отсчетам. Эффективная площадь рассеяния цели принималась равной 1 м^2 . В таблице указаны дальности r_i и азимуты цели α_i , азимут $\alpha_{\text{ИП}}$ ИП, значения сформированной решающей статистики при обнаружении Ψ_i (порог $L=5$), ошибки $\delta_i^{(r)}$, $\delta_i^{(\alpha)}$ оценки дальности до цели, расчетные значения СКО оценивания дальности $\sigma_i^{(r)}$ и азимута цели $\sigma_i^{(\alpha)}$ и результаты сопровождения траектории воздушного объекта в виде фактов

S_i сопровождения и ошибок $\xi_i^{(r)}$, $\xi_i^{(\alpha)}$ по дальности и азимуту. На рис. 1. приведена траектория цели в декартовой системе координат и ошибки сопровождения по дальности и азимуту.

Таблица 1. Результаты обнаружения, измерения и сопровождения в процессе 20 обзоров в СПС-1

| № обз. | Координаты объекта | | Азимут ИП, град. | Результаты Измерения | | | | | Результаты сопровождения | | |
|--------|--------------------|-------------------|------------------|----------------------|----------------------|------------------------------|----------------------|-------------------------------|--------------------------|-------------------|----------------------------|
| | r_i , км | α_i , град | | Ψ_i | $\delta_i^{(r)}$, М | $\delta_i^{(\alpha)}$, град | $\sigma_i^{(r)}$, М | $\sigma_i^{(\alpha)}$, град. | S_i | $\xi_i^{(r)}$, м | $\xi_i^{(\alpha)}$, град. |
| 0 | 202 | 8,5 | -18,6 | 118,1 | -1 | 0,1 | 13,8 | 0,20 | 0 | 0,0 | 0 |
| 1 | 200 | 8,6 | -18,1 | 123,9 | 12 | 0 | 13,5 | 0,15 | 1 | -11,9 | -0,04 |
| 2 | 198 | 8,7 | -17,6 | -0,1 | - | - | - | - | 1 | -24,9 | 0,01 |
| 3 | 196 | 8,8 | -17,1 | 129,1 | -1 | -0,1 | 13,2 | 0,15 | 1 | 1,4 | 0,09 |
| 4 | 194 | 8,9 | -16,6 | 68,9 | -40 | -0,1 | 18,1 | 0,21 | 1 | 40,2 | 0,11 |
| 5 | 192 | 9,0 | -16,1 | 75,4 | 1 | 0,3 | 17,3 | 0,19 | 1 | -1,2 | -0,21 |
| 6 | 190 | 9,1 | -15,6 | 24,8 | 60 | -0,6 | 30,1 | 0,34 | 1 | -60,6 | 0,25 |
| 7 | 188 | 9,2 | -15,1 | 0 | - | - | - | - | 1 | -136,4 | 0,67 |
| 8 | 186 | 9,3 | -14,6 | 113,8 | 1 | -0,3 | 14,1 | 0,17 | 1 | -1,2 | 0,28 |
| 9 | 184 | 9,4 | -14,0 | 168,5 | 6 | -0,1 | 11,6 | 0,16 | 1 | -6,4 | 0,08 |
| 10 | 182 | 9,5 | -13,5 | 142,8 | -10 | -0,1 | 12,6 | 0,16 | 1 | 9,8 | 0,1 |
| 11 | 181 | 9,6 | -13,0 | 434,8 | 4 | -0,1 | 7,2 | 0,13 | 1 | -4,2 | 0,1 |
| 12 | 179 | 9,7 | -12,6 | 170,8 | 3 | 0,2 | 11,5 | 0,17 | 1 | -3,5 | -0,12 |
| 13 | 177 | 9,8 | -12,2 | 151 | 16 | -0,1 | 12,2 | 0,20 | 1 | -15,8 | 0,03 |
| 14 | 175 | 9,9 | -12,0 | 46,9 | 44 | 0,4 | 21,9 | 0,25 | 1 | -43,5 | -0,28 |
| 15 | 173 | 10,0 | -11,8 | 7,5 | -6 | 0,1 | 54,6 | 0,45 | 1 | 5,5 | -0,25 |
| 16 | 171 | 10,1 | -11,8 | 16,2 | 45 | -0,6 | 37,3 | 0,41 | 1 | -44,3 | 0,42 |
| 17 | 169 | 10,2 | -12,0 | 65,4 | 5 | 0,1 | 18,5 | 0,20 | 1 | -5,5 | -0,07 |
| 18 | 167 | 10,4 | -12,3 | 218 | 18 | -0,3 | 10,2 | 0,16 | 1 | -18,1 | 0,27 |
| 19 | 165 | 10,5 | -12,7 | 12,7 | 59 | -0,2 | 42,1 | 0,42 | 1 | -58,6 | 0,37 |

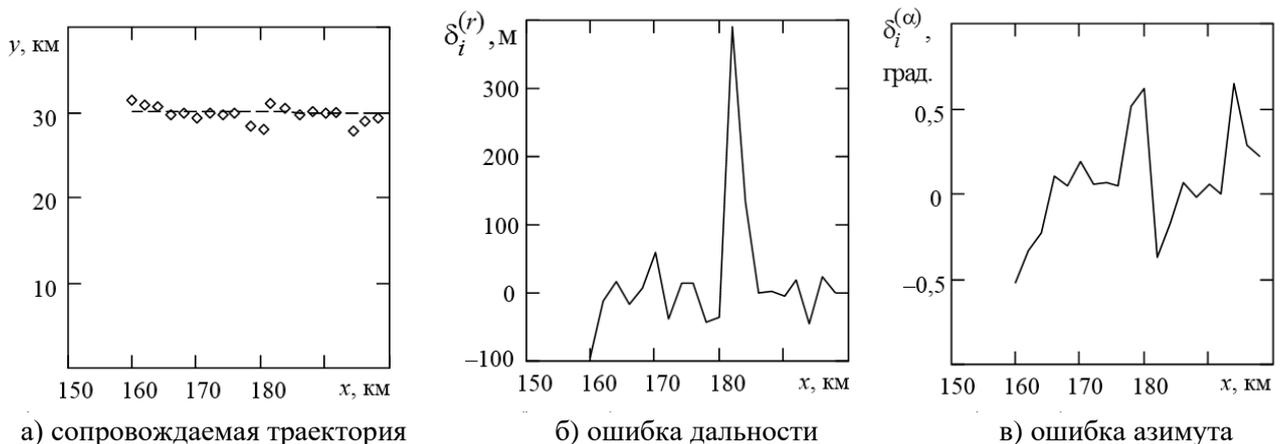


Рис. 1. Характеристики сопровождения в реализации в СПС-1 для алгоритма НОМ, $K = 20$

Видно, что несмотря на необнаружение цели во втором и седьмом обзорах процесс сопровождения является устойчивым. Это достигается за счет высокой точности измерения угловых координат с модулем максимальной ошибки, не превышающей 15% от ширины главного лепестка ДН основного канала. При отключенной компенсации РЛС не способна сопровождать цель, то есть помехи являются подавляющими.

На рис. 2. приведены характеристики сопровождения в одной из реализаций для алгоритма формирования весовых коэффициентов LMS (с нормировкой, параметры скорости и регуляризации

$\mu=0,5, \delta=1$). Точность сопровождения, в сравнении с вариантом НОМ, существенно ухудшилась, на 16 обзоре произошел срыв сопровождения с последующим перезахватом из-за больших ошибок оценивания угловых координат в предшествующих обзорах. Причиной более низкой эффективности алгоритма LMS является неполная компенсация внешних помех за заданный интервал адаптации. При увеличении длительности интервала адаптации до $K=50$ устойчивость и точность процесса сопровождения возрастают (рис. 3.) и характеристики алгоритма приближаются к варианту НОМ.

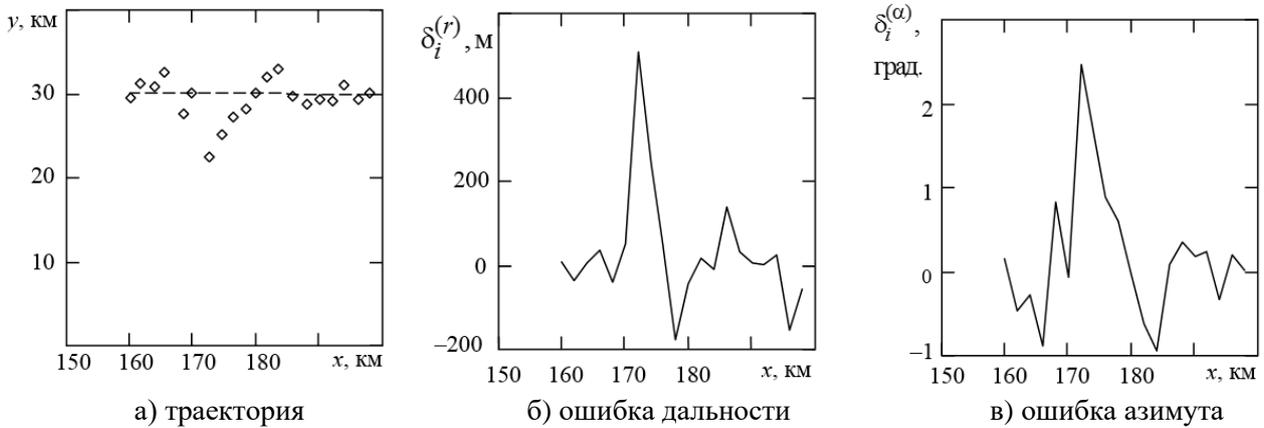


Рис. 2. Характеристики сопровождения в реализации в СПС-1 для алгоритма LMS, $K=20$

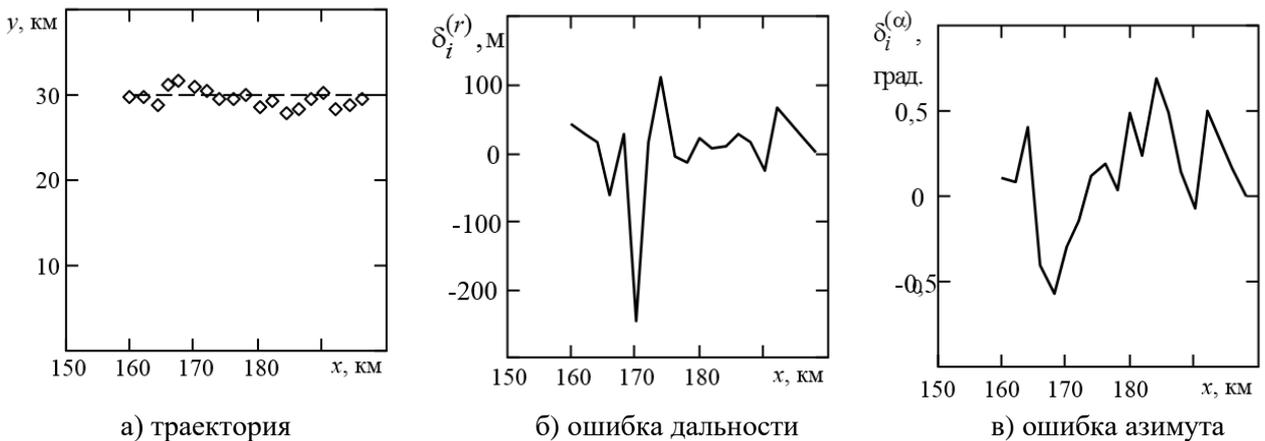


Рис. 3. Характеристики сопровождения в реализации в СПС-1 для алгоритма LMS, $K=50$

На рис. 4 приведены зависимости полноты и точности радиолокационной информации от дальности «РЛС-цель», полученные для СПС-1 при числе отсчетов при адаптации $K=20$, мощности источника помехи 100 Вт при отсутствии мешающих отражений. Как видно из приведенных на рис. 4 зависимостей, использование адаптивных алгоритмов обработки привело к существенному увеличению полноты радиолокационной информации, которая возросла со среднего уровня 0,3 до уровня 0,95 при использовании для формирования весовых коэффициентов алгоритма непосредственного обращения выборочной корреляционной матрицы и до уровня 0,9 при использовании рекурсивного LMS-алгоритма. Одновременно произошло резкое снижение ошибок сопровождения по азимуту – со среднего значения 1 градус до среднего значения 0,4 градуса.

На рис. 5. для тех же исходных данных, что и на рис. 4., приведены зависимости полноты радиолокационной информации для более сложной ситуации СПС-2 при наличии двух источников помех. Для РЛС без адаптивной обработки среднее значение полноты радиолокационной информации не превышает 0,2 и, поэтому, на графиках не приводится. Формирование весовых коэффициентов методом обращения матрицы обладает некоторым преимуществом в сравнении с рекурсивным LMS-алгоритмом. При увеличении мощности помехи или нестационарном характере помехи указанное преимущество возрастает.

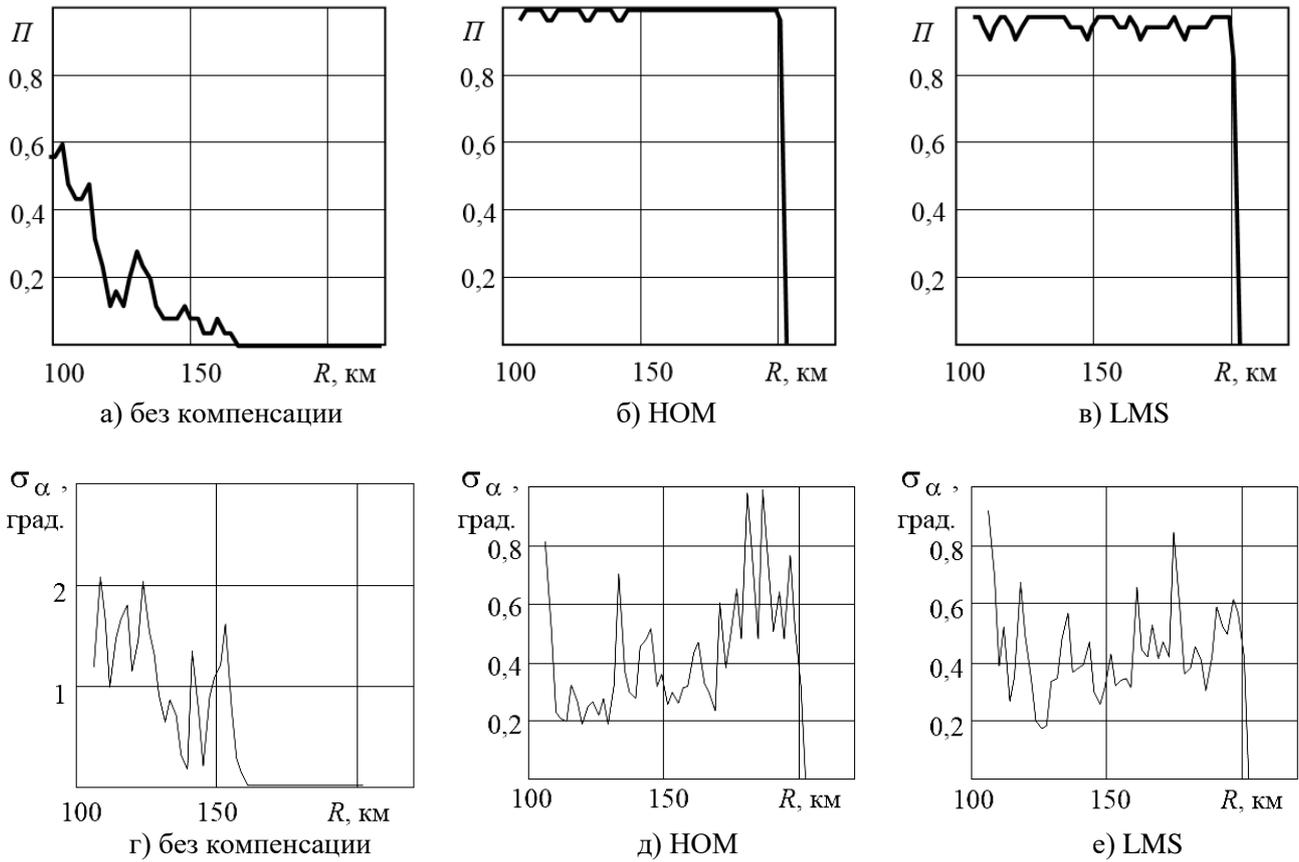


Рис. 4. Зависимости полноты и точности радиолокационной информации от дальности при СПС-1: а, г - без компенсации; б, д - алгоритм НОМ; в, е - рекурсивный LMS-алгоритм

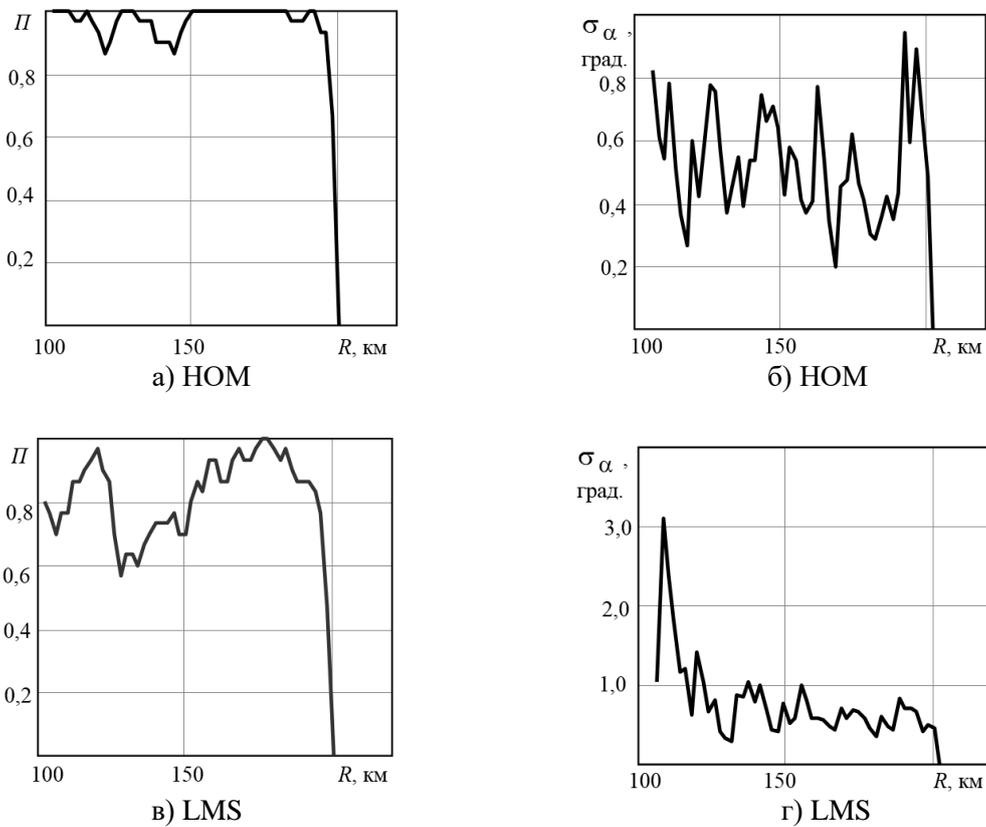


Рис. 5. Зависимости полноты и точности радиолокационной информации от дальности в СПС-2: а,б - алгоритм НОМ; в,г - рекурсивный LMS-алгоритм

Результаты обобщения полноты и точности радиолокационной информации в ТС-1 и ТС-2 приведены в таблице 2. Точность нормированна к ширине главного лепестка основного канала. Оценки получены при ЭПР цели 1 м^2 , мешающих отражений с ЭПР в элементе разрешения 100 м^2 , мощности источников помех 1 кВт . Для формирования весовых коэффициентов использовался метод непосредственного обращения матрицы. Для рекурсивного *LMS*-алгоритма показатели полноты информации снижаются на $0,1 \dots 0,2$.

Таблица 2. Обобщенные показатели полноты и точности радиолокационной информации

| Тип ситуации | Известный обнаружитель-измеритель с компенсацией помех и формированием провалов в ДН компенсационных каналов | | | | Предлагаемый обнаружитель-измеритель | | | |
|--------------|--|------------|------------------------|------------|--------------------------------------|------------|------------------------|------------|
| | Дальность 50...100 км | | Дальность 100...200 км | | Дальность 50...100 км | | Дальность 100...200 км | |
| | Полнота | Точность | Полнота | Точность | Полнота | Точность | Полнота | Точность |
| СПС-1 | >0,95 | 0,1...0,15 | 0,7...0,8 | 0,1...0,15 | >0,95 | 0,1...0,15 | >0,95 | 0,1...0,15 |
| СПС-2 | 0,8...0,9 | 0,15...0,2 | 0,1...0,2 | 0,3...0,4 | >0,95 | 0,1...0,15 | 0,7...0,8 | 0,15...0,2 |

Таким образом, результаты моделирования подтверждают, что использование обнаружителя-измерителя угловых координат обзорной РЛС с многоканальной приемной системой с обоснованными одно- и двухэтапными адаптивными алгоритмами обработки сигналов [2, 3] обеспечивает существенное повышение эффективности функционирования обзорной РЛС в сложных сигнально-помеховых ситуациях.

Выводы и рекомендации

Предложенные в [2, 3] алгоритмы совместного обнаружения и оценивания угловых координат радиолокационной цели в обзорной РЛС со сканирующими многоканальными приемными системами обеспечивают повышение полноты радиолокационной информации в наиболее сложных сигнально-помеховых ситуациях с уровня $0,1 \dots 0,2$, характерного для существующих обнаружителей-измерителей, до уровня $0,7 \dots 0,8$. Нормированные к разрешающей способности по азимуту средние квадратические ошибки сопровождения по азимуту составят $0,15 \dots 0,2$.

Определенным преимуществом обладает вариант алгоритма обработки, предусматривающий формирование весовых коэффициентов обработки путем непосредственного обращения выборочной корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов. Преимущество указанного варианта возрастает при увеличении мощности внешних помех.

Полученные результаты могут быть полезны разработчикам радиолокационных средств со сканирующим многоканальными приемными системами и высокими требованиями по помехоустойчивости.

Список использованных источников

1. Ву Тхань Ха. Методика комплексного исследования эффективности функционирования обзорных РЛС обнаружения воздушных объектов с многоканальными приемными системами в сложных сигнально-помеховых ситуациях / Ву Тхань Ха // В настоящем сборнике.
2. Ву Тхань Ха. Оценивание угловых координат в обзорных радиолокационных станциях с подсистемами пространственной компенсации помех / Ву Тхань Ха, С. В. Козлов // Доклады БГУИР. – 2019. – № 4(122). – С. 48–56.
3. Ву Тхань Ха. Алгоритмы обработки сигналов в радиолокационных измерителях угловых координат со сканирующей многоканальной антенной системой / Ву Тхань Ха, С. В. Козлов // Журнал радиоэлектроники. – 2019. – № 11. – С. 1–29. DOI 10.30898/1684-1719.2019.11.10.

УДК 621.396.96+621.396.67+621.391.8

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЦЕЛЕЙ В РАДИОЛОКАЦИОННОМ ИЗМЕРИТЕЛЕ СО СКАНИРУЮЩЕЙ МНОГОКАНАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ

БУЛАВКО Д. Г., ВУ ТХАНЬ ХА, ГУСИНСКИЙ А. В, КОЗЛОВ С. В., КОПШАЙ А. А.,
КОНДРАШОВ Д. А., ЛИСОВ Д. А., ЛУФЕРОВ А. Н., СВИРИД М. С.

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

E-mail: kozlov@bsuir.by

Аннотация. Апробирована методика и проведены экспериментальные (полунатурные) исследования функционирования измерителей угловых координат с многоканальными приемными системами. Подтверждена работоспособность предлагаемых алгоритмов оценивания угловых координат целей в радиолокационном измерителе со сканирующей многоканальной антенной системой в условиях помех при отсутствии мешающих отражений. Получены оценки точностных характеристик радиолокационного измерителя со сканирующей многоканальной антенной системой в условиях внешних активных помех.

Abstract. The technique of experimental (semi-natural) research of angular coordinate meters with multichannel receiving systems has been tested; the efficiency of the proposed algorithms for estimating the angular coordinates of targets in a radar meter with a scanning multichannel antenna system in the presence of interference in the absence of interfering reflections has been confirmed; estimates of the accuracy characteristics of a radar meter with a scanning multichannel antenna system in conditions of external active interference are obtained.

Основной целью экспериментальных исследований являлось практическое подтверждение работоспособности адаптивных алгоритмов оценивания угловых координат целей в радиолокационном измерителе со сканирующей многоканальной антенной системой в условиях внешних помех [1] и их точностных характеристик [2].

Состав и характеристики лабораторной установки, методика проведения исследований

Для проведения экспериментальных исследований была разработана лабораторная установка, воспроизводящая функционирование многоканальной приемной системы с механическим обзором по азимуту в условиях помех. В состав лабораторной установки входили:

- макет многоканальной приемной системы обзорной радиолокационной станции со сканированием в азимутальной плоскости;
- имитатор полезных сигналов и помех.

Макет приемной системы обзорной радиолокационной станции со сканированием в азимутальной плоскости в свою очередь включал: четырехканальную антенную систему в виде линейной антенной решетки на основе серийных Wi-Fi антенн; четырехканальную приемную систему с преобразованием сигнала в цифровой вид.

Для реализации четырехканальной антенной системы использованы приемные антенны типа TL-ANT2414A [3] с размерами 240x240 мм. Они устанавливались на несущем кронштейне, симметрично относительно оси вращения в азимутальной плоскости (рисунок 1а).

Положения фазовых центров по оси Ox (начало координат соответствует оси вращения) составляют $\delta_1 = -360$ мм, $\delta_2 = -120$ мм, $\delta_3 = 120$ мм и $\delta_4 = 360$ мм для первой – четвертой приемной антенны, соответственно. С учетом наличия четырех приемных каналов расчетная ширина главного лепестка приемной антенной решетки в синфазном режиме составляет около $7,5^\circ$.

Несущий кронштейн посредством вертикальной штанги (рисунок 1а) присоединялся к валу шагового двигателя. Шаговый двигатель обеспечивал перемещение антенной решетки в горизонтальной плоскости в диапазоне углов $\pm 15^\circ$ относительно исходного значения с регулируемым шагом в пределах $0,25^\circ \dots 1,0^\circ$. Фазовый центр антенной системы располагался в точке пересечения оси вращения и оси несущего кронштейна.

Принимаемые антеннами сигналы через коаксиальные кабели поступали на вход четырехканальной приемной системы с идентичными приемными каналами. В аналоговой части приемной системы осуществлялась фильтрация сигналов в заданной полосе частот, усиление и перенос на промежуточную частоту $F_{pr} = 125$ МГц. С выходов усилителей промежуточной частоты принимаемая реализация поступала на вход четырехканального синхронного бесквадратурного АЦП. На выходе АЦП формировались цифровые отсчеты мгновенных значений принимаемой реализации, которые накапливались с буферной памяти и далее, для каждого углового положения приемной антенной системы, записывались с выходной файл.

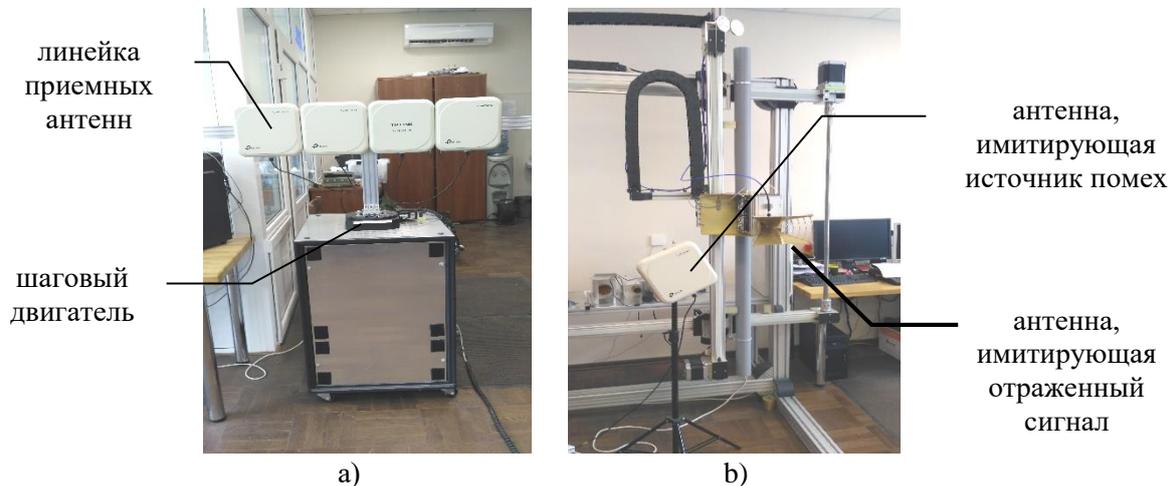


Рис. 1. Линейная антенная решетка на базе приемных Wi-Fi антенн типа TL-ANT2414A (a); расположение антенны отраженного сигнала и антенны источника помех (b)

Использовались два канала имитатора. В первом (целевом) канале воспроизводился отраженный сигнал в виде когерентной или некогерентной последовательности простых прямоугольных радиоимпульсов. Несущая частота составляла 2650 МГц, длительность импульса составляла 50 отсчетов АЦП (0,5 мкс). Полезный сигнал излучался через антенну Вивальди (рис. 1.б) с вертикальной поляризацией излучения, закрепляемой на антенном стенде.

Второй канал имитатора использовался для воспроизведения внешней активной шумовой помехи. Для излучения сигнала помехи использовалась антенна TL-ANT2414A, которая размещалась на заданном расстоянии от целевой антенны. Ширина спектра помехи составляла 30 МГц. Расстояние от антенны полезного сигнала до оси вращения приемной системы определялось размерами помещения и составляло $r = 4,8$ м.

Мощность излучения канала полезного сигнала и помехи регулировалась аттенуаторами с цифровым управлением в диапазоне изменения отношения сигнал/шум и помеха/шум в пределах $-10 \dots 40$ дБ.

При проведении измерений с использованием управляющей ПЭВМ и шагового двигателя антенная система устанавливалась в угловое положение «0», при этом нормаль к антенной системе была (в пределах точности установки на глаз) была ориентирована на центр целевой антенны. Антенна помехи устанавливалась на расстоянии $d_{п} = r \cdot \operatorname{tg} \alpha_{п}$, где $\alpha_{п}$ - требуемый угол между направлением на полезный сигнал и на источник помех. С использованием средств управления имитатором и шаговым двигателем устанавливались параметры полезного сигнала и помехи, задавалось начальное и конечное положение антенной системы и шаг изменения углового положения антенной системы. Начальное значение угла α поворота приемной системы (угла между нормалью к приемной системы и линией «Ось вращения приемной системы – антенна полезного сигнала) устанавливается равным $\alpha_{\min} = -15^\circ$ или $\alpha_{\min} = -7^\circ$, шаг $\delta\alpha = 0,25^\circ; 1,0^\circ$.

Обработка результатов измерений

Отсчеты мгновенных значений принимаемого сигнала считывались из файла и преобразовывались в квадратурные значения с переносом на видеочастоту. Для этого отсчеты

мгновенных значений сигнала умножались на $\cos(2\pi k F_{pr} / F_s)$ и $-\sin(2\pi k F_{pr} / F_s)$. Результат пропусклся через фильтр нижних частот 4-го порядка с аппроксимацией Баттерворта и длиной импульсной характеристики 16 отсчетов. Обработка результатов включала два этапа.

На первом этапе проводилось измерение амплитудных и фазовых рассогласований приемных каналов, в результате чего формировались корректирующие комплексные весовые коэффициенты. Эти коэффициенты запоминались и использовались в дальнейшем для коррекции комплексных коэффициентов передачи приемных каналов. По результатам измерений осуществляется построение амплитудных и фазовых ДН приемных элементов и их сравнение с теоретическими значениями.

На втором этапе осуществлялось построение решающих статистик для вариантов одноэтапного алгоритма [1] оценивания угловых координат для нефлуктуирующего и флуктуирующего сигнала. Отличием реализуемых в процессе измерений алгоритмов от изложенных в [1] являлось отсутствие модуляции ОС на передачу. Вид сигнала (когерентный или некогерентный) полагался неизвестным, поэтому при обработке результатов дополнительно оценивался коэффициент между периодной корреляции имитируемого ОС. Оценка проводилась путем максимизации решающей статистики по коэффициенту между периодной корреляции. В зависимости от результатов оценки выбирался соответствующий алгоритм обработки.

При проведении калибровки антенная система с шагом $\delta\alpha = 1,0^\circ$ перемещалась от α_{\min} до α_{\max} . После Устранение амплитудно-фазовых различий приемных каналов проводилась юстировка антенной системы – определение смещения нормали антенной системы для условного нулевого положения шагового двигателя от направления на антенну полезного сигнала и оценка отношения сигнал/шум в беспомеховых условиях. На рис. 2. приведены мгновенные значения сигнала на выходах двух приемных каналов при отсутствии внешней помехи для положения антенны, соответствующего направлению на источник полезного сигнала и результат выравнивания комплексных частотных характеристик каналов в виде квадратурных значений сигналов этих же приемных каналов. Результат устранения амплитудно-фазовых различий является качественным – амплитуды квадратурных составляющих для полезного сигнала практически совпадают.

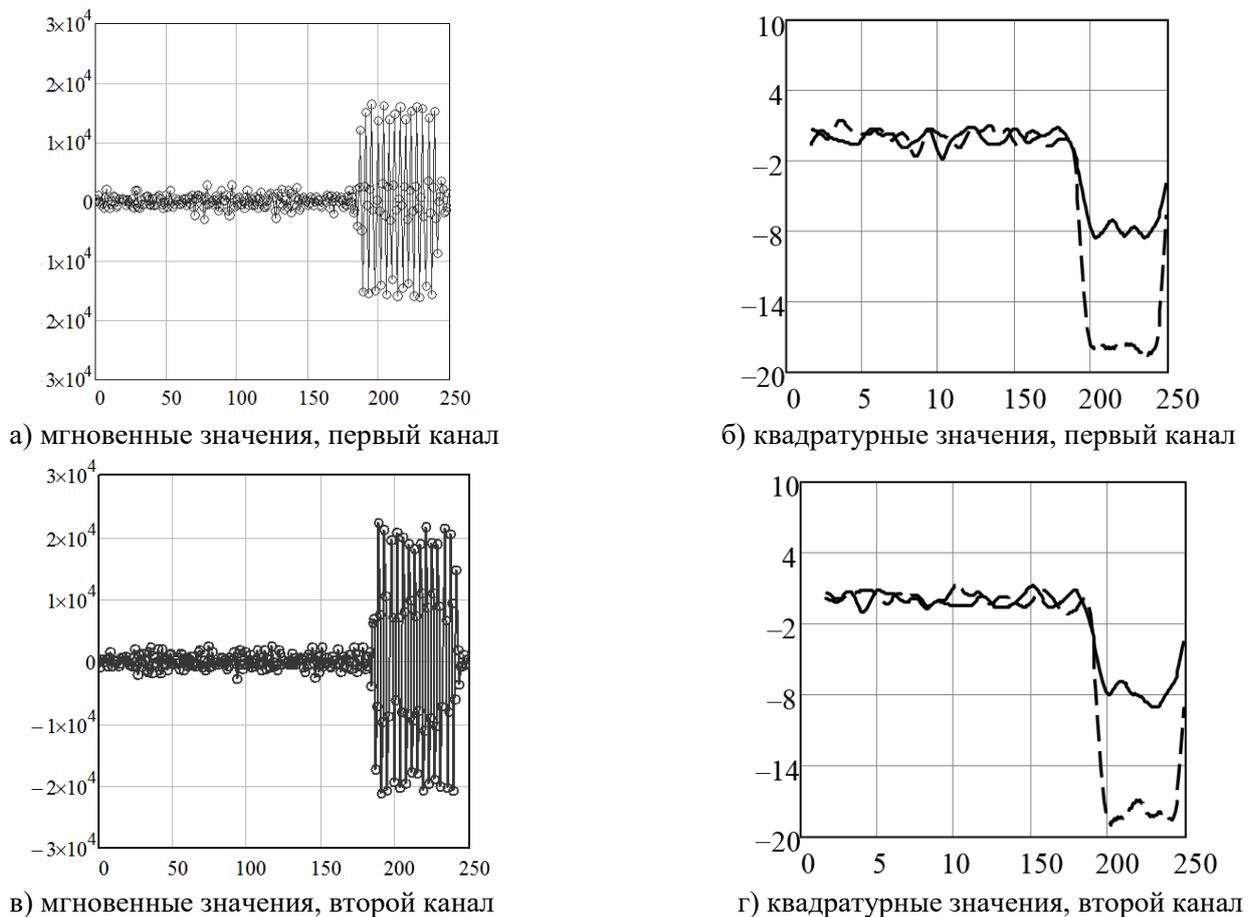


Рис. 2. Мгновенные и квадратурные значения сигналов приемных каналов

Результаты экспериментальных исследований

На рис. 3. приведен пример обработки принятых сигналов для ситуации воздействия одного источника помех с отношением помеха/шум в максимуме ДН 26 дБ с выносом $-10,7^\circ$ относительно источника полезного сигнала. Полезный сигнал – когерентная пачка из 121 нефлуктуирующего импульса с отношением сигнал/шум по импульсу 2,6 дБ.

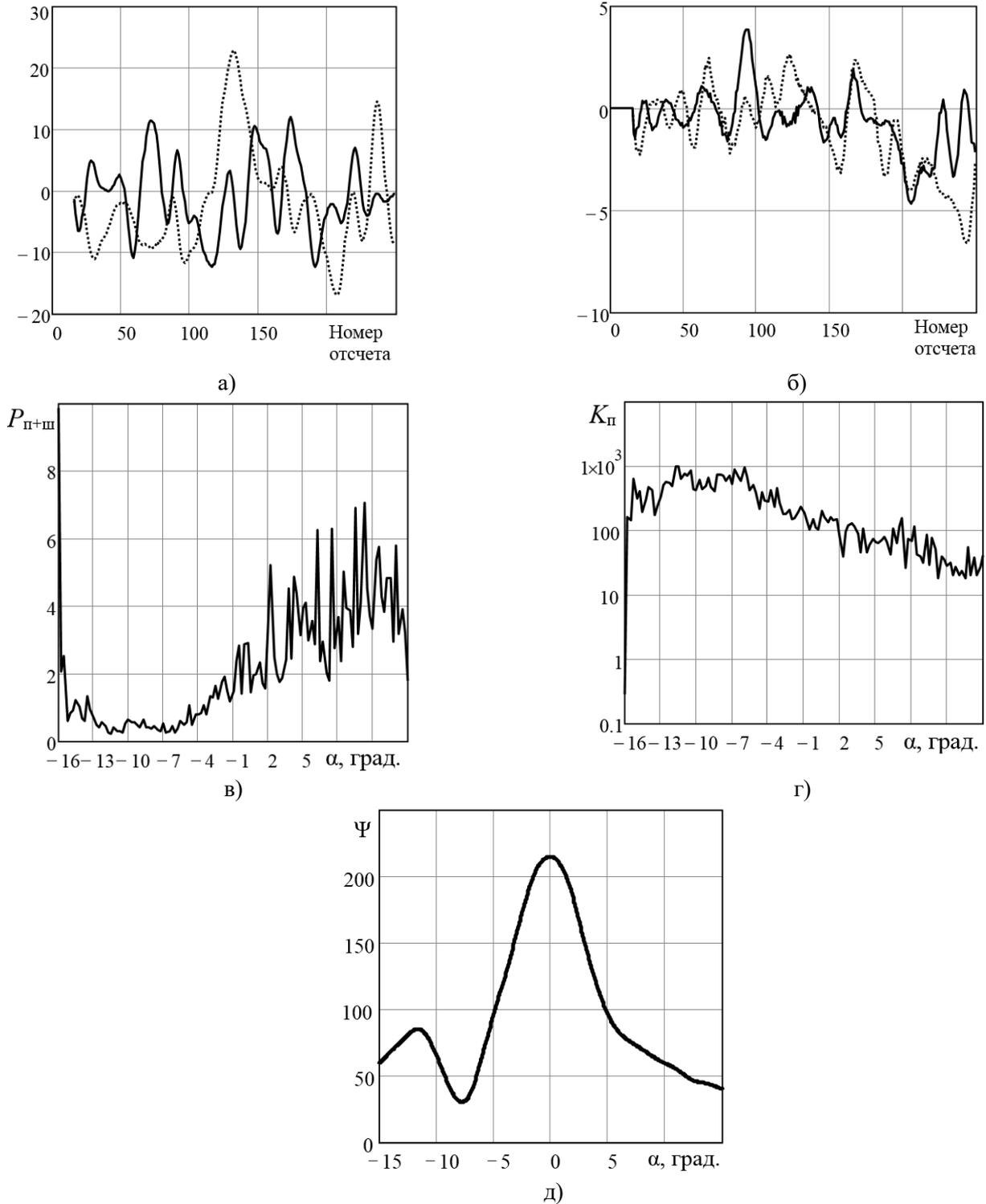


Рис.3. Отсчеты квадратурных компонент полезного сигнала до (а) и после (б) компенсации, зависимости мощности суммы некомпенсированных остатков помех и взвешенных шумов (с), коэффициента компенсации внешних помех (д) от углового положения антенной системы и зависимость решающей статистики от угла α (е)

Как видно из рис. 3.а, полезный сигнал до компенсации визуально не обнаруживается, а после компенсации сигнал плохо выделяется на фоне некомпенсированных остатков помех и взвешенных внутренних шумов (рис. 3.б, начиная со 190 отсчета). Среднее значение коэффициента компенсации внешней помехи составляет 25...27 дБ, а его максимум имеет место при малом угловом рассогласовании между нормалью к антенной системе и направлением на источник помехи. Максимум решающей статистики сформирован в направлении, весьма близком к направлению на полезный сигнал – ошибка составила $0,05^\circ$.

Аналогичные результаты получены и для других сигнально-помеховых ситуаций с вариацией отношений сигнал/шум, помеха/шум, углового положения источника помех и вида (когерентный или некогерентный) отраженного сигнала. Для примера на рис. 4. приведена решающая статистика для некогерентной пачки при отношении сигнал/шум по импульсу пачки 11,9 дБ, выносе источника помех на $4,8^\circ$ и отношениях помеха/шум 12 дБ (а) и 24 дБ. Вершина решающей статистики является плоской, что характерно для некогерентного сигнала.

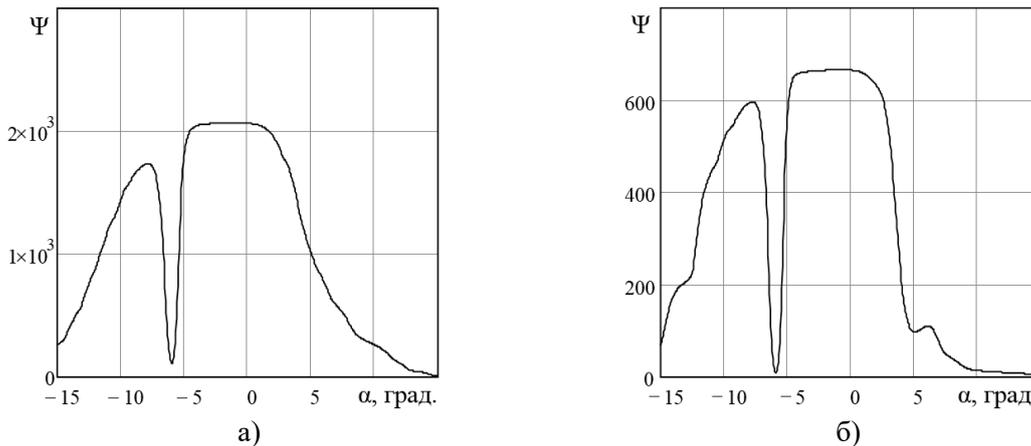


Рис.4. Примеры решающей статистики для некогерентного сигнала

Заключение

Основные результаты экспериментальных исследований заключаются в следующем:

- разработана и практически апробирована для случая приемной системы с механическим сканированием методика проведения экспериментальных (полунатурных) исследований измерителей угловых координат с многоканальными приемными системами;
- для случая отсутствия мешающих отражений подтверждена работоспособность предложенных одноэтапных алгоритмов оценивания угловых координат целей в радиолокационном измерителе со сканирующей многоканальной антенной системой в условиях помех для случаев нефлуктуирующего, флуктуирующего и некогерентного флуктуирующего полезного сигнала;
- получены экспериментальные оценки точностных характеристик радиолокационном измерителе со сканирующей многоканальной антенной системой в условиях внешних активных помех.

Результаты экспериментальных исследований подтверждают, что высокоточное измерение угловой координаты полезного сигнала при практически достижимых ошибках калибровки приемных трактов и диаграмм направленности антенн приемных каналов может быть достигнуто, в том числе, при малых угловых отклонениях помехи от полезного сигнала, когда помеха воздействует по главному лепестку диаграммы направленности приемного канала с относительным уровнем 0.5 и выше.

Список использованных источников

1. Козлов, С. В. Алгоритмы обработки сигналов в радиолокационных измерителях угловых координат со сканирующей многоканальной антенной системой / С. В. Козлов, Ву Тхань Ха // Журнал радиоэлектроники. – 2019. – № 11. – С. 1–29. DOI 10.30898/1684-1719.2019.11.10
2. Козлов, С. В. Потенциальная точность квазиоптимальных радиолокационных измерителей угловых координат со сканирующей многоканальной антенной системой / С. В. Козлов, Ву Тхань Ха // Доклады БГУИР. – 2020. – № 3(Т18). – С. 5–13. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2020-18-3-5-13>.
3. Приемная антенна приемные антенны типа TL-ANT2414A. Режим доступа: <https://www.tp-link.com/ru/support/download/tl-ant2414a/>. Дата доступа 04.08.2020.

УДК 621.396.62-047.36

СВЕРХШИРОКОДИАПАЗОННОЕ РАДИОПРИЕМНОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ КОМПЛЕКСОВ РАДИОМОНИТОРИНГА

АРХИПЕНКОВ Д. В.

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

E-mail: remolt94@gmail.com

Аннотация. Целью статьи является обоснование способов и схемотехнических вариантов реализации приемного устройства сверхширокодиапазонной системы радиомониторинга. Одной из проблем, возникающих при создании такого типа приемников является одновременное обеспечение большого динамического диапазона и низкого коэффициента шума. В статье представлена структура радиоприемного устройства для диапазона рабочих частот 0.5 – 18 ГГц. Структура содержит два разных преселекторов: первый начинается с малошумящего усилителя, что снижает коэффициент шума тракта, который по расчётам может достигать 2 дБ; второй – реализован по классическому принципу.

Abstract. The purpose of the article is to substantiate the methods and circuit design options for implementing the receiver device of an ultra-wide-band radio monitoring system. One of the problems that arise when creating this type of receiver is the simultaneous provision of a large dynamic range and a low noise coefficient. The article presents the structure of a radio receiver for the range of operating frequencies 0.5 – 18 GHz. The structure contains two different preselectors: the first one starts with a low-noise amplifier, which reduces the noise coefficient of the path, which is calculated to reach 2 dB; the second one is implemented according to the classical principle.

В настоящее время происходит активное совершенствование систем радиомониторинга в направлении расширения диапазона рабочих частот и ширины спектра обрабатываемых сигналов. Это требует изменения подходов к проектированию приемных устройств средств радиомониторинга. Нижняя частотная граница диапазона в используемых при радиомониторинге отечественных и зарубежных средствах обычно равна 9 кГц. Верхняя граница диапазона для базового состава радиоприёмных устройств составляет 3 ГГц, а с дополнительным оборудованием может составлять 6, 8 или 18 ГГц, причем тенденция повышения верхней граничной частоты остаётся [1]. В данной статье остановимся на частотном диапазоне 0.5 – 18 ГГц.

Согласно классификации радиоприемных трактов по структурной схеме можно выделить следующие виды радиоприемных устройств для данного диапазона: супергетеродинные, инфрадинные, прямого усиления, комбинации супергетеродинной и инфрадинной схемы.

По способу обзора в широкой полосе можно выделить следующие радиоприемные устройства: сканирующие, многоканальные, матричные.

В статье за основу выбран сканирующий инфрадинный способ построения структуры радиоприемного устройства. Данный выбор характеризуется тем, что в качестве входной избирательной системы можно использовать фильтр нижних частот за счет выбора высокой первой промежуточной частоты. Инфрадинный принцип построения приемных трактов требует выбора величины первой промежуточной частоты больше верхней частоты приемного радиоканала, а частоты гетеродина еще выше. Это усложняет структуру тракта гетеродина, т.к. к нему должны быть предъявлены повышенные требования к стабильности частоты [2]. В отличие от инфрадинного способа построения радиотракта, в супергетеродинном необходимо использовать матрицу фильтров, коммутируемых ключами на входе и выходе, что приводит к увеличению коэффициента шума.

Матричный способ организации приема радиосигналов в широком диапазоне частот практически не работоспособен при расширении полосы свыше 1 – 2 ГГц [3]. Из-за множества одновременно работающих источника радиоизлучения повышается вероятность совмещения сигналов во времени, что при широкой полосе пропускания на промежуточной частоте (ПЧ) приводит к неоднозначному определению частоты принимаемого сигнала.

При использовании сканирующего приемника возможен пропуск цели. Вероятность пропуска уменьшается с увеличением скорости перестройки частоты сканирования, однако при этом ухудшается разрешающая способность по частоте и снижается чувствительность. Многоканальный приемник позволяет уменьшить время анализа за счет разбиения диапазона ПЧ. Недостатком данного

приемника являются необходимость обеспечения высокой избирательности канальных фильтров, уменьшающей неоднозначность измерений при попадании в тракт мощных сигналов, а также необходимое для обеспечения хорошей точности усложнение аппаратуры, влекущее за собой увеличение массогабаритных показателей [4].

Эффективность работы радиоприемных устройств современных комплексов радиомониторинга определяют в основном следующими техническими характеристиками:

- чувствительность и динамический диапазон (ДД) по интермодуляционным искажениям;
- широкополосность;
- скорость обзора по частоте;
- коэффициент подавления побочных каналов приема и уровень паразитного излучения собственных гетеродинов.

При увеличении широкополосности возникает необходимость сохранении ДД. Для этого существует несколько способов [5]:

1 Установка на входе приемника ограничителя сигналов, который будет нормировать мощность больше определенного уровня к некоторому безопасному уровню для входных каскадов.

2 Использование системы автоматической регулировки усиления (АРУ) в тракте радиоприемного устройства.

3 Применение входных малошумящих высокочастотных усилителей с большим ДД.

4 Двойное, тройное преобразование частоты с помощью балансных смесителей с повышенным ДД.

5 Оптимальное распределение усиления по тракту для расширения ДД при заданных коэффициентах шума.

6 Отключение первого усилителя при наличии большого уровня сигнала на входе.

На рис. 1. представлен вариант схемотехнической реализации радиоприемного тракта, который состоит преселектора, смесителя с преобразованием частоты «вверх», тракта первой ПЧ, состоящего из полосовых фильтров и усилителей, второго смесителя с переносом частоты вниз и тракта второй ПЧ. Тракт обеспечивает полосу пропускания первой ПЧ 1 ГГц, имеет относительно низкую стоимость и может быть использован в средствах радиомониторинга с панорамным обзором.

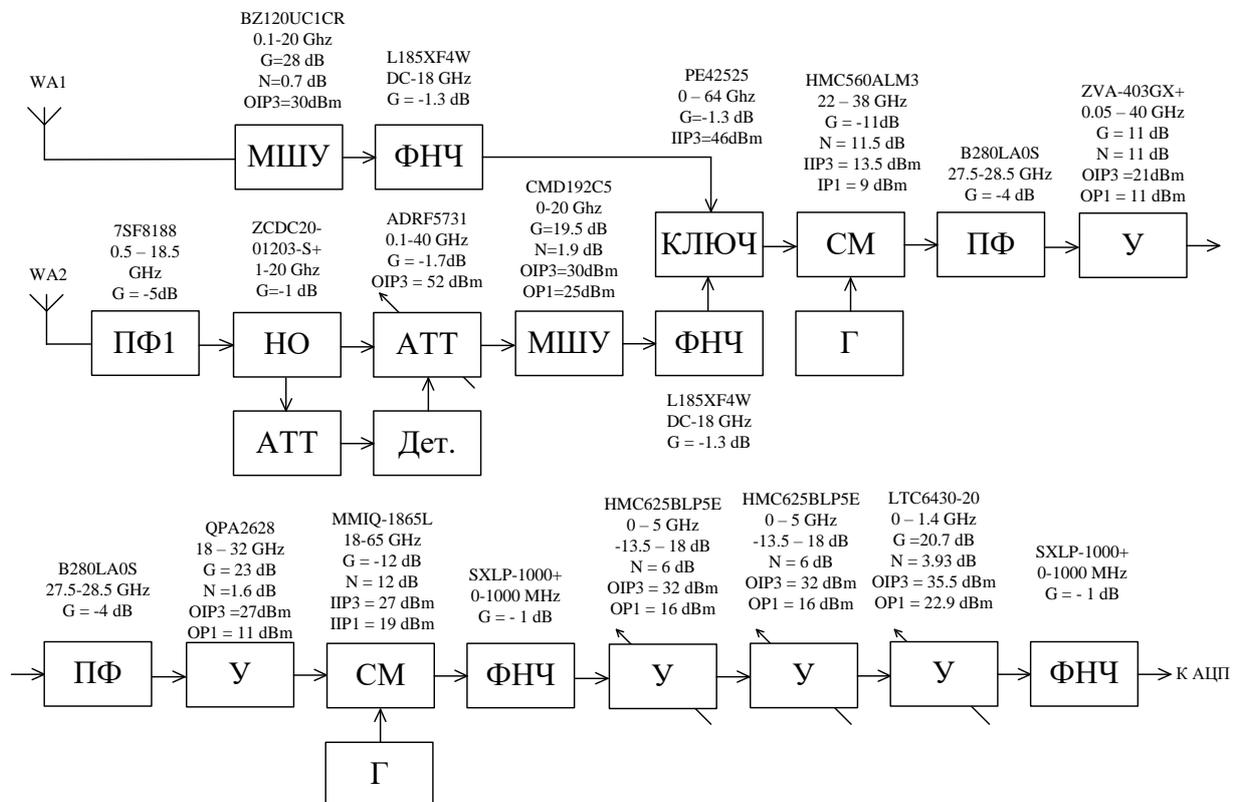


Рис.1. Структурная схема сверхширокодиапазонного радиоприемного устройства для систем радиомониторинга

Так как одной из основных проблем, возникающих при создании такого типа приемников является одновременное обеспечение большого ДД и низкого коэффициента шума, при сохранении высокой избирательности был предложен комбинированный преселектор с коммутацией. Первый преселектор обеспечивает низкий коэффициент шума, а второй высокую избирательность.

Результаты расчетов параметров для указанного тракта представлен в табл. 1.

Таблица 1. Результаты расчетов

| Номер преселектора | Кш, дБ | ПРЗ, дБм | Сквозной коэффициент усиления, дБ | ДД по ПРЗ, дБ |
|--------------------|--------|----------|-----------------------------------|---------------|
| Первый | 2,01 | -19.3 | 35,1 | 55 |
| Второй | 11.8 | -4.9 | 35.1 | 58 |

В статье представлен вариант схемотехнической реализации приемного тракта, который может быть полезен разработчикам сверхширокодиапазонных систем радиомониторинга, а также других радиотехнических систем, использующих сигналы с большой шириной спектра.

Список использованных источников

1. Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А. Радиомониторинг задачи, методы, средства. М.: Горячая линия – Телеком; 2006.
2. Богданович Б. М., Воронов А. И., Забеньков И. И., Позняк С. С. Инфрадинный прием. Радиотехника.1982;37(9):3-13.
3. Карманов Ю.Т., Николаев А. Н., Зеленцова Я. Г., Поваляев С. В., Заляцкая И. И. Применение монобитной цифровой технологии обработки радиосигналов в широкодиапазонных радиоэлектронных системах. Вестник ЮУрГУ. 2014;14(3):11-18
4. Куприянов А. И. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы: учебное пособие. М.: Вузовская книга; 2007.
5. Цыпленков Ю. А., Овчинников В. Д., Баранов В. Г. Методология разработки радиолокационного приемника с большим динамическим диапазоном и низким коэффициентом шума. Современная электроника. 2019;3:44-51.

УДК 623.76

УПРАВЛЕНИЕ ВОЙСКОВОЙ ПВО

ШЕЛЕСТ И. Ф., ХИЖНЯК А. В., БЕЛОУС А. А.

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

E-mail: ivanschelest@tut.by

Аннотация. Данные тезисы посвящены описанию некоторых элементов системы управления войсковой противовоздушной обороной. Исследования в этой области возникли ввиду морального старения некоторых элементов системы управления войсковой противовоздушной обороной. Вам предложено ознакомиться с общими проблемами управления войсковой противовоздушной обороной на данном этапе.

Abstract. This thesis is devoted to the description of some elements of the military air defense control system. Research in this area arose due to the moral aging of some elements of the military air defense control system. You are invited to familiarize yourself with the General problems of managing military air defense at this stage.

Проблема информационного обеспечения командных пунктов, пунктов управления противовоздушной обороной (далее – ПВО) в процессе реализации ими своих функций занимает одно из центральных мест в общей структуре проблематики теории управления огнем. Очевидно, что высокое качество информационной модели обстановки, используемой органами управления при выработке решений, является необходимым условием их эффективного функционирования.

Для управления подразделениями ПВО механизированной бригады в настоящее время оборудуется подвижный пункт управления ПВО – на базе ПУ-12М (изделие 9С482М) [1]. В качестве источников информации для такого пункта управления могут использоваться:

средства радиолокационной разведки подразделений ПВО сухопутных войск (далее – СВ) (подвижный пункт разведки и управления 9С80-1 и РЛС П-19 через аппаратуру АСПД-У с отображением на индикаторе кругового обзора (далее – ИКО) вторичной радиолокационной информации;

радиолокационные станции П-18, П-19, П-40 по кабелям сопряжения на расстоянии до 300 м с отображением на ИКО первичной воздушной обстановки);

средства радиолокационной разведки подразделений ВВС и войск ПВО (по сетям оповещения с отображением информации на планшете, штатные режимы автоматизированного обмена не предусмотрены).

Современные автоматизированные системы управления (далее – АСУ) управляют как войсками так и оружием.

Подвижный пункт управления ПУ-12М предназначен для управления боевыми действиями подразделений ПВО [1], вооруженных:

- зенитными ракетными комплексами «Оса-АК(АКМ)»;
- зенитными пушечно-ракетными комплексами «Тунгуска»;
- зенитными самоходными установками «Шилка»;
- зенитными ракетными комплексами «Стрела-10М2(М3)» (автоматизированно);
- переносными зенитными ракетными комплексами «Игла» (используется переносной электронный планшет, обеспечивающий одновременный прием целеуказаний по 4 целям).

Одновременно с развитием средств воздушного нападения (далее – СВН) противника и последовательным совершенствованием техники АСУ, проблемы управления огнем подразделений ПВО СВ остаются актуальными и в настоящее время. Центральное место среди них занимает вопрос повышения эффективности управления огнем. Его сущность заключается в противоречии между уровнем огневых возможностей подразделения или группировки (ее боевым потенциалом) и способностью человека (командира) реализовывать их в ходе боя в соответствии с поставленной задачей и сложившейся обстановкой.

Вместе с тем в структуре общей проблематики следует выделить совокупность частных проблем, главными из которых являются: оперативность управления, качество принимаемых в процессе управления решений, автоматизация управления, развитие её материальной базы.

Основными факторами, обуславливающие обострение обозначенных проблем являются:

постоянное динамичное развитие боевых возможностей СВН и как следствие – усиление огневого и радиоэлектронного противодействия стрельбе и управлению огнем средств ПВО;
значительное усложнение условий принятия решений должностными лицами;
отсутствие единых методических подходов к дальнейшей автоматизации трудно формализуемых творческих элементов управленческой деятельности командиров;
отсутствие полного взаимодействия с системами управления высшего уровня (влечет за собой нерациональное управление огнем зенитных ракетных комплексов, что приводит к значительному снижению уровня реализации их боевого потенциала;

резкое увеличение количества типов зенитных ракетных комплексов и числа огневых единиц (каналов) каждого типа в группировках и др.

Но подвижный пункт управления ПУ-12М устарел и в современных условиях не позволяет в полной мере реализовать боевой потенциал подразделений ПВО СВ.

Несмотря на вышеуказанные недостатки, подразделения ПВО СВ представляет собой группировку, способную решать поставленные задачи в «автономном» порядке. Для этого, в их составе имеются и средства обнаружения воздушных объектов, и средства решения задач (хоть и устаревшие), и средства уничтожения воздушного противника.

Однако, ведя разговор о единой системе автоматизированного управления ВВС и войск ПВО, для достижения наивысшей эффективности боевых действий, следует вести речь об интеграции ПВО СВ в единую систему управления. Основным элементом, позволяющим осуществить такую интеграцию на данном этапе, является комплексы средств автоматизации (автоматизированное рабочее место).

Это позволит в первую очередь как интегрировать ПВО СВ в единую систему управления (посредством специальной аппаратуры сопряжения обеспечивающей «взаимопонимание» вышестоящего командного пункта и зенитных ракетных комплексов), так и перевести процесс управления огнем зенитных ракетных средств подразделения ПВО СВ на новый уровень, а именно применить новейшие технологий для автоматизации трудно формализуемых, творческих функций управления (например: решить задачи автоматизированного целераспределения и целеуказания; унификации образцов АСУ, обеспечивающих возможность оперативного создания смешанных группировок средств ПВО различного состава и оперативно-тактического назначения).

История вооруженной борьбы свидетельствует о том, что преимуществом в ней обладает та сторона, силы и средства которой сведены в систему более высокого порядка. Поэтому всемерное и постоянное совершенствование процесса управления огнем (как основной функции системы управления) является наиболее значимым и обеспечивает ощутимый прирост эффективности боевого применения зенитных ракетных (пушечно-ракетных) средств.

Список использованных источников

1. Гамаюнов В. И., Мисько В. А. Устройство и эксплуатация подвижного пункта управления 9С482М (ПУ-12М) – Минск: Издание академии, 2004.

УДК 621.396.96

ЭКОНОМИЧНЫЕ АЛГОРИТМЫ ДЛИТЕЛЬНОГО КОГЕРЕНТНОГО НАКОПЛЕНИЯ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ МИГРАЦИИ ПО ДАЛЬНОСТИ И ЕЕ ПРОИЗВОДНЫМ

КОЗЛОВ С. В., ЛЕ ВАН КЫОНГ

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

E-mail: kozlov@bsuir.by

Аннотация. Предложены два варианта экономичных в вычислительном плане алгоритмов длительного когерентного накопления (КН) сигналов при наличии миграции дальности (МД) и ее производным. Первый вариант предполагает вычисление сжатого сигнала для каждого периода повторения путем фильтровой обработки с коррекцией временного положения максимумов сжатых сигналов по всем производным дальности и коррекцией фаз сжатых сигналов, начиная со второй производной дальности, с последующим накоплением сигналов в фильтрах по скорости на основе быстрого преобразования Фурье. Второй вариант алгоритма предполагает вычисление сжатого сигнала для каждого периода повторения с коррекцией временного положения как максимумов, так и фаз сжатых сигналов, начиная со второй производной дальности, с последующим использованием преобразования замкового камня (ПЗК). Введено понятие и получено выражения для разрешающей способности по «грубой» скорости. Показана эквивалентность двух вариантов алгоритма и приведены оценки для требуемого числа каналов приемника.

Abstract. Two variants of computationally economical algorithms for long-term coherent accumulation of signals in the presence of distance migration and its derivatives are proposed. The first variant of the algorithm assumes the computation of the compressed signal for each repetition period by filter processing with the correction of the temporal position of the maxima of the compressed signals over all derivatives of the range and phase correction of the compressed signals, starting from the second derivative of the range, with the subsequent accumulation of signals in the filters in terms of velocity based on the fast Fourier transform. The second variant of the algorithm involves calculating the compressed signal for each repetition period with the correction of the temporal position of both the maxima and the phases of the compressed signals, starting from the second derivative of the range, with the subsequent use of the keystone transformation (KT). The concept is introduced and expressions for the "rough" speed resolution are obtained. The equivalence of two variants of the algorithm is shown and estimates are given for the required number of receiver channels.

Постановка задачи

В [1] на основе математической модели отраженного сигнала [2] предложен базовый алгоритм длительного когерентного накопления отраженного от одиночной цели сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным. Алгоритм предполагает вычисление спектров принимаемой реализации в каждом периоде повторения, коррекцию миграции по дальности и ее производным путем умножения спектров на фазовые функции, определяемые ожидаемыми параметрами движения цели, суммирование спектров, умножение результата на комплексную частотную характеристику (КЧХ) согласованного фильтра одиночного сигнала и получение выходного сигнала когерентного накопителя путем обратного преобразования Фурье суммарного взвешенного спектра. Однако число каналов обработки для приема сигнала в типовых диапазонах возможных значений производных дальности оказывается весьма большим, что снижает возможность его практического использования. Другие алгоритмы обработки, например [3-6], кратко проанализированные в [2], приводят к компенсации миграции дальности/частоты лишь для частных случаев и (или) характеризуются существенными энергетическими потерями.

Цель работы – обоснование экономных вариантов алгоритмов длительного когерентного накопления отраженных от точечной цели сигналов.

Алгоритм обработки на основе компенсации миграции дальности и преобразования Фурье

Алгоритм разработан на основе математической модели отраженного от точечной цели сигнала [2] и базового алгоритма длительного когерентного накопления [1] и предполагает компенсацию всех видов миграции дальности (линейной, квадратичной и кубической) и миграции доплеровской частоты.

При этом происходит выравнивание времен задержки всех импульсов пачки отраженных сигналов и их доплеровских сдвигов частоты ко времени задержки и доплеровскому сдвигу частоты первого импульса пачки. В отличие от базового алгоритма фазы сжатых сигналов не выравниваются. Когерентное накопление отраженных сигналов для различных начальных доплеровских сдвигов частоты реализуется путем быстрого преобразования Фурье по «медленному» времени в матрице сжатых сигналов с выровненными временными задержками, что приводит к формированию матрицы «время задержки/доплеровский сдвиг частоты», которую можно трактовать как радиолокационное изображение (РЛИ) сцены в соответствующих координатах.

Алгоритм реализуется следующей последовательностью операций (исп. обозначения [1, 2]).

1. Вычисление спектров $\dot{G}(F, t_k)$ по «быстрому» времени.

2. Компенсация ЛМД, КвМД, КубМД и МДЧ в каждом периоде повторения в спектральной области с одновременным умножением на КЧХ согласованного фильтра одиночного сигнала. В результате формируется спектр выходного сигнала СФ:

$$\dot{G}_1(F, t_k) = \dot{G}_{\text{сф}}(F) e^{j \frac{2\pi f_0}{c} a_s t_k^2} e^{j \frac{2\pi f_0}{3c} a_s^3 t_k^3} \times e^{j \frac{4\pi}{c} \left(F + \frac{2f_0(V_{0s} + a_s t_k + \frac{1}{2} a_s^2 t_k^2)}{c} \right) \left(\left(V_{0s} + \frac{f_0}{\mu c} a_s \right) t_k + \frac{1}{2} \left(a_s + \frac{f_0}{\mu c} a_s^2 \right) t_k^2 + \frac{1}{6} a_s^3 t_k^3 + \frac{c F_{\text{сф}}}{2\mu c} \right)} \dot{G}(F, t_k). \quad (1)$$

Отличием (1) от соответствующей спектральной функции в базовом алгоритме [1] является отсутствие фазового множителя, выравнивающего фазы сжатых сигналов для различных импульсов пачки.

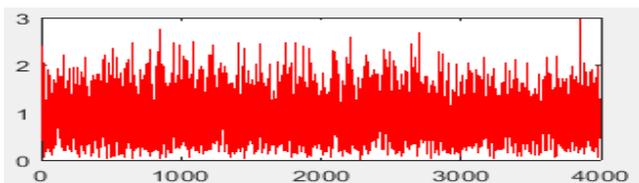
3. Вычисление обратного преобразования Фурье (ОПБФ) для $\dot{G}_1(F, t_k)$ с формированием временного представления выходного сигнала в каждом периоде повторения

$$\dot{S}_1(t_m, t_k) = F^{-1} \{ \dot{G}_1(F, t_k) \}; \quad (2)$$

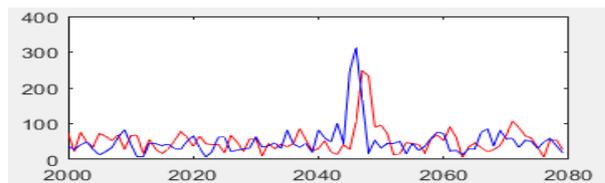
4. Выполнение БПФ над столбцами матрицы $\dot{S}_1(t_m, t_k)$ с формированием матрицы $\dot{G}_2(t_m, F_D)$:

$$\dot{G}_2(t_m, F_D) = F \{ \dot{S}_1(t_m, t_k) \}. \quad (3)$$

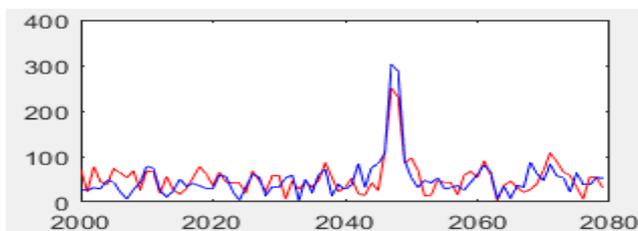
Модули $|\dot{G}_2(t_m, F_D)|$ или их квадраты определяют решающую статистику для элементов разрешения по времени задержки/неоднозначной радиальной скорости.



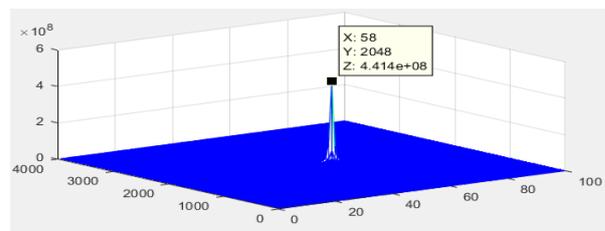
а) Принятый сигнал ($k=0$)



б) Сигналы на выходе фильтра сжатия ($k=0$ и $k=99$) без компенсации миграции по дальности



с) Сигналы на выходе фильтра сжатия ($k=0$ и $k=99$) при компенсации миграции по дальности



д) Результат когерентного накопления – матрица «время задержки – доплеровский сдвиг частоты»

Рис. 1. Иллюстрация процесса обработки сигнала для первого варианта экономичного алгоритма

На рис.1 приведена иллюстрация процесса обработки сигналов при длительном КН с использованием предлагаемого алгоритма. Расчеты проводились при $V_{or} = -500$ м/с, $a_r = -150$ м/с², $a_r' = 0$, $\lambda = 0,1$ м; $T_{кн} = 1$ с, $T_0 = 1$ мс и ОСШ по пачке 30 дБ.

Требуемое число каналов обработки по «грубой» скорости, радиальному ускорению и производной ускорению совпадает с (10,[1]), (13,[1]), и (14,[1]) соответственно. Общее число каналов определяется выражением

$$N_{\Sigma 1} = N_{V_{Гр}} N_a N_{a'} = \frac{4V_{\max} \Delta f_0 T_{кн}}{c} \frac{2T_{кн}^2 a_{\max}}{\lambda} \frac{2T_{кн}^3 a'_{\max}}{\lambda} = \frac{16V_{\max} a_{\max} a'_{\max} \Delta f_0 T_{кн}^6}{c \lambda^2} \quad (4)$$

что в $T_{кн} / T_r = K$ раз меньше, чем для базового алгоритма.

Отметим, что основными операциями являются операции поэлементного матричного перемножения и быстрого преобразования Фурье. Указанные операции эффективно реализуются с использованием программируемых логических матриц (FPGA) и с использованием параллельных вычислений на графических процессорах [7].

Алгоритм обработки на основе частичной компенсации миграции дальности и преобразования замкового камня

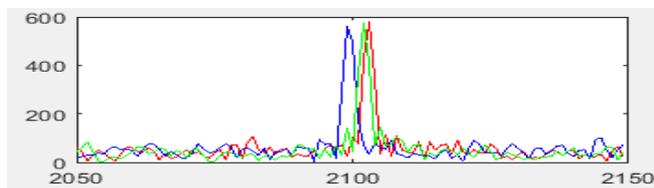
Преобразование замкового камня (ПЗК) [3] может быть использовано для обнаружения сигнала с неизвестным доплеровским сдвигом частоты в условиях наличия линейной миграции дальности. Поэтому для реализации алгоритма замкового камня необходимо компенсировать только квадратичную и кубическую миграцию дальности и миграцию доплеровской частоты.

Алгоритм обработки предусматривает подготовительные операции - вычисление спектров $\dot{G}(F, t_k)$ по «быстрому» времени и компенсацию КвМД, КубМД и МДЧ в каждом периоде повторения в спектральной области.

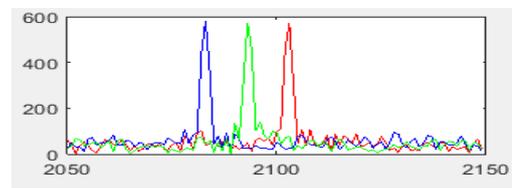
Спектр выходного сигнала СФ:

$$\begin{aligned} \dot{G}_2(F, t_k) = \dot{G}_{сф}(F) e^{j \frac{2\pi f_0}{c} a_s t_k^2} e^{j \frac{2\pi f_0}{3c} a_s' t_k^3} \times \\ \times e^{j \frac{4\pi}{c} \left(F + \frac{2f_0(a_s t_k + \frac{1}{2} a_s' t_k^2)}{c} \right) \left(\frac{f_0}{\mu_c} a_s t_k + \frac{1}{2} \left(a_s + \frac{f_0}{\mu_c} a_s' \right) t_k^2 + \frac{1}{6} a_s' t_k^3 + \frac{c F_{сф}}{2\mu_c} \right)} \dot{G}(F, t_k), \end{aligned} \quad (5)$$

где корректирующая спектральная функция не содержит начальной радиальной скорости цели. В результате максимумы сжатых сигналов на выходе СФ будут расположены на равных временных задержках друг от друга, что обеспечивает необходимое условие для преобразования замкового камня. Это наиболее очевидно при наблюдении на цели с большим ускорением. Указанный случай ($V_{or} = -500$ м/с, $a_r = -500$ м/с²) приведен на рис. 2.



а) Сигналы на выходе фильтра сжатия ($k=0, k=49$ и $k=99$) без компенсации миграции по дальности



б) Сигналы на выходе фильтра сжатия ($k=0, k=49$ и $k=99$) при компенсации КвМД

Рис. 2. Сигналы на выходе согласованного фильтра одиночного импульса до и после компенсации квадратичной миграции дальности

До компенсации миграции дальности максимумы расположены неравномерно, после компенсации квадратичной МД – равномерно с расстояниями между максимумами, определяемыми начальной радиальной скоростью цели.

Предположим, что КвМД, КубМД и МДЧ полностью скомпенсированы, т.е. $a_s = a_{rc}$, $a'_s = a'_{rc}$, тогда выражение (5) можно записать в виде

$$\begin{aligned} \dot{G}_2(F, t_k) &= A_F e^{-j \frac{4\pi(f_0+F)V_{0rc}t_k}{c}} e^{-j \frac{8\pi f_0 V_{0rc}}{c^2} \left((V_{0rc} + \frac{f_0}{\mu_c} a_{rc}) t_k + \frac{1}{2} (3a_{rc} + \frac{f_0}{\mu_c} a'_{rc}) t_k^2 + \frac{2}{3} a'_{rc} t_k^3 + \frac{c F_{сф}}{2\mu_c} \right)} \approx \\ &\approx A_F e^{-j \frac{4\pi(f_0+F)V_{0rc}t_k}{c}} \end{aligned} \quad (6)$$

В (6) что частота $F \in [-\Delta f_0 / 2, \Delta f_0 / 2]$ и скорость V_{0rc} связаны между собой и не появляются по отдельности. Поэтому спектр не будет правильно центрирован и хорошо сфокусирован в обоих измерениях. Для устранения связи между F и V_{0rc} выполняем масштабное преобразование временного масштаба

$$\tau_k = \frac{f_0 + F}{f_0} t_k \Rightarrow t_k = \frac{f_0}{f_0 + F} \tau_k \quad (7)$$

При изменении радиальной скорости в достаточно широком диапазоне фазовый выражение (6) окажется неоднозначным на интервале $T_{кн}$. Номер $N_{\text{нод}}$ интервала неоднозначности определяется следующим образом

$N_{\text{нод}} = \text{trunc}(F_d - f_{\text{дн}})$; $F_d = \frac{2V_{0rc}}{\lambda} T_r$; $F_{\text{дн}} = F_d - \text{trunc}(F_d + 0,5) - 0,5$ (сдвиг фазы в диапазоне $-0,5 \dots 0,5$). Где $\text{trunc}(z)$ - наибольшее целое, не превосходящее z .

Влияние неопределенности в (6) проявляется следующим образом:

$$e^{-j \frac{4\pi(f_0+F)V_{0rc}t_k}{c}} \Rightarrow e^{-j 2\pi \left[\frac{2V_{0rc}}{c} (f_0+F) - N_{\text{одн}} \left(\frac{1}{T_r} \right) \right] t_k} = e^{-j \frac{4\pi(f_0+F)V_{0rc}t_k}{c}} e^{j 2\pi \frac{N_{\text{одн}}}{T_r} t_k}, \quad (8)$$

поэтому фазовый выражение в (6) при использовании (7) и учете эффекта неопределенности примет вид

$$e^{-j \frac{4\pi(f_0+F)V_{0rc}t_k}{c}} e^{j 2\pi \frac{N_{\text{одн}}}{T_r} t_k} \xrightarrow{t_k = \frac{f_0}{f_0 + F} \tau_k} e^{-j \frac{4\pi f_0 V_{0rc} \tau_k}{c}} e^{j 2\pi N_{\text{одн}} \frac{f_0}{f_0 + F} \frac{\tau_k}{T_r}} \quad (9)$$

Таким образом, неопределенность может быть устранена путем учета дополнительного фазового сдвига

$$\dot{H} = e^{-j 2\pi N_{\text{одн}} \frac{f_0}{f_0 + F} \frac{\tau_k}{T_r}},$$

то есть

$$\dot{G}_{3К}(F, t_k) = \dot{G}_2(F, t_k) e^{-j 2\pi N_{\text{одн}} \frac{f_0}{f_0 + F} t_k}. \quad (10)$$

Физически, перебор параметра неоднозначности $N_{\text{одн}}$ в (10) соответствует разным гипотезам о «грубой» радиальной скорости цели, что определяет практическую эквивалентность обработки на основе компенсации миграции дальности и преобразования Фурье и рассматриваемого варианта на основе на основе частичной (за исключением линейной) компенсации миграции дальности и преобразования замкового камня.

Следующими шагами алгоритма является выполнение ОБПФ для редактируемого спектра $\dot{G}_{3К}(F, t_k)$

$$\dot{S}_{3К}(t_m, t_k) = F^{-1} \{ \dot{G}_{3К}(F, t_k) \} \quad (11)$$

и БПФ над столбцами матрицы $\dot{S}_{3К}(t_m, t_k)$ с формированием матрицы $\dot{G}_{ПЗК}(t_m, F_D)$:

$$\dot{G}_{ПЗК}(t_m, F_D) = F \{ \dot{S}_{3К}(t_m, t_k) \} \quad (12)$$

Модули $\dot{G}_{ПЗК}(t_m, F_D)$ определяют решающую статистику для элементов разрешения по времени задержки/неоднозначной радиальной скорости, как и $|\dot{G}_2(t_m, F_D)|$.

На рис. 3 для тех же исходных данных, что и для рис.1, приведены промежуточные и окончательные результаты обработки при использовании алгоритма замкового камня. Расчеты проводились при $N_{\text{одн}} = 99$.

Исходя из полученных результатов можно сделать вывод, что алгоритм обработки, основанный на ПЗК, полностью эквивалентен алгоритмы на основе компенсации миграции дальности и преобразования Фурье. Параметр $N_{\text{одн}} = 99$ эквивалентен параметру «грубой» скорости указанного алгоритма. Требуемых каналов обработки может быть определено согласно (4).

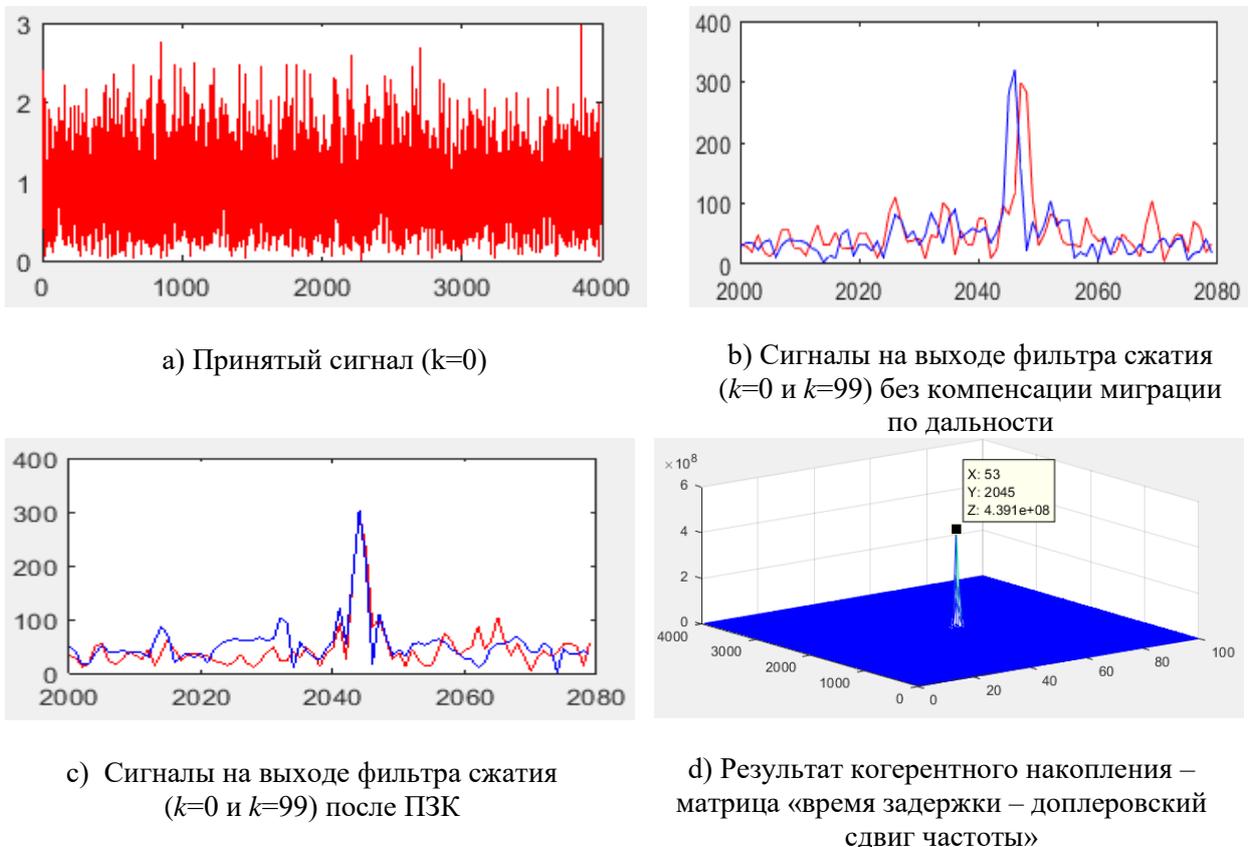


Рис. 3. Иллюстрация процесса обработки при использовании преобразования замкового камня

Заключение

Предлагаемые быстрые алгоритмы основаны на сочетании полной или частичной коррекции миграции дальности и миграции частоты и преобразований Фурье и замкового камня, что делает их пригодными для реализации на ПЛИС или графических процессорах. Алгоритмы могут быть реализованы непосредственно или быть основой для разработки более экономичных алгоритмов при сочетании когерентного и некогерентного накопления отраженного сигнала.

Список использованных источников

1. Козлов С. В., Ле Ван Кыонг. Базовый алгоритм длительного когерентного накопления отраженного сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным. В настоящем сборнике.
2. Козлов С. В., Ле Ван Кыонг. Математические модели отраженного сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным. В настоящем сборнике.
3. Mark A. R. The Keystone transformation for correcting range migration in range-Doppler processing available at <http://users.ece.gatech.edu/mrichard/Keystone.pdf>, March 2014.
4. Ильчук А. Р., Сеницын И.А. Алгоритмы обработки сигналов, отраженных от высокоскоростных летательных аппаратов, в бортовых радиолокационных системах // Радиотехника, 2014, № 7, с. 16-23.
5. Порсев В. И., Николаев А. П., Кривоножко И. С. Многоканальное накопление радиолокационных сигналов, отраженных от высокоскоростных целей, движущихся с ускорением. // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей», 2018, № 1, с. 23–34.
6. Perry R.P., Dipietro R.C., Fante R.L. Coherent integration with ranger migration using keystone forming // Published in 2007 IEEE Radar Conference 2007, с. 37–42.
7. Голутвин Р. И., Красилов А. А. Применение технологии CUDA для обработки радиолокационных данных // Информационные технологии и системы 2013 (ИТС 2013): материалы международной научной конференции, БГУИР, Минск, Беларусь, 23 октября 2013 г. – Information Technologies and Systems 2013 (ITS 2013) / редкол.: Л. Ю. Шилин [и др.]. - Минск : БГУИР, 2013. – С. 264–265.

УДК 621.396.965.8

АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ И ПЕРСПЕКТИВНЫХ МЕТОДОВ И АЛГОРИТМОВ СОПРОВОЖДЕНИЯ ОБЪЕКТОВ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫМИ СИСТЕМАМИ НАБЛЮДЕНИЯ ВОЗДУШНОГО БАЗИРОВАНИЯ

ВЫСОЦКИЙ Д. В., ХИЖНЯК А. В., ШАРАК Д. С.

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

E-mail: ludic2009@mail.com

Аннотация. В данном тезисе рассмотрены основные методы и алгоритмы сопровождения объектов. Представлена их классификация. Приведены условия и факторы, негативно влияющие на работу алгоритмов сопровождения. Кратко рассмотрены оптико-электронные системы, которые используются на воздушных носителях. Описаны требования, предъявляемые к алгоритмам сопровождения, и особенности работы с видеопотоком.

Abstract. In this thesis, the main methods and algorithms for tracking objects are considered. Their classification is presented. The conditions and factors that negatively affect the operation of tracking algorithms are given. Optoelectronic systems that are used on air carriers are briefly considered. The requirements for tracking algorithms and the features of working with a video stream are described.

Интерес к проблематике автоматической обработки и анализа видеопоследовательностей поддерживается не только благодаря высокой актуальности, но и в связи с неисчерпаемым разнообразием возникающих задач. В частности, интенсивно развиваются такие направления исследований как распознавание человеческих лиц, сжатие и передача видеопоследовательностей на расстоянии, распознавание и сопровождение объектов интереса на сложном фоне.

На сегодняшний день системы сопровождения объектов являются неотъемлемой частью различных областей, таких как наблюдение, навигация, обеспечение безопасности и т.д.

Устойчивое автоматическое сопровождение объектов является одной из ключевых задач автоматизированного управления оружием. Прежде всего оно связано с необходимостью непрерывной выдачи точной координатной информации о них для обеспечения работы либо баллистического вычислителя при стрельбе неуправляемыми средствами, либо устройств выработки команд управляемых ракет для гарантированного поражения целей.

Разработкой и совершенствованием методов сопровождения объектов занимаются ученые многих стран мира. Разработано достаточно много эффективных технических решений. В то же время, некоторые из них представлены только в виде демонстрационных роликов и, зачастую, носят либо рекламный характер, либо не описаны в современной научной литературе. Хорошо описанные оптимальные алгоритмы подтверждают свою работоспособность лишь в относительно простых условиях.

Задача сопровождения объекта состоит в принятии решения присутствии объекта, оценки его положения и размера в каждом кадре видеопоследовательности, построении траектории его перемещения.

Трудность решения этой прикладной задачи в военной сфере прежде всего обусловлена противодействием противника, когда приходится сопровождать малоразмерные, малоконтрастные, в том числе замаскированные объекты на нестационарном фоне... Добавление к этим условиям подвижности оптико-электронной системы лишь усложняет и без того нетривиальную задачу.

К алгоритмам сопровождения объекта есть определенные требования. Сложность алгоритма должна позволять использовать его в режиме реального времени. Кроме того, он должен работать в условиях различных помех, учитывать неоднородность и изменение фона, слабую контрастность. Алгоритмы должны справляться с окклюзиями и другими осложняющими факторами, такими, как: деформация объекта, размытость, изменение масштаба и освещения объекта, а также фоновые помехи, шумы, полное и частичное исчезновение объекта из поля зрения камеры.

Анализ существующих методов и алгоритмов сопровождения объектов [1] показал, что использование определенных алгоритмов напрямую зависит от области их применения

и степени решаемых задач [2]. Данные группы методов и алгоритмов представлены на рис. 1. в структурированном виде. Следует отметить, что разные методы алгоритмы предназначены для решения конкретных задач в определенных условиях, и не существует единого универсального решения.

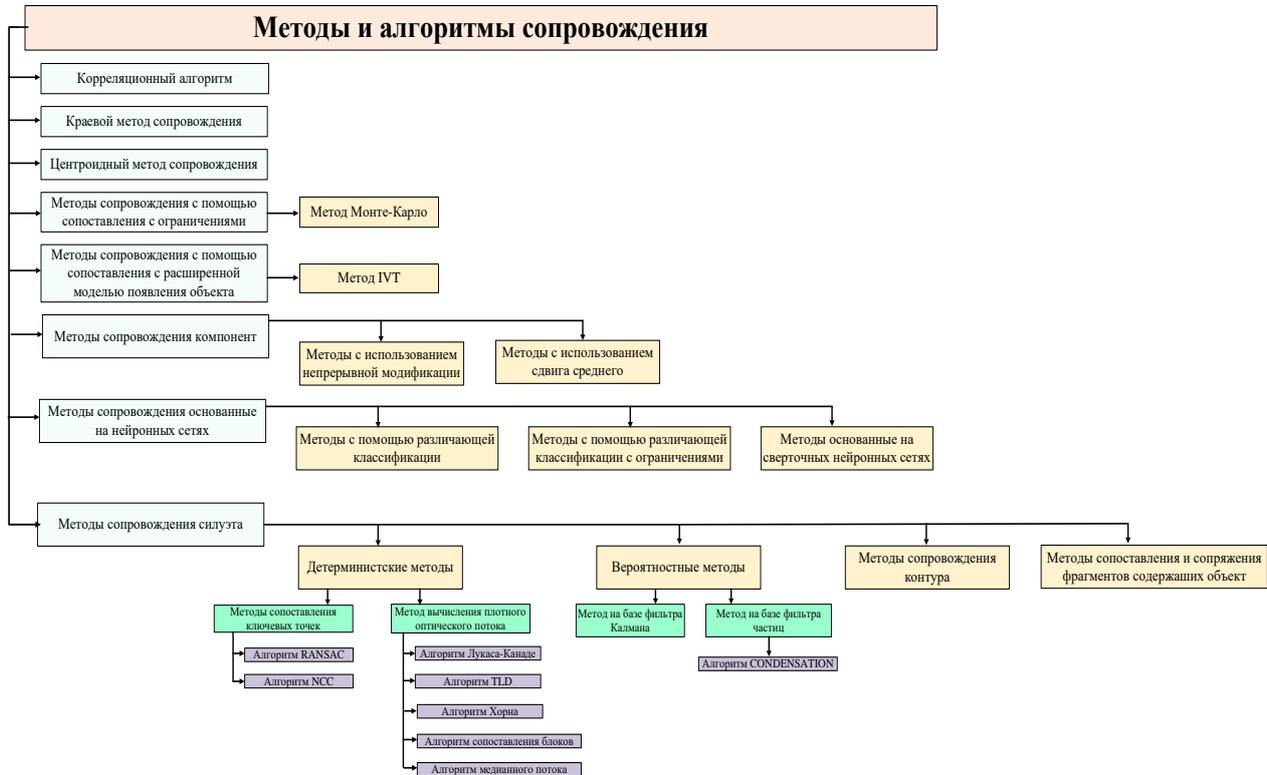


Рис. 1. Классификация методов и алгоритмов сопровождения

Кроме того, немаловажным фактором, влияющим на качество не только обнаружения объекта интереса, но и его последующее автоматическое сопровождение, оказывают технические характеристики, которыми обладают оптико-электронные системы (ОЭС) наблюдения, а также платформы на которых они расположены [3], высота и скорость полета летательного аппарата, погодные условия и др.

Существуют общие требования предъявляемые к алгоритмам сопровождения для ОЭС наведения:

- Сопровождение различных типов объектов от малых размеров (6×6 пикселей) до больших, ограничивающихся производительностью алгоритма, на которые указал оператор;
- Возможность изменения области строба в процессе сопровождения;
- Минимальное количество настраиваемых оператором параметров;
- Автоматическое обнаружение срыва сопровождения и режим пролонгирования траектории;
- Работа в реальном масштабе времени.

Качество регистрируемых изображений напрямую зависит от аппаратно-программной составляющей ОЭС наблюдения. Поэтому, в рамках второй главы был проведен обзор оптических систем, используемых в беспилотных летательных аппаратах (БЛА), их особенности применения и технические характеристики. Существует множество оптических систем, которые используются на воздушных носителях, часть из них представлена на рис. 2.



Рис. 2. Примеры оптических систем использующихся на воздушных носителях

Такого характера системы не могут быть универсальны, и для решения конкретных задач требуют доработок. В результате обзора был сделан вывод, что использование гиросtabilизирующих платформ, на которые устанавливается оптико-электронная аппаратура, позволяет уменьшить воздействие дестабилизирующих факторов (вибрации, тряска, воздушные ямы и др.), оказывающих негативное влияние на информативность получаемых изображений [4]. Кроме того, использование камер с высокой разрешающей способностью, оптическим фокусом и программной стабилизацией изображения, позволяет повысить качество получаемых изображений, и как следствие, эффективность сопровождения.

Существуют некоторые особенности работы с видеопотоком, которые напрямую влияют на качество сопровождения объекта интереса:

- Потеря одного или нескольких кадров;
- Частичное или полное повреждение кадра;
- Резкие рывки и «дрожание» камеры;
- Наличие посторонних объектов;
- Частичный и полный поворот камеры или объекта;
- Плохое качество съемки;
- Выход объекта наблюдения за пределы кадра и возврат в кадр;
- Размытие кадра;
- Изменяемость размера и формы сопровождаемого объекта;
- Изменчивость фона от времени суток и погодных условий;
- Движение камеры (сдвиг, вращение);
- Масштабирование объекта интереса.

Следует отметить, что готовые алгоритмы не решают всех задач, к тому же, в открытых источниках дается лишь их общее описание. Поэтому, дальнейшее исследование в данной области будет направлено на разработку способа сопровождения наземных объектов как стационарных, так движущихся для систем наблюдения воздушного базирования, который бы позволил улучшить качество сопровождения объекта интереса в сложных условиях функционирования.

Список использованных источников

1. Алпатов Б. А., Бабаян П. В., Балашов О. Е., Степашкин А. И. «Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов». Обработка изображений и управление. М.: Радиотехника. 2008. 176 с.
2. Системы оптического наблюдения СОН. Малогабаритные турельные и гиросtabilизированные круглосуточные оптико-электронные системы для применения на объектах гражданского назначения.
3. Павлов В. А., Завьялов С. В., Волвенко С. В. «Анализ совместной работы методов сопровождения объектов в видеопотоке, получаемом с летательного аппарата» // Юбилейная 25-я международная конференция «Graphicon2015» – Протвино, 2015. – С. 75-79.
4. Arnold W. M. Smeulders, Dung M. Chu, Rita Cucchiara, Simone Calderara, Afshin Dehghan, Mubarak Shah «Visual Tracking, an Experimental Survey» // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2014.

УДК 612.84:656.076.2

АЛГОРИТМ ПОСАДКИ НЕЗРЯЧИХ И СЛАБОВИДЯЩИХ ЛЮДЕЙ В ОБЩЕСТВЕННЫЙ ТРАНСПОРТ

ЖИВОЛКОВСКАЯ Е. М.

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

E-mail: Zhivolkovskaya.liza@yandex.ru

Аннотация. В статье были исследованы существующие решения для посадки незрячих и слабовидящих людей в общественный транспорт. На основе данных решений предлагается алгоритм, в котором задействуются датчики на дороге и на дне и передней двери транспортного средства, приложение на телефон, новый вид тактильного покрытия, трость для слепого человека с вибрирующей полосой и датчиками.

Abstract. The article explored existing solutions for boarding blind and visually impaired people in public transport. Based on these solutions, an algorithm is proposed that uses sensors on the road and on the bottom and front door of the vehicle, an application on the phone, a new type of tactile coating, a cane for a blind person with a vibrating strip and sensors.

Введение

В современном мире для незрячих и слабовидящих людей сделано не так много, чтобы они могли действовать самостоятельно. Это связано с тем, что 80% информации об окружающем мире мы получаем визуально. Одной из проблем, с которыми сталкиваются незрячие ежедневно – это посадка в транспортные средства, так как номер автобуса, маршрут и даже расположение дверей мы узнаем с помощью нашего зрения.

Есть результаты исследования, в котором принимало участие 88 человек с инвалидностью по зрению. Им задавали вопросы, связанные с транспортными средствами. Их задачей было сказать важно это для них или нет [1]. Ниже представлены результаты данного исследования:

Анализ существующих решений

На сегодняшний день есть несколько решений по данному вопросу. Одним из них является приложение «Bustime» для отслеживания общественного транспорта [2].

Его преимуществами являются:

- Информация о местонахождении человека в данный момент.
- Подсказки от пешего навигатора и прогноз прибытия транспорта одновременно.

Недостатки:

- Не помогает обнаружить транспортное средство на остановке.
- Водитель не получает оповещение о том, что заходит незрячий.
- Сложный интерфейс

Ещё одним решением является система «Говорящий город» [3]. Она состоит из небольшой коробочки, которую держит в руках незрячий человек и радиоинформаторов. Это специальные приборы, которые крепятся на домах, остановках или общественном транспорте. Они передают информацию о «своем» объекте на устройство.

К его преимуществам можно отнести:

- Отсутствие проблем с трафиком и скоростью Интернета
- Сообщает какое транспортное средство прибыло и его маршрут
- Водитель узнает о присутствии незрячего на остановке.

Недостатки:

- Информацию о номере и маршруте движения, которую получит слепой, вводится вручную водителем. Они часто забывают об этом.
- Не помогает обнаружить транспортное средство на остановке.
- Нет точного прогноза о прибытии транспорта.

Таблица 1. Результаты исследования

| № п/п | Задача исследования | Важность задачи по результатам опроса (человек) | Важность задачи по результатам опроса (%) |
|-------|--|---|---|
| 1 | Информация о номере маршрута и направлении движения прибывшего транспортного средства | 64 | 72,73 |
| 2 | Информация о прибытии транспортного средства к остановочному пункту | 62 | 70,45 |
| 3 | Информация о прогнозе прибытия транспортного средства к остановочному пункту | 57 | 64,77 |
| 4 | Обнаружение валидатора транспортного средства | 49 | 55,68 |
| 5 | Обнаружение остановочного пункта | 48 | 54,55 |
| 6 | Информация о прибытии к нужной остановке | 47 | 53,41 |
| 7 | Уведомление водителя транспортного о намерении осуществить посадку в транспортное средство | 46 | 52,27 |
| 8 | Обнаружение транспортного средства на остановке | 45 | 51,14 |
| 9 | Обнаружение дверей транспортного средства при входе | 37 | 42,05 |

Предлагаемое решение

Проанализировав данные решения, я предлагаю разработать алгоритм посадки людей в общественный транспорт.

С использованием алгоритма нужно решить следующие задачи:

- Предоставить незрячему человеку возможность узнать номер маршрута;
- Проинформировать незрячего о прибытии нужного ему транспортного средства к остановочному пункту;
- Сообщить прогноз прибытия транспортного средства к остановочному пункту;
- Уведомить водителя транспортного средства о намерении человека совершить посадку в транспортное средство;
- Помочь обнаружить двери транспортного средства при входе.

В предлагаемом алгоритме задействованы незрячий человек, диспетчер и водитель.

Прежде всего слепой человек должен понять, какое транспортное средство ему нужно. Для этого я предлагаю приложение с простым интерфейсом. Оно позволит незрячему узнать название остановки, на которой он находится, транспорт, который здесь останавливается, а также поможет выбрать транспорт, на котором он собирается ехать.

На главном экране 4 кнопки:

- «Название остановки»
- «Транспорт»
- «Выбрать транспорт»
- Пустая вертикальная кнопка справа

Если человек хочет узнать на какой остановке он находится, то нажимает «Название остановки» и после этого оно будет озвучено. Если интересуется, какие транспортные средства здесь останавливаются, то нажимает «Транспорт». Для того, чтобы узнать, какой транспорт приближается, а также сообщить водителю выбранного транспортного средства о незрячем на остановке, есть кнопка «Выбрать транспорт». После нажатия на нее, будет совершён переход на другое окно, где располагаются кнопки «Дальше», «Выбрать», «Отменить» и так же пустая вертикальная кнопка справа.

Сразу же при запуске этого окна начнётся озвучивание первого (самого ближайшего по времени) транспорта, если человека устраивает данное транспортное средство, то он нажимает выбрать. После этого посылается сообщение в диспетчерскую, что на данной остановке ожидает слепой человек данное транспортное средство. Далее диспетчер сообщает водителю выбранного транспортного средства об этом. Если незрячего не устраивает озвученный транспорт, то он нажимает «Дальше» и получает информацию о следующем. Если человек передумал выбрать, то нажимает «Отменить» и возвращается на главный экран.

Пустая вертикальная кнопка справа служит для помощи в ориентации по приложению. При нажатии на нее, незрячему человеку озвучивается на каком экране он сейчас находится.

Далее автобус должен останавливаться в одном и том же месте, о котором будет знать, как водитель, так и незрячий. Это можно решить установкой инфракрасных датчиков на асфальте и на дне транспортного средства. На дороге по центру крайней правой полосы движения устанавливается ряд инфракрасных датчиков. Таких рядов будет 2. Один ряд будет в месте, где транспортное средство должно остановиться, второй – за 3 метра до этого.

На дне транспортного средства в передней части ставится ряд приемников по ширине транспорта. Теперь при пересечении первого ряда от датчиков к приёмникам идет сигнал, который потом поступает водителю. Он сообщает ему, что через 3 м он должен будет полностью совершить остановку. При пересечении второго ряда, идёт сигнал, что должна быть совершена полная остановка. Теперь у нас есть место остановки транспортного средства, а значит мы знаем, где будет расположена передняя дверь, в которую и будет заходить незрячий человек. Так же после остановки, водитель нажимает на кнопку, которая посылает сигнал слепому человеку, ждущему его на остановке, что автобус прибыл.

Следующим действием будет помочь незрячему человеку найти эту дверь. Это можно сделать путем введения нового тактильного покрытия. Как известно, в городе расположено 2 вида покрытия: линейный направляющий блок и точечный предупреждающий [4].

Назначение выпуклых точек на поверхности состоит в том, чтобы предупредить людей с нарушениями зрения о начале пешеходного перехода.

Цель линейных направляющих блоков состоит в том, чтобы направлять людей с нарушением зрения по безопасному маршруту. Поверхность спроектирована таким образом, чтобы люди могли ориентироваться в пространстве, поддерживая с ним контакт длинной белой тростью.

Поэтому можно ввести покрытие с новым узором, которое будет устанавливаться в месте, где должна быть передняя дверь. И теперь доходя до данного типа покрытия человек будет знать, что здесь дверь для входа в транспортное средство.

Однако при приближении к транспорту человек может сбиться с пути или транспортное средство остановится не точно напротив разметки, поэтому необходимо скорректировать путь незрячего человека.

Для этого делается трость. Она выглядит так же, как и стандартная трость для незрячих, чтобы человек не испытывал никакого дискомфорта при использовании ее в повседневной жизни. Однако есть некоторые особенности. На ее ручке расположена вибрирующая полоса, а снизу – датчики. Полоса имеет 2 вида вибрации: непрерывная и пульсирующая.

Так же на передней двери устанавливаются приёмники.

Теперь рассмотрим то, как это взаимодействует друг с другом. Сперва человеку поступает сигнал от водителя, что автобус прибыл. Сигналом является пульсирующая вибрация на трости. После этого человек начинает продвигаться в сторону двери. Теперь при движении тростью вправо-влево в случае, если приёмник не видит датчика, то идёт непрерывная вибрация на ручке трости, это даёт понять слепому человеку, что ему нужно скорректировать свой путь, проанализировав момент включения вибрации, он поймёт в какой стороне находится вход.

Алгоритм

Ниже приведен алгоритм посадки незрячего человека в транспорт:

- Используя приложение, незрячий узнаёт о приближающемся транспорте;
- Поступает сигнал диспетчеру с информацией об остановке и выбранном транспорте;
- Диспетчер передаёт информацию водителю выбранного транспорта;
- Водитель останавливается в указанном месте, чтобы передняя дверь оказалась напротив специального тактильного покрытия;
- Водитель подаёт сигнал слепому человеку на трость;
- Получив сигнал, незрячий начинает движение в сторону передней двери;
- При помощи вибраций на трости доходит до двери.

В ходе данной работы был предложен алгоритм посадки незрячих и слабовидящих в общественный транспорт, для которого используются дополнительные средства:

- Датчики на дороге и на дне и передней двери транспортного средства;
- Приложение на телефон;
- Новый вид тактильного покрытия;
- Трость для слепого человека с вибрирующей полосой и датчиками.

Список использованных источников

1. Концепция развития вспомогательных средств ориентирования для инвалидов по зрению с использованием мобильных устройств. Техническое задание на разработку мобильного приложения для повышения доступности транспортной инфраструктуры. Научная статья [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.tiflocomp.ru/devices/city_concept.php
2. «Bustime» для незрячих: минимум действий – максимум возможностей [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://www.kamerata.org/bustime4blind/>
3. Как дома и общественный транспорт общаются со слепыми [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://spb.mk.ru/articles/2016/09/19/kak-doma-i-obshhestvennyy-transportobshhayutsya-so-slepymi.html>
4. Тактильное покрытие [Электронный ресурс]. – Википедия – Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/Тактильное_покрытие

УДК 004.021-047.27:78.087.6

АЛГОРИТМ РАСПОЗНАВАНИЯ МУЗЫКАЛЬНЫХ КОМПОЗИЦИЙ ПО ВОКАЛЬНОМУ ИСПОЛНЕНИЮ

АНИСИМОВА С. В., ГОЛОВАТЫЙ А. И., АДУЦКЕВИЧ И. А.

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

E-mail: sofiaanisimova@yandex.by, dutsik@gmail.com, alex.halavaty@gmail.com

Аннотация. В работе проанализированы существующие алгоритмы распознавания песен для оригинального и акапельного исполнения. На основе проведенного анализа разработан алгоритм, состоящий из двух этапов: хеширования и поиска. Подобраны параметры хеширования и показана экспоненциальная зависимость объема занимаемой памяти от данных параметров. Проведено экспериментальное исследование алгоритма и определена степень достоверности результатов его работы. Предложены возможные пути для повышения достоверности полученных результатов.

Abstract. The paper discusses existing algorithms for music recognition based on either original or acapella performance. Based on the conducted analysis, an algorithm is developed, comprising hashing and querying steps. The paper proposes hashing feature selection and establishes an exponential dependency between the features and the amount of consumed memory. The algorithm is studied experimentally, and its resulting accuracy is determined. The possible ways of increasing resulting accuracy further are proposed.

В связи с тем, что в современной индустрии распознавания человеческой речи практически не существует алгоритмов, которые способны качественно распознавать песню, напетую человеком акапельно, а существующие не находятся в открытом доступе, данное направление исследований представляет особый интерес. Основной целью работы является разработка алгоритма для распознавания пения, на основе изучения и модификации существующих алгоритмов распознавания. Из существующих программ для распознавания песен наиболее популярной является Shazam, поэтому при анализе существующих решений был взят именно её алгоритм [1]. Однако в ходе проведенного анализа этой программы выявлена низкая достоверность результатов для акапельного исполнения. Основными его недостатками являются использование при анализе для распознавания полного частотного диапазона и неустойчивость к условиям дефицита частотного диапазона записи. Так как запись каждого исполнения даже одной и той же песни отличается уровнем шума, основными частотами исполнения, темпом и громкостью, необходимо выделить параметры аудиозаписи, которые будут неизменны для каждого исполнителя. Для практической реализации выбран язык разработки Python, как язык с большим количеством библиотек с открытым исходным кодом для обработки различных данных, в том числе и аудиосигналов.

Алгоритм состоит из двух основных этапов: хеширование аудиозаписи и поиск по базе данных. Алгоритм хеширования достаточно неплохо описан в статье [1], поиска – не описан. В представленной реализации предлагается обрезать частотный диапазон до диапазона человеческого голоса, так как при попытке распознать акапельное пение весь звук в других диапазонах априори является шумом, поскольку человек не может издать звук в другом диапазоне.

Стоит отметить, что самого алгоритма Shazam нет в открытом доступе. Поэтому нет оснований достоверно утверждать, что в данной работе удалось воспроизвести его абсолютно точно. Данный алгоритм рассматривался не как конкретная разработка, а как «чёрный ящик», разработанный по принципу, описанному далее.

Запись приходит на вход алгоритма хеширования в формате MP3, с помощью Python-библиотеки [2] она преобразуется в амплитудно-частотную зависимость от времени. В ней выделяются локальные экстремумы по принципу суперпозиции – точка считается подозрительной на локальный экстремум, если она обладает большей интенсивностью, чем точки в окрестности. Выделенные локальные экстремумы используются в качестве хэш-представления.

Помимо простоты сопоставления, в таком виде хранимые данные занимают намного меньше места. Визуализированные хеши для оригинала записи песни и её акапельного исполнения представлены на рис. 1. Каждая точка на данных визуализациях является парой ключ-значение: время-частота экстремальных точек.

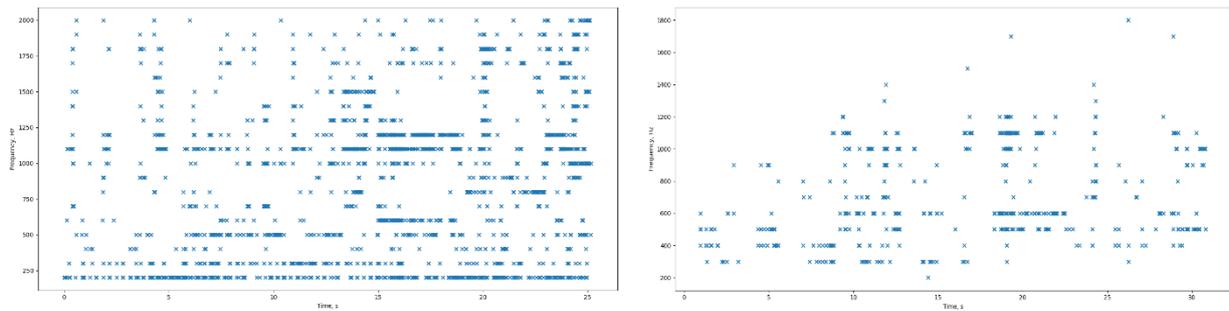


Рис. 1. Визуализированные хеши

Чувствительность алгоритма можно регулировать с помощью специального показателя толерантности. Он влияет на разницу интенсивности сигнала в точке, необходимую для того, чтобы считать точку экстремальной, тем самым влияет на точность анализа и на занимаемый объём памяти. При нулевом уровне этого показателя абсолютно каждая точка будет являться экстремумом, а при очень большом практически никакая, кроме экстремальных шумов. Так же при увеличении показателя толерантности объём необходимой памяти для хранения данных о записи будет экспоненциально уменьшаться по закону:

$$y = y_0 + A \cdot e^{R_0 \cdot x} \quad (1)$$

Однако, на вход поискового алгоритма подаётся не вся запись целиком, а лишь небольшой фрагмент до 30 секунд, который, кроме того, может быть значительно зашумлён. Из-за этого сопоставление хеши напрямую, ведя отсчёт от временного нуля, в общем случае некорректно. Поэтому данные о времени, хранимые в хеше в исходном виде, не несут ценной информации. Куда важнее временные интервалы между экстремальными точками. Поэтому после получения хешей записи на вход поискового алгоритма они описываются с помощью коллекции объектов типа Target. Эти объекты накладываются на хеши, полученные по алгоритму, описанному выше, внахлест. В структуре объектов хранятся данные о расстоянии от точки, находящейся в левом нижнем углу, до всех остальных. Далее наборы таких объектов сравниваются с имеющейся базой данных.

Результатом работы программы являются две-три песни с примерно равным количеством совпадений объектов Target. На данном этапе алгоритм ещё недостаточно точен. Одним из вариантов улучшения качества работы алгоритма является ситуативное исключение экстремальных точек из эталонного образца в зависимости от диапазона экспериментальной записи. Основной проблемой данного алгоритма является зависимость результата от частотного диапазона исполнителя, а он может колебаться от 75 Гц (бас) до 1100 Гц (сопрано) [3]. При полном или хотя бы частичном перекрытии диапазонов оригинального исполнителя и акапельного поисковый алгоритм мог справиться с поставленной задачей. При несовпадении тембров исполнителей распознать песню с помощью такого метода становится невозможным. Экспериментально установлено, что самым удобным решением данной проблемы является использование логарифмической шкалы описания звука. В частности, в качестве одной из шкал можно использовать нотное описание. Одинаковые ноты разных октав являются обертонами и воспринимаются человеком как один и тот же звук. [4] То есть, при исполнении одной и той же партии в разных октавах, мелодический рисунок для слушателя не искажается. На основании этого вводится предположение, что, если использовать алгоритм, распознающий ноты по записи вокального исполнения, возможно будет не только распознавать акапельное пение, но и напев без слов. Кроме того, использование нотации для описания звука уменьшит объём хранимой хеш-таблицы, чем значительно увеличит скорость поиска по базе.

Список использованных источников

1. Li-Chun Wang, An Industrial-Strength Audio Search Algorithm, Shazam Entertainment, Ltd 2003.
2. Веб-сервис для хостинга IT проектов [Электронный ресурс] – Режим доступа <https://github.com/AllenDowney/ThinkDSP>, – Дата доступа: 14.06.2013
3. Мефферт Б., Хохмут О., Инструменты обработки сигналов – основы, примеры применения и задачи, Берлин: Изд-во HUB, 2019. – 320 с.
4. Гельмгольц Г., Учение о слуховых ощущениях как физиологическая основа для теории музыки, Москва: Книжный дом «ЛИБРОКОМ», Изд. 3-е, 2013. – 592 с.
5. Allen B. Downey, Think DSP. Digital Signal Processing in Python. Version 1.0.9., Massachusetts: Green Tea Press, 2014. – 152.

УДК 616.12-073.7:534.284

АНАЛИЗ СГЛАЖИВАЮЩЕГО ФИЛЬТРА SAVITZKYGOLAY С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИГНАЛА ЭКГ

ДЕНСКЕВИЧ С. В.

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

E-mail: newc0m3r@gmail.com

Аннотация. Сердечно-сосудистые заболевания (ССЗ) являются самой распространенной причиной смерти во многих странах мира. Электрокардиограмма (ЭКГ) - один из основных полезных, легко доступных и недорогих инструментов для ранней диагностики и развития многих сердечных проблем. Сигнал ЭКГ может быть искажен различными типами шумов, что приводит к неправильному диагнозу. Много типов фильтров доступны для фильтрации или сглаживания зашумленной ЭКГ. Некоторые из них не очень эффективны, а некоторые уничтожают характеристики сигнала ЭКГ в процессе фильтрации. Savitzky-Golay (S-G) - один из фильтров, сглаживающих сигнал без особого нарушения его первоначальных свойств. Степень полинома и размер кадра - это два параметра фильтра S-G и от них во многом зависит производительность S-G фильтра. Влияние вариации степени полинома и размера кадра исследуется в данной статье. Для подавления сигнала ЭКГ с использованием фильтра S-G PRD и SNR используются в качестве факторов оценки производительности. Экспериментальные результаты показывают, какой тип значения степени полинома и размера кадра лучше подходит для шумоподавления сигнала ЭКГ.

Abstract. Cardiovascular diseases (CVDs) are the most widespread cause of death in many countries all over the world. Electrocardiogram (ECG) is one of the most basic useful, easily available and low cost tools for the early diagnosis and evolution of many cardiac problems. ECG signal can potentially corrupted by various types of noises which lead to incorrect diagnosis. Many types of filters are available for filtering or smoothing the noisy ECG. Some of them are not very much effective and some of them destroy the characteristics of ECG signal during filtering process. Savitzky-Golay(S-G) is one of the filters which can smoothen out the signal without much destroying its original properties. Polynomial degree and frame size are the two parameters of S-G filter and the performance of S-G filter mostly depends on them. The effect of the variation of polynomial degree and frame size are studied in this paper. For denoising ECG signal by using S-G filter PRD and SNR are used as the performance evaluating factor. The experimental results indicate that which type of value of polynomial degree and frame size are better for denoising ECG signal.

Автономная сердечная клетка является одной из электрически активных клеток человеческого тела. Обычно они поляризованы. Эти сердечные клетки могут потерять нормальный негатив из-за деполяризационного процесса. После завершения деполяризации сердечные клетки способны восстанавливать свою нормальную полярированность с помощью процесса называемого реполяризацией. Если эта электрическая активность регистрируется во временной области, мы получаем сигнал, который называется ЭКГ (рис.2). Широко признано, что ЭКГ является одним из надежных и недорогих инструментов для обнаружения большинства ССЗ. Как и другие электрические сигналы, сигналы ЭКГ искажаются разного рода шумом. Есть пределы применимости простого КИХ-среднего фильтра для удаления шума. С целью достижения высокой степени бесшумности сигнала его длина должна быть настолько большой, чтобы полоса пропускания фильтра стала меньше ширины полосы сигнала. Это вызывает удаление полезных высоких частот от полезного сигнала. Если мы рассмотрим ЭКГ, $x(n) = s(n) + v(n)$, где $s(n)$ - фактическая ЭКГ сигнал, $v(n)$ - шум. Попытка сгладить шум $v(n)$, фильтр начинает сглаживать полезный сигнал $s(n)$ в нежелательном масштабе. Сглаживающие фильтры S-G FIR, также известное как полиномиальное сглаживание или метод наименьших квадратов сглаживающие фильтры, являются обобщением FIR-усреднителя фильтра, который может лучше сохранять высокочастотный контент желаемый сигнал. [1]

Так же, как передается электрическая активность кардиостимулятора к сердечной мышце, отголоски деполяризации и реполяризации сердца отправляются через SA node (рис. 1.).

Специализированные клетки кардиостимулятора, запускающие электрическую последовательность деполяризации и реполяризации сердечной ткани называются внутренней ритмичностью или автоматичностью. Электрический сигнал генерируется в сино-предсердном узле (узле SA) и распространяется на мышцы желудочков через определенные проводящий путь, межузловые волокна предсердий, атриовентрикулярный узел (AV узел), пучок His, правого и левого пучка (RBB и LBB), волокна Пуркинью, затем желудочек (рис. 1). Путем введения пары очень

чувствительных приемников (электродов) на других частях тела, «эхо» электрической активности может быть обнаружено [2].

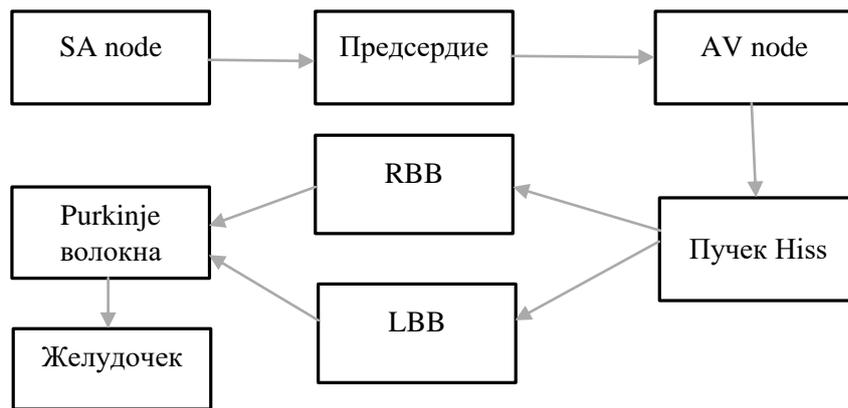


Рис. 1. Источник электрической активности в сердце

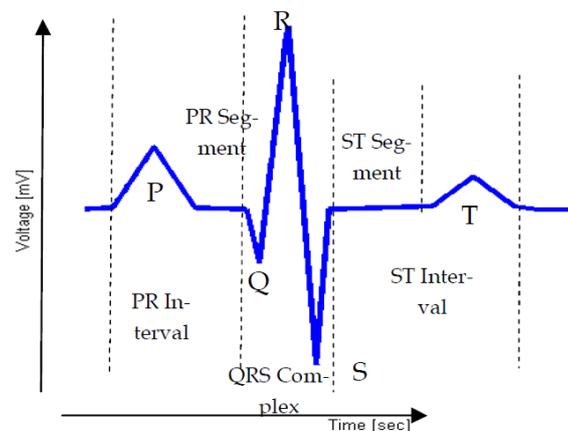


Рис. 2. Идеализированная форма кривой ЭКГ

Это электрическое событие сердца обычно отображается на ЭКГ как образец исходной линии (прямая линия на ЭКГ, точка отклонения электрической активности от деполяризации и реполяризации сердечных циклов) нарушены зубцом P, QRS комплекс и волну T (рис. 2). Следует отметить, что есть - некоторый интервал (интервал - это часть ЭКГ, содержащая хотя бы одну волну и прямую линию. Например, интервал PR включает волну P и соединительную линию перед комплексом QRS) и сегмент (это период времени от конца одной волны к началу следующей волны. Например, сегмент PR представляет время AV-узла, задержка и передача в желудочке) между волнами. Обобщенные свойства ЭКГ кратко описаны в табл. 1. [2] [3] [6].

Таблица 1. Описание компонентов сигнала ЭКГ

| Сегмент | Amp(mV) | Продолжительность(сек) | Представление |
|--------------|----------|------------------------|--|
| P | 0.25 | 0.08 | Поляризация предсердия |
| Q | 25% от R | | Септальная деполяризация |
| R | 1.60 | | Деполяризация желудочков |
| P-R интервал | | 0.12-0.20 | Время, затраченное узлом SA на путешествие в желудочек |
| QRS комплекс | | 0.09 | Деполяризация желудочков и сокращение |
| T | 0.1-0.5 | 0.16 | Начало рясслабления желудочков |
| S-T сегмент | | 0.05-0.15 | Интервал между S и волной T |

Для решения проблемы шума сигнала ЭКГ можно использовать фильтр S-G. Это упрощенный метод вычисления дифференцирования и сглаживания данных методом наименьших квадратов. Эта скорость вычислений лучше, чем у методов наименьших квадратов. Один из основных недостатков: некоторые первые и последние точки данных не могут сгладить оригинальный метод Savitzky-Golay. Но J.Steinier и A.Khan улучшили этот метод, теперь эта проблема решаема [5].

Для оценки эффективности сглаживающего фильтра S-G рассмотрим зашумленный сигнал ЭКГ, представленный на рисунке 3. Этот сигнал ЭКГ принимается в качестве входных данных симулятора SG-фильтра. Мы получаем разные результаты за счет реализации фильтра S-G. Есть два параметра, степень полинома и размер кадра. Для лучшего понимания производительности S-G фильтр, мы меняем один параметр, тогда как другой берется как постоянный. Мы рассматриваем PRD и SNR как оценивающий параметр этого фильтра.

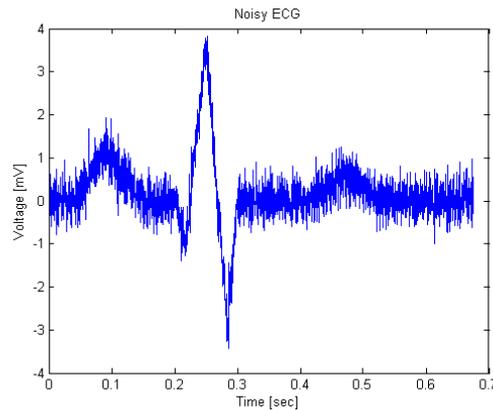


Рис. 3. Зашумленный сигнал ЭКГ

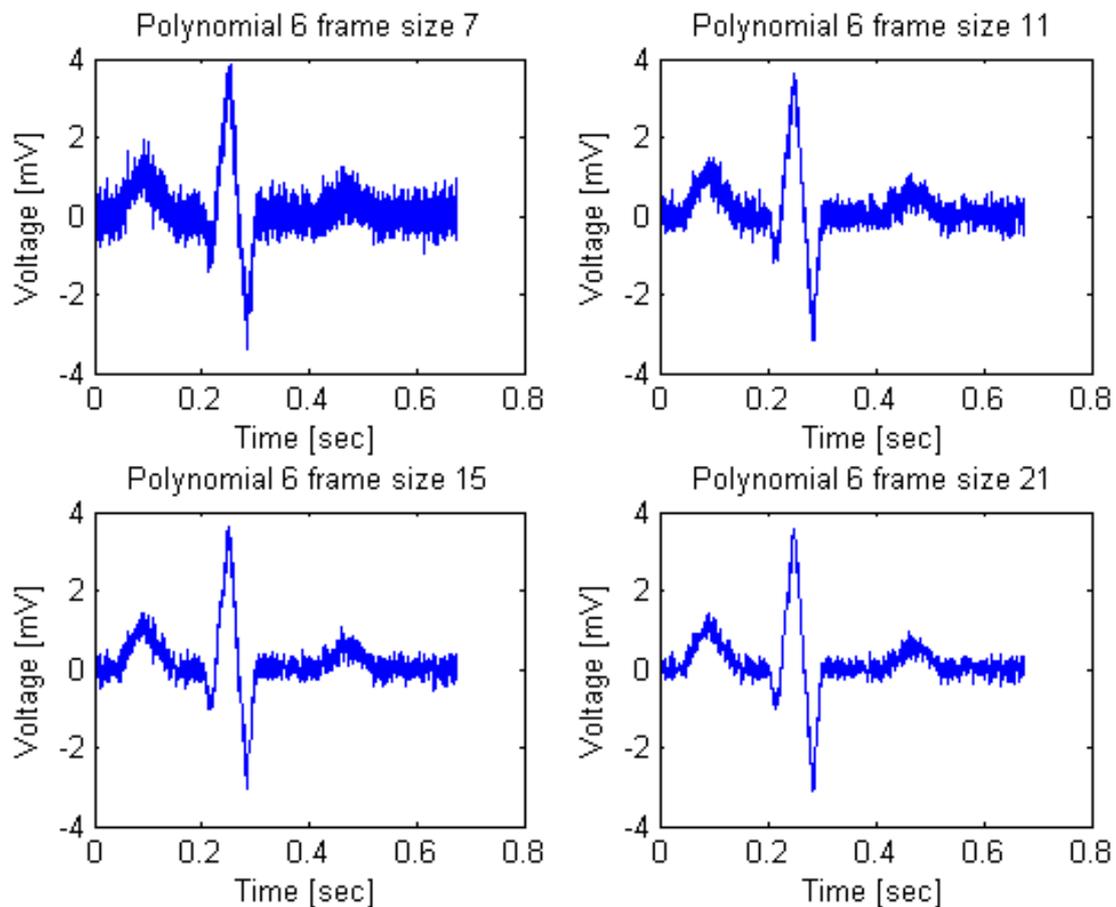


Рис. 4. Выходной сигнал S-G фильтра, где размер кадра варьируется, а степень полинома постоянна

Из моделирования (рис. 4.) видно, что, если размер кадра увеличивается, сигнал более плавный, учитывая степень постоянного полинома. Это явление видно в моделировании PRD и SNR, когда размер кадра увеличился (рис. 5.). Поскольку в фильтре S-G размер кадра означает количество данных точки $(2M+1)$, используемые для сглаживания значения. Сглаженное значение состоит из вычисления M -данных слева и справа. По этой причине увеличение кадра дает лучшие результаты. С другой стороны, если степень полинома S-G фильтра уменьшается, тогда больше шума будет удалено (рис. 6.).

По той причине, что при увеличении степени, количество переходных процессов при первом включении и последнем переходном процессе (при выключении) увеличивается. Поскольку общая длина входных данных равна фиксированным. Таким образом, количество выходных сигналов в устойчивом состоянии, что соответствует симметричной фильтрации ниже. Это явление наблюдается в PRD и моделирование SNR, когда степень полинома уменьшается (рис.7).

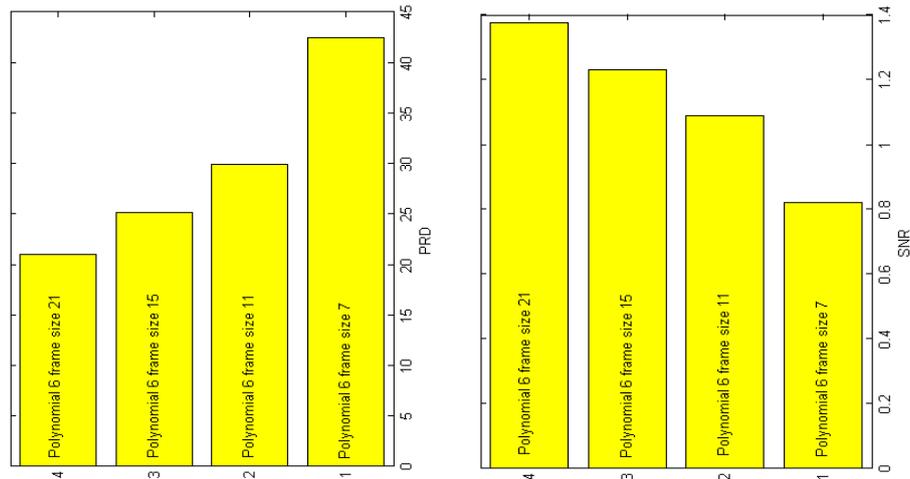


Рис. 5. PDR и SNR, где размер кадра варьируется, а степень полинома постоянна

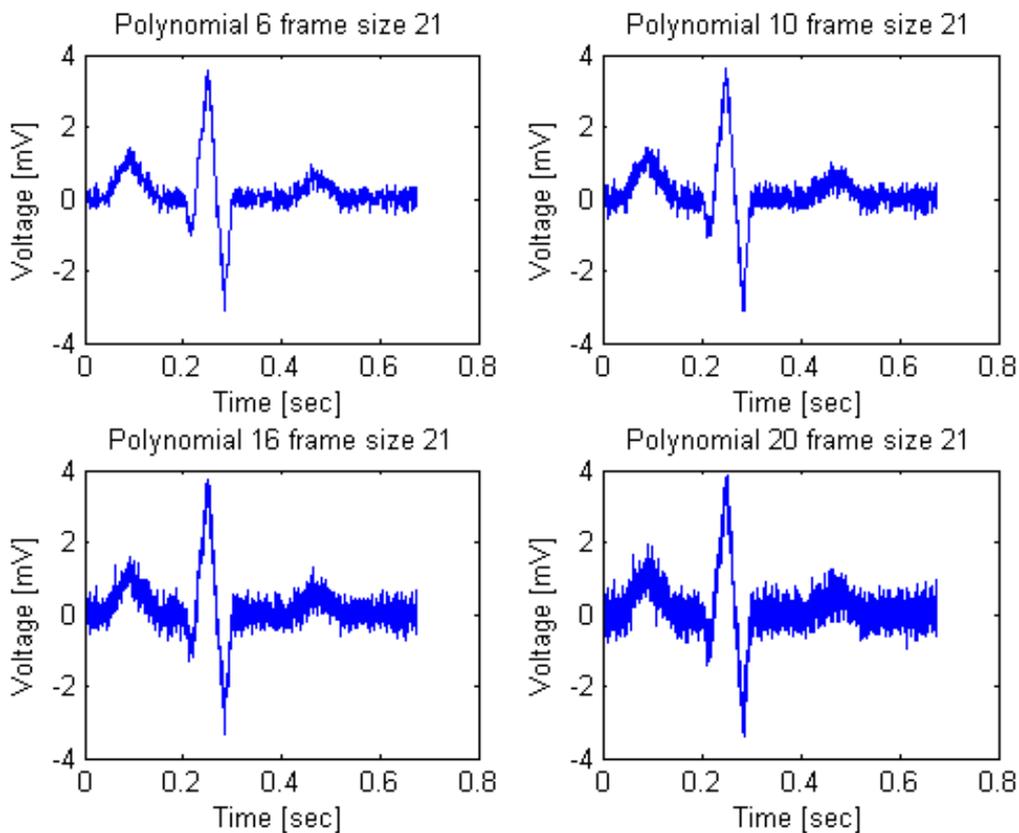


Рис. 6. Выходной сигнал фильтра S-G, где степень полинома варьируется, а размер кадра постоянный

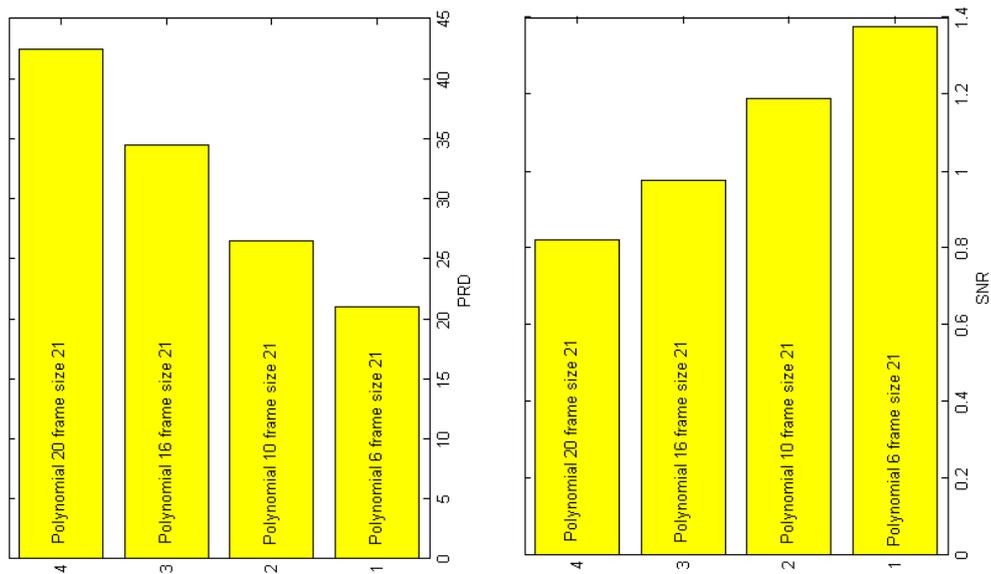


Рис. 7. PDR и SNR, где степень полинома варьируется, а размер кадра постоянный

Для выявления ССЗ нет других методов, как ЭКГ. ЭКГ - это биоэлектрический сигнал более низкой амплитуды, как и другие электрические сигналы, на нее влияет шум. Мы попытались уменьшить шум, используя SG фильтр различной степени полинома и размера кадра. В этой статье мы взяли PRD и SNR как коэффициент анализатора. Результат получается лучше, когда PRD уменьшается, а SNR увеличивается. В нашем моделировании лучший результат был получен, когда степень полинома была уменьшена, а размер кадра увеличен. Если увеличить размер кадра, данные будут более плавными.

Список использованных источников

1. Sophocles J. Orfanidis, Introduction to Signal Processing, Prentice Hall, 1995.
2. Dr. A. B. M. Abdullah, ECG in Medical Practice, Asian Colour Printing, 2006.
3. L. Cromwell, F. J. Weibell and E. A. Pferiffer, Biomedical Instrumentation and Measurements, 2nd ed., Pearson Education, Inc., 2004.
4. Rezual Begg, Deniel. T. H. Lai, Marimuthu Palaniswami, Computational Intelligence in Biomedical Engineering, CRC Press, 2008.
5. Peter A. Gorry, "General least-squares smoothing and differentiation by the convolution (Savitzky-Golay) method", Analytical Chemistry., vol.62, pp. 570-573, Mar. 15 1990.
6. Biopac Student Lab 3.7, BIOPAC System, Inc., 2008.

УДК 007.52-047.44

АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ АЛГОРИТМОВ РАБОТЫ БЕСПИЛОТНОГО ТРАНСПОРТА

КУКУШКИН А. В.

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

E-mail: 3274533@mail.ru

Аннотация. Представлена разрабатываемая система управления для реального мобильного робота.

Abstract. The developed control system for a real mobile robot is presented.

Мобильных роботов можно классифицировать по признаку использования в рабочей среде:

- наземные или домашние роботы, которые обычно принято называть беспилотные транспортные средства (БТС). Наиболее часто встречающиеся это колесные или гусеничные, а также шагающие (человекоподобные или насекомоподобные);

- транспортные роботы перемещаются только в рабочей области;

- воздушные роботы, или как принята называть – беспилотные летательные аппараты (БЛА);

- подводные роботы, или автономные подводные аппараты (АПА);

- полярные роботы, предназначены для перемещения в снегах.

Перемещение в каждой из этих сред имеет свои отличительные характеристики, которые непосредственно зависят от физических свойств среды. Так как в данной работе рассматривается наземный мобильный робот, то рассмотрим способы перемещения наземных мобильных роботов:

- конечности или ноги;

- колесные шасси;

- гусеничные шасси.

Основные свойства мобильного робота, которые следует учитывать при проектировании движений мобильного робота:

- скоростные свойства;

- влияние ускорения;

- надежность;

- уровень потребления энергии [1].

Разрабатываемую систему управления для реального мобильного робота можно представить, как взаимосвязь ряда подсистем с внешней средой и системой управления (рис. 1.).

Система управления движением предназначена для планирования таких программных траекторий движения робота, которые бы приводили робота в заданное целевое состояние в среде с препятствиями, учитывая динамические характеристики робота. Целевое состояние для этой системы формирует система планирования траектории. На выходе данная система формирует требуемое значения скоростей линейного движения.

Система управления исполнительными механизмами предназначена для управления исполнительными механизмами робота. Эта система реализует интерфейс с аппаратной частью робота. На входе имеет сформированный сигнал значений скоростей, полученный от системы управления движением. На выходе получаем изменение положения робота.

Информационно-измерительная система предназначена для сбора, обработки и преобразования сенсорной информации в сигналы, удобные для использования в системе управления робота. Входными данными являются условия внешней среды.

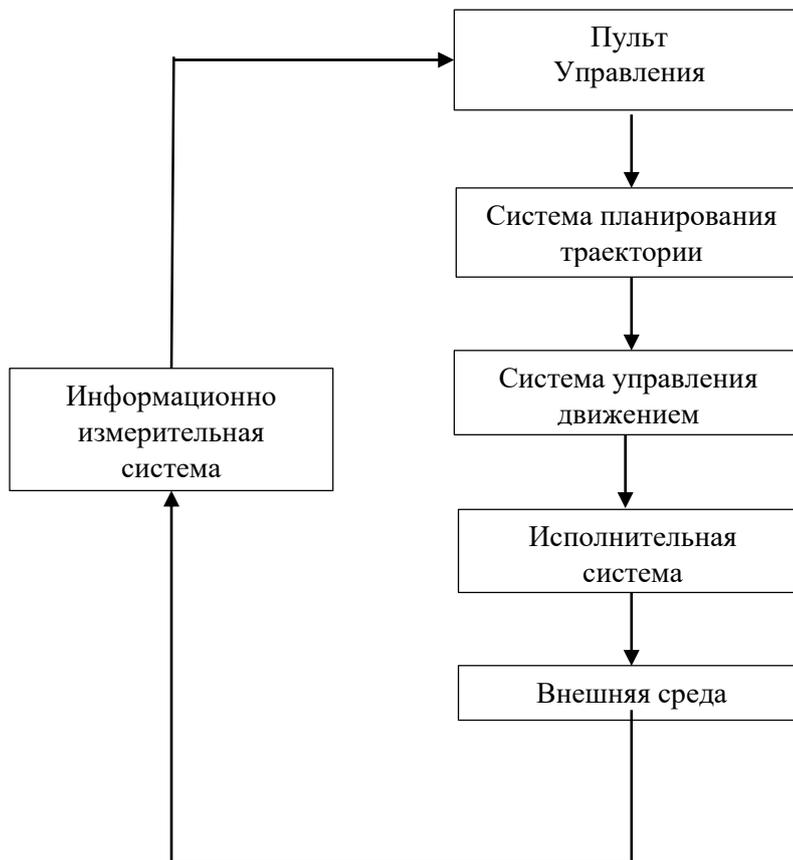


Рис. 1. Структура системы управления мобильного робота

Алгоритмы поиска кратчайшего пути

В рамках одной из основных задач планирования движения выделяют задачу кратчайшего пути – поиск наиболее короткого пути, расположенного между двумя точками (вершинами) на графе, в которой уменьшается сумма весов ребер, составляющих путь.

Кратчайшую цепь (простую) обычно называют геодезической. Теория графов относит задачу поиска кратчайшего пути к важнейшим классическим задачам. Именно поэтому в настоящее время существует довольно широкий список алгоритмов, направленных на решение данной задачи. Кроме того, данную задачу принято называть поиском минимального пути, а также задачей дилижанса.

Высокий уровень значимости этой задачи достигается благодаря тому, что она имеет широкое практическое применение. Для примера, GPS-навигаторы (рис. 3.), осуществляют поиск пути, расположенного между заданными позициями. Вершинами, в данном случае, являются пересечения дорог, а сами дороги между пересечениями, в свою очередь, являются ребрами данного графа. Для нахождения самого короткого пути необходимо посчитать расстояние от перекрестка до перекрестка, во всех возможных вариантах. Кроме данного примера, задача поиска кратчайшего пути активно применяется в мобильной робототехнике для поиска оптимального маршрута.

Для планирования пути необходимо учитывать текущие положения и занятость пути. Это необходимо для прокладки наиболее оптимального (учитывая необходимые критерии: кратчайший путь или наименьшее время) маршрута к заданной позиции. Вследствие того, что выделяют огромное число вариаций данной задачи, разработан целый ряд специальных алгоритмов для решения задачи поиска кратчайшего пути на графе, которые представлены ниже [2].

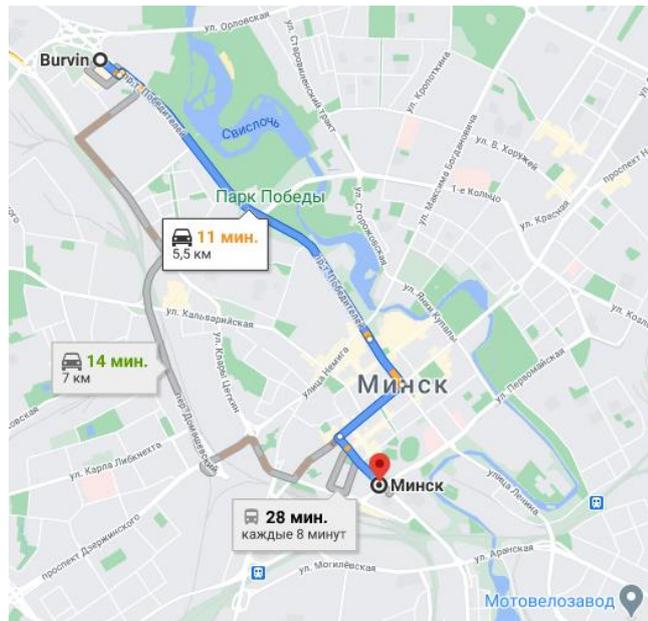


Рис. 2. Поиск кратчайшего пути на примере автомобильного навигатора

Алгоритм Дейкстры (Dijkstra's algorithm)

С использованием данного алгоритма поиска кратчайшего пути, можно найти расстояние из одной вершины графа до существующих других. Необходимо учитывать, что данный алгоритм возможно применить только для тех графов, у которых веса ребер не отрицательные.

Каждая вершина из графа V должна быть сопоставлена определенной метке – минимальным известным расстоянием из определенной вершины до вершины a . Данный алгоритм является пошаговым, то есть при наступлении каждого шага, алгоритм «посещает» определенную из вершин и старается уменьшить метку. Завершается алгоритм в тот момент, когда каждая из вершин посещена. Определение. Метка начальной вершины a определяется как 0, остальные же вершины приравниваются бесконечности. Таким образом, это отражает тот факт, что расстояние от вершины, a до любой другой неизвестно. Каждая из вершин графа в этот момент определяется как не посещенная.

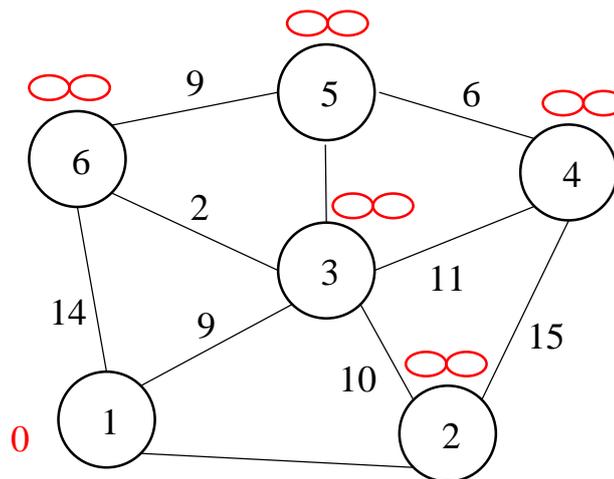


Рис. 3. Этап определения графа алгоритма Дейкстры

Этап алгоритма. Завершение алгоритма происходит в том случае, при котором посещена каждая из вершин. Если же все вершины еще не посещены, то необходимо выбрать такую вершину u , у которой имеется минимальная метка. Необходимо в рамках данного алгоритма рассматривать возможные пути, где вершина u будет предпоследней точкой маршрута. Вершина, в которую приходит ребро из u необходимо назвать соседом данной вершины. У каждой соседской вершины вокруг u ,

помимо посещенных, рассматривается новая длина пути, равная сложению текущего значения метки и расстоянию до ребра, которое соединяет u с соседской вершиной. В случае, когда длина меньше величины соседской метки, данная метка изменяет свое значение на полученную длину. Изучив все соседские вершины, вершина u помечается как посещенная и алгоритм повторяется [3].

Алгоритм Беллмана — Форда (Bellman–Ford algorithm)

Данный алгоритм поиска кратчайшего пути позволяет определить путь до вершин взвешенного графа. Ребра могут иметь отрицательный вес, если сравнивать с алгоритмом Дейкстры.

В рамках данного алгоритма используются ориентированные или неориентированные графы (для примера G) с взвешенным значением ребер. Длина пути, в данном случае, является суммой весов каждого ребра, включённого в данный путь. Необходимо отыскать кратчайший путь до каждой вершины графа из определенной точки s .

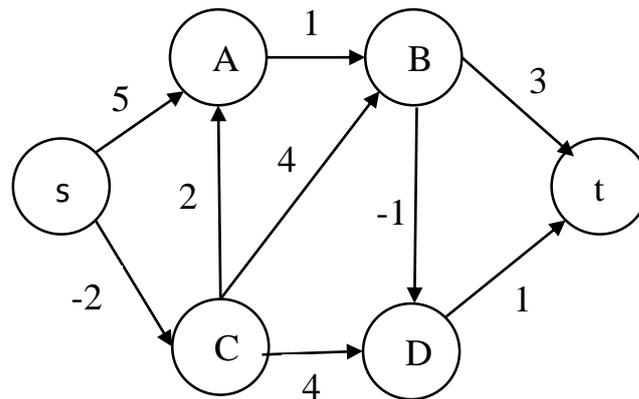


Рис. 4. Граф G алгоритма Алгоритм Беллмана — Форда

Стоит указать, что кратчайшей путь может отсутствовать. Граф, имеющий отрицательный суммарный вес цикла, содержит бесконечно малый путь между вершинами цикла (при каждом обходе циклом уменьшается длина пути). Цикл, сумма весов ребер которого отрицательна, называется отрицательным циклом [4].

Алгоритм поиска A^* (Algorithm A star)

Данный алгоритм поиска позволяет определить стоимость пути от начальной точки до целевой, используя первое наилучшее совпадение в графе.

Обход вершин определяет эвристическая функция «длина пути + цена» (принято обозначать $f(x)$). Данная функция получается путем сложения двух функций:

1) Стоимость (цена) достижения вершины и начального положения (принято обозначать $g(x)$) – может являться и эвристической, и нет).

2) Эвристическая оценка расстояния от заданной точки до конечной (принято обозначать $h(x)$)

Функция $h(x)$ должна быть допустимой эвристической оценкой, то есть не должна переоценивать расстояния к целевой вершине. Например, для задачи маршрутизации $h(x)$ может представлять собой расстояние до цели по прямой линии, так как это физически наименьшее возможное расстояние между двумя точками.

С использованием данного алгоритма все пути рассматриваются пошагово, и идут от заданной точки к целевой, до тех пор, пока не будет достигнута минимальная стоимость пути. В начале поиска, что характерно для всех информационных алгоритмов поиска, рассматриваются «кажущиеся» маршруты к целевой точке. Отличительной особенностью этого алгоритма от «жадного», является то, что данный алгоритм производит учет всего пройденного пути. Функция $g(x)$, в свою очередь, является показателем стоимости маршрута от начальной позиции, а в «жадном» алгоритме данная функция отвечает только за стоимость пути от предыдущей вершины.

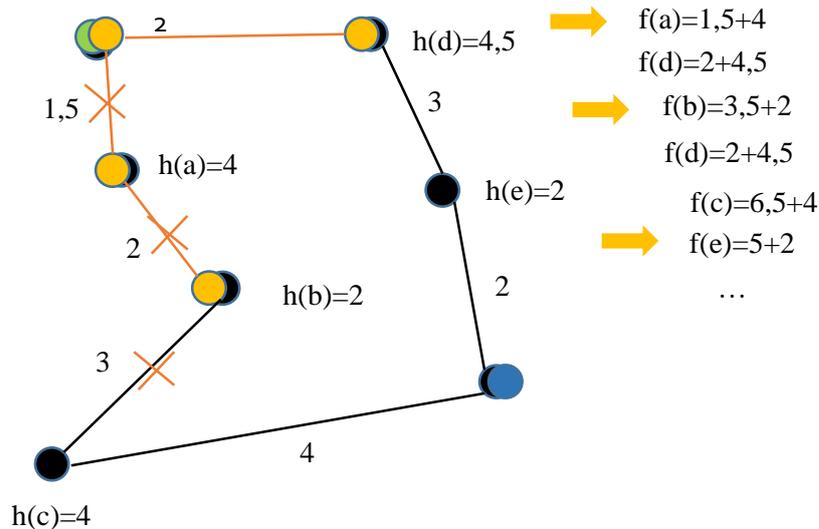


Рис. 5. Использование алгоритма поиска A*

При начале поиска рассматриваются вершины, граничащие с начальной точкой; выбирается вершина с минимальным значением $f(x)$, и алгоритм переходит на этот узел. Во время каждой итерации алгоритмом рассматривается множество путей из начала графа до не посещённых вершин, которые размещаются в специальной очереди с разными приоритетами. Данный приоритет можно определить по выражению $f(x) = g(x) + h(x)$. Итерации продолжаются до тех пор, пока функция $f(x)$ конечной вершины графа не будет наименьшей из всех значений в очереди, либо, когда закончится просмотр графа. Итоговое решение выбирается из всех решений, у которых наименьшая стоимость

Алгоритм A* всегда может найти решение, при условии его существования, и относится к полным алгоритмам [5].

Алгоритм поиска D* (Algorithm D star)

Алгоритм поиска кратчайшего пути во взвешенном ориентированном графе, где структура графа неизвестна заранее или постоянно подвергается изменению.

Постановка задачи. Дан взвешенный ориентированный граф $G(V, E)$. Даны вершины f и t . Требуется в процессе движения по кратчайшему пути в графе G обновлять значения функции $g(s)$ при поступлении новой информации о графе G .

На основе алгоритма A* описывается алгоритм D*, который способен определять расстояние между текущей вершиной f , в которой, допустим, находится способный к сканированию местности "робот", и конечной вершиной t при каждом изменении графа в то время, как "робот" движется вдоль найденного пути [6].

Алгоритм Флойда — Уоршелл (Floyd–Warshall algorithm)

Алгоритм находит кратчайшие пути между всеми вершинами взвешенного ориентированного графа.

Пусть вершины графа $G = (V, E)$, $|V| = n$ пронумерованы от 1 до n и введено обозначение d_{ij}^k ($i < j < k$) для длины кратчайшего пути от i до j , который кроме самих вершин i до j , проходит через вершины $1 \dots k$. Очевидно, что d_{ij}^k - длина (вес) ребра (i, j) , если такое существует (в противном случае его длина может быть обозначена как ∞).

Существует два варианта значения d_{ij}^k , $k \in (1, \dots, n)$

1 кратчайший путь между i, j не проходит через вершину k , тогда $d_{ij}^k == d_{ij}^{k-1}$

2 существует более короткий путь между i, j проходящий через k , тогда он сначала идет от i до k , а потом от k до j . В этом случае, очевидно, $d_{ij}^k == d_{ik}^{k-1} + d_{kj}^{k-1}$

Таким образом, для нахождения значения функции достаточно выбрать минимум из двух обозначенных значений.

Тогда рекуррентная формула для d_{ij}^k имеет вид:

$$d_{ij}^0 - \text{длина ребра } (i, j); \quad (1)$$

$$d_{ij}^k = \min(d_{ij}^{k-1}, d_{ik}^{k-1} + d_{kj}^{k-1}). \quad (2)$$

Алгоритм Флойда-Уоршелла последовательно вычисляет все значения $d_{ij}^k, \forall i, j$ для k от 1 до n . Полученные значения d_{ij}^k являются длинами кратчайших путей между вершинами i, j [7].

Алгоритм находит кратчайшие пути между всеми парами вершин взвешенного ориентированного графа.

Дан граф $G = (V, E)$ с весовой функцией $\omega: E \rightarrow R$. Если веса всех рёбер в графе неотрицательные, можно найти кратчайшие пути между всеми парами вершин, запустив алгоритм Дейкстры один раз для каждой вершины. Если в графе содержатся рёбра с отрицательным весом, но отсутствуют циклы с отрицательным весом, можно вычислить новое множество рёбер с неотрицательными весами, позволяющее воспользоваться предыдущим методом. Новое множество, состоящее из весов рёбер $\hat{\omega}$, должно удовлетворять следующим свойствам:

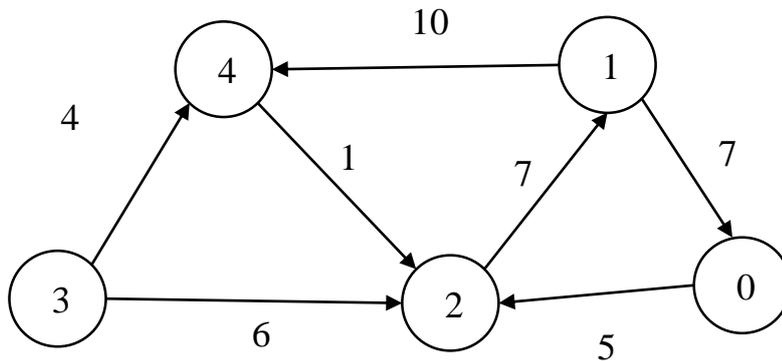


Рис. 6. Использование Алгоритма Флойда — Уоршелла

Алгоритм Джонсона (Johnson's algorithm)

- для всех рёбер (u, v) новый вес $\hat{\omega}(u, v) > 0$
- для всех пар вершин $u, v \in V$ путь p является кратчайшим путем из вершины u в вершину v с использованием весовой функции ω тогда и только тогда, когда p — также кратчайший путь из вершины u в вершину v с весовой функцией $\hat{\omega}$ [8].

Алгоритм Ли – Алгоритм волновой трассировки (Lee algorithm)

Алгоритм основан на методе поиска в ширину. Находит путь между вершинами s и t графа (s не совпадает с t), содержащий минимальное количество промежуточных вершин (ребер). Основное применение — трассировки электрических соединений на кристаллах микросхем и на печатных платах. Так же используется для поиска кратчайшего расстояния на карте в стратегических играх.

Алгоритм работает на дискретном рабочем поле (ДРП), представляющем собой ограниченную замкнутой линией фигуру, не обязательно прямоугольную, разбитую на прямоугольные ячейки, в частном случае — квадратные. Множество всех ячеек ДРП разбивается на подмножества: «проходимые» (свободные), т. е. при поиске пути их можно проходить, «непроходимые» (препятствия), путь через эту ячейку запрещён, стартовая ячейка (источник) и финишная (приемник). Назначение стартовой и финишной ячеек условно, достаточно — указание пары ячеек, между которыми нужно найти кратчайший путь.

Алгоритм предназначен для поиска кратчайшего пути от стартовой ячейки к конечной ячейке, если это возможно, либо, при отсутствии пути, выдать сообщение о непроходимости.

Работа алгоритма включает в себя три этапа: инициализацию, распространение волны и восстановление пути.

Во время инициализации строится образ множества ячеек обрабатываемого поля, каждой ячейке приписываются атрибуты проходимости/непроходимости, запоминаются стартовая и финишная ячейки.

Далее, от стартовой ячейки порождается шаг в соседнюю ячейку, при этом проверяется, проходимы ли она, и не принадлежит ли ранее меченной в пути ячейке.

Соседние ячейки принято классифицировать двояко: в смысле окрестности Мура и окрестности фон Неймана, отличающийся тем, что в окрестности фон Неймана соседними ячейками считаются только 4 ячейки по вертикали и горизонтали, в окрестности Мура — все 8 ячеек, включая диагональные.

При выполнении условий проходимости и непринадлежности её к ранее помеченным в пути ячейкам, в атрибут ячейки записывается число, равное количеству шагов от стартовой ячейки, от стартовой ячейки на первом шаге это будет 1. Каждая ячейка, меченая числом шагов от стартовой ячейки становится стартовой и из неё порождаются очередные шаги в соседние ячейки. Очевидно, что при таком переборе будет найден путь от начальной ячейки к конечной, либо очередной шаг из любой порождённой в пути ячейки будет невозможен.

Восстановление кратчайшего пути происходит в обратном направлении: при выборе ячейки от финишной ячейки к стартовой на каждом шаге выбирается ячейка, имеющая атрибут расстояния от стартовой на единицу меньше текущей ячейки. Очевидно, что таким образом находится кратчайший путь между парой заданных ячеек. Трасс с минимальной числовой длиной пути, как при поиске пути в окрестностях Мура, так и фон Неймана может существовать несколько. Выбор окончательного пути в приложениях диктуется другими соображениями, находящимися вне этого алгоритма. Например, при трассировке печатных плат — минимумом линейной длины проложенного проводника [9].

Список использованных источников

1. Воротников С. А., Информационные устройства робототехнических систем, МГТУ имени Н. Э.Баумана, 2005, 384с.
2. Берцун В. Н., Математическое моделирование на графах. Часть 2, Томск, изд-ва Том. Ун-ту, 2003, 88с.
3. Томас Х. Кормен, Чарльз И. Лейзерсон, Рональд Л. Ривест, Клиффорд Штайн. Алгоритмы: построение и анализ, Introduction to Algorithms. — 2-е изд. — М.: «Вильямс», 2006, 1296с.
4. Алгоритм Беллмана-Форда. Электронный ресурс. Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/Белмана_Форда
5. Рассел С. Дж., Норвиг, П. Искусственный интеллект: современный подход, Artificial Intelligence: A Modern Approach / Пер. с англ. и ред. К. А. Птицына. — 2-е изд.. — М.: Вильямс, 2006, 162с.
6. Алгоритм D, Электронный ресурс. Режим доступа: <http://idm-lab.org/project-a.html>
7. Алгоритм Флойда-Уоршелла. Электронный ресурс. Режим доступа:
8. <https://habr.com/ru/post/105825/>
9. Алгоритм Джонсона. Электронный ресурс. Режим доступа:
10. <https://habr.com/ru/company/otus/blog/510942/>
11. Алгоритм Ли (Волновой алгоритм). Электронный ресурс. Режим
12. доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/Алгоритм_Ли

УДК 621.391:519.727

БЫСТРОЕ ДЕКОДИРОВАНИЕ НИЗКОСКОРОСТНЫХ КОДОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БЫСТРОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ УОЛША

БУДЬКО А. А., ДВОРНИКОВА Т. Н.

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

E-mail: tania.d@inbox.ru

Аннотация. Данная работа посвящена применению ортогонального базиса Уолша в цифровой обработке сигналов при быстром декодировании низкоскоростных кодов.

Abstract. This work is devoted to the application of the orthogonal Walsh basis in digital signal processing for fast decoding of low-rate codes.

В настоящее время идет бурное развитие средств обработки информации. Разработчики сложных информационных систем стремятся увеличить надежность и помехоустойчивость отдельных элементов систем (средств обработки информации, устройств памяти, ввода-вывода, модуляции-демодуляции и др.), причем даже при очень высокой надежности элементов необходимо использовать общесистемные средства повышения помехоустойчивости [1].

Развитие средств обработки информации осуществляется по двум основным путям:

- 1) разработки эффективных алгоритмов вычислений, минимизирующих количество элементарных операций (сложения, умножения, пересылки);
- 2) создания элементной базы в виде наборов микропроцессорных комплектов и микроЭВМ с соответствующим математическим обеспечением.

Отсутствие эффективных алгоритмов приведет к созданию вычислительных систем низкой производительности, что не только экономически невыгодно, но в ряде случаев (например, при обработке сигналов в реальном масштабе времени) просто неприемлемо.

Совершенствование элементной базы и методов проектирования способствует расширению возможностей как программной, так и аппаратной реализации, открывает дополнительные резервы повышения точности, помехоустойчивости, быстродействия и других показателей эффективности.

Известно достаточно большое количество систем ортогональных функций. Однако применение той или иной системы ортогональных функций в радиотехнике и в других отраслях науки и техники зависит от ряда причин и, в первую очередь, от имеющейся элементной базы.

Кроме элементной базы, обеспечивающей практическое применение определенной системы ортогональных функций, необходимыми условиями является также и то, чтобы эти функции обладали определенными структурными и другими свойствами, а также обеспечивали возможную простоту генерирования и спектральных преобразований.

Функции Уолша находят применение в различных областях передачи и цифровой обработки информации. Интересной особенностью функций Уолша является то, что они имеют в настоящее время четыре системы упорядочения: Уолша–Адамара, Уолша–Пэли, Уолша–Качмажа и Уолша–Трахтмана. Преобразование Уолша осуществляется с помощью быстрых алгоритмов.

К настоящему времени имеется определенное количество таких алгоритмов, которые получены в основном используя факторизации матриц Уолша в различных упорядочениях. Все эти алгоритмы требуют одно и то же количество операций, а именно $N \cdot \log_2 N$. Возможное количество алгоритмов быстрого преобразования Уолша очень велико. Однако они не равноценны. При рассмотрении алгоритмов быстрого преобразования Уолша выделяются так называемые «замечательные» алгоритмы быстрого преобразования Уолша, позволяющие осуществлять вычисления на местах, экономя память; алгоритмы, имеющие одинаковый вид на каждой итерации и

др. Выбор того или иного алгоритма зависит от решаемой задачи, а также от возможностей практической реализации.

В работе рассматривается быстрое декодирование низкоскоростных кодов и метод получения алгоритмов быстрого преобразования Уолша основанный на представлении элементов матриц Уолша в экспоненциальной или показательной форме. Получено два новых алгоритма в системе упорядочения Уолша-Пэлли, которые как и полученные ранее алгоритмы Кули-Туки, Сэнди, Кроузера-Радера-Рошфора, Андрюса-Кейна относятся к «замечательным» алгоритмам. Эти алгоритмы быстрого преобразования Уолша обладают свойствами симметрии, их граф для любой размерности может быть легко получен. Все алгоритмы быстрого преобразования Уолша требуют одинаковое количество арифметических операций, однако решение об использовании для конкретного применения того или иного алгоритма принимается на основе сравнения. Известно, что алгоритмы Кули-Туки и Сэнди не требуют дополнительной памяти, поскольку вычисления осуществляются на местах. В то время алгоритм Кроузера-Радера-Рошфора не позволяет осуществить вычисления на местах и требует дополнительной памяти. Однако граф быстрого преобразования Уолша (алгоритм Гротера-Рейдера) имеет все одинаковые итерации, что дает определенное преимущество при осуществлении вычислений мгновенного спектра по Уолшу.

Полученные два варианта алгоритма быстрого преобразования Уолша в системе упорядочений Уолша-Пэлли являются симметричными и относятся к «замечательным». А рассмотренный метод извлечения алгоритмов быстрого преобразования Уолша может быть использован в различных системах упорядочений. На основе алгоритмов быстрых преобразований строятся процессоры быстрого преобразования Уолша.

При практическом использовании низкоскоростных кодов осуществляются две операции: кодирование и декодирование. Основной проблемой при использовании низкоскоростных кодов в радиотехнических устройствах является декодирование [2]. Быстрое преобразование Уолша дает возможность использовать быстрое декодирование низкоскоростных кодов. Быстрое декодирование, заключающееся в сокращении числа операций, необходимых для декодирования, является важной задачей.

Использование быстрого преобразования Уолша позволяет решать проблемы декодирования низкоскоростных кодов.

Список использованных источников

1. Мак-Вильямс Ф. Дж., Слоэн Н. Дж. А. Теория кодов, исправляющих ошибки. – М.: Связь, 1979.- 744 с.
2. Лосев В. В. Микропроцессорные устройства обработки информации. Алгоритмы цифровой обработки. Минск: Вышэйшая школа, 1990.-132с.

УДК 004.932-022.215

ВЫБОР ДЕСКРИПТОРОВ ПРИ ПРЕДСТАВЛЕНИИ И ОПИСАНИИ ГРАНИЦЫ БИНАРНОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ

МИТЮХИН А. И.

*Институт информационных технологий БГУИР
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: mityuhin@bsuir.by

Аннотация. Решается задача эффективного представления и описания объектов на изображениях с целью, например, их быстрого распознавания. Рассматривается алгоритм представления и описания границы на основе применения процедуры кодирования и процедуры выбора дескрипторов с использованием декоррелирующего линейного ортогонального преобразования в системе координат собственных векторов ковариационной матрицы изображения объекта.

Abstract. The problem of effectively presenting and describing objects in images is solved for the purpose of, for example, their rapid recognition. The algorithm of presenting and describing the boundary is considered based on the application of the coding procedure and the procedure of selecting the handles using the decorrelating linear orthogonal transformation in the system of coordinates of the own vectors of the kovaritic matrix of the image of the object.

Введение

В ряде приложений, связанных с обработкой сигналов и изображений, ставится задача распознавания интересующей области изображения. Задача распознавания области существенно упрощается, если процесс получения изображения области и ее представления внешней характеристикой (границей) описывается упорядоченной последовательностью целых чисел. Применяя надежный алгоритм сегментации, множеству пикселей, отражающих границу на сетке, можно сопоставить цепной код [1]. Отличительной особенностью этого кода является запись кодового слова в виде целочисленной последовательности. Если изображение границы имеет сравнительно плавные очертания, можно утверждать, что кодовая последовательность цепного кода имеет высокую степень коррелированности. Учитывая это свойство, распознавание области по форме границы предлагается реализовать на основе подхода, где используются спектральные дескрипторы. Высокая степень коррелированности исходных данных и описание их в спектральной области позволяет повысить уровень дифференциации существенных дескрипторов образов. С точки зрения эффективности обработки изображения, это особенно важно при аппаратно- программной реализации классификатора образов.

Теоретические принципы

Пусть 2D цифровое бинарное изображение формируется с применением равномерной пространственной дискретизации и регистрации на сетке с равномерным шагом. Исходный сигнал изображения $g(m, n)$ отображается матрицей размером $N \times N$. Обозначение m соответствует положению пикселя в строке матрицы, n обозначает положение пикселя в столбце матрицы. Если M обозначает число пикселей отражающих границу, то для представления границы в виде координатных пар потребуется $K = 2M$ десятичных чисел. Разрядность чисел зависит от параметров дискретизации и размера $N \times N$ матрицы. Рассмотрим предлагаемые этапы обработки сигнала изображения.

Первый этап. Вместо использования для представления границы всех значений координат (m, n) декартова произведения Z^2 , более эффективная запись границы достигается посредством кодирования изображения 8-связным цепным кодом. В этом случае кодовое слово $x = (x_0, x_1, \dots, x_{M-1})$ записывается в виде последовательности одноразрядных десятичных чисел определяемых на множестве $\{0, 1, \dots, 7\}$. Представление границы 8-связным цепным кодом потребует использования $\tilde{K} = M$ чисел. Для быстрого декодирования кода, синхронизации по началу кодового слова указываются координаты (m_0, n_0) начального (стартового) пикселя. На приемной стороне значения

(m_0, n_0) априори известны. Если изображения получены методом прогрессивной (построчной) развертки, точка (m_0, n_0) соответствуют самому верхнему левому пикселю границы. Для многих реальных задач представления границы бинарного изображения выполняется очевидное неравенство $\tilde{K} \ll K$, позволяющее иметь вычислительный выигрыш при обработке сигнала изображения.

Второй этап. Число дескрипторов, представляющих объект еще более можно сократить, если применить кодовому к слову $x = (x_0, x_1, \dots, x_{M-1})$ линейное ортогональное преобразование, т.е. осуществить процесс декорреляции. В общем виде операция декорреляции сигнала определяется выражением

$$\hat{x}(v) = \sum_{m=0}^{M-1} x(m)h(m, v), 0 \leq v \leq M-1, \quad (1)$$

где $\hat{x}(v)$ – значения спектральных дескрипторов, $h(m, v)$ – ортонормированные базисные функции с соответствующими частотными параметрами v .

После преобразования коррелированных значений последовательности x часть коэффициентов преобразования $\hat{x} = (\hat{x}_0, \hat{x}_1, \dots, \hat{x}_{M-1})$ становятся настолько малыми по величине, что их можно отбросить без практически заметного ухудшения качества восстанавливаемых данных. После фильтрации коэффициентов \hat{x} , сохраняются или передаются по каналу связи те спектральные дескрипторы, которые имеют максимальные значения дисперсии. В практических задачах распознавания образов дескрипторы удобно представлять в виде случайных векторов. Эффективное распознавание требует минимизации размера векторов дескрипторов, что эквивалентно уменьшению размера входа классификатора.

В качестве признаков, участвующих в описании и при распознавании классифицируемых изображений, могут выступать коэффициенты ДПФ (Фурье-дескрипторы), также коэффициенты таких действительных преобразований как ДКП, Уолша-Адамара, Хартли и др. Явным недостатком ДПФ является необходимость работы с комплексными числами, что приводит к удвоению вычислений. Кроме того, полной некоррелированности коэффициентов \hat{x} , используя названные преобразования, получить сложно.

Минимально возможное количество дескрипторов (полную декорреляцию) можно достичь, если использовать преобразование, где в качестве ядра $h(m, v)$ в выражении (1) используются собственные функции ковариационной матрицы исходных данных [2]. Для удобства запишем (1) в матричном виде.

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{H}\mathbf{X}, \quad (2)$$

где $\hat{\mathbf{X}}^T = (\hat{x}_0, \hat{x}_1, \dots, \hat{x}_{M-1})$ – вектор дескрипторов, $\mathbf{X}^T = (x_0, x_1, \dots, x_{M-1})$ – вектор цепного кода, \mathbf{H} – ортонормированная матрица собственных векторов ковариационной матрицы \mathbf{C} кода.

Обратное преобразование определяется как

$$\mathbf{X} = \mathbf{H}^T \hat{\mathbf{X}}. \quad (3)$$

Фильтрация (отбор) коэффициентов преобразования выполняется на основе дисперсионного критерия с учетом распределения собственных значений $\lambda = (\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{M-1})$ ковариационной матрицы

$$\hat{\mathbf{C}} = \text{diag}(\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{M-1}) \quad (4)$$

в области преобразований. В этом случае, значение каждого собственного числа λ_i в точности соответствует величине дисперсии σ_i^2 i -го дескриптора. Эффективность описание границы в области преобразований сводится к отбору из множества $\{\hat{x}_0, \hat{x}_1, \dots, \hat{x}_{M-1}\}$ дескрипторов, которые дают минимальное значение среднеквадратической ошибки ε после выполнения обратного преобразования (3).

Пример. Уменьшить размер входа обработки изображения границы озера, показанного на рис. 1.

После этапа сегментации данные в виде множество пикселей кодируются 8-связным цепным кодом. Граница представляется 32-точечной последовательностью

$$x = (7, 0, 1, 0, 6, 6, 6, 0, 0, 7, 5, 4, 5, 4, 4, 4, 5, 3, 3, 4, 4, 3, 3, 4, 3, 1, 1, 1, 0, 0, 1). \quad (5)$$

В лексикографическом представлении (4) с разверткой по столбцам последовательность x можно записать в виде матрицы \mathbf{X}_l

$$\mathbf{X}_l = \begin{pmatrix} 7 & 6 & 0 & 5 & 5 & 4 & 3 & 0 \\ 0 & 6 & 7 & 4 & 3 & 3 & 1 & 0 \\ 1 & 6 & 5 & 4 & 3 & 3 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 4 & 4 & 4 & 4 & 1 & 1 \end{pmatrix}^T. \quad (6)$$

Вычисление распределения собственных значений $\lambda(4)$ ковариационной матрицы кода показывает о высокой степени коррелированности отсчетов матрицы (6) и возможности эффективного описания исходных данных.



Рис.1. Аэрофотоснимок

Вычисленные собственные значения отражают соответствующие дисперсии дескрипторов и показаны в матрице (в области преобразований)

$$\hat{\mathbf{C}} = \text{diag}(\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_7) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,17 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 9,65 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 21,92 \end{pmatrix}. \quad (7)$$

Обратное преобразование реализовано с учетом распределения дисперсий (7) коэффициентов преобразования по матрице $\hat{\mathbf{X}}_l$, имеющей только 5 ненулевых значений.

$$\hat{\mathbf{X}}_l = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & -2,56 & -1,89 & 4,33 \\ -6,92 & 3,11 & 0 & 2,58 \end{pmatrix}.$$

Среднеквадратическая ошибки восстановленного изображения равна $\varepsilon \approx 0,17$. Неправильно восстановилось значение только одного пиксела из 32-х (вместо числа «1» получено число «2,06»).

Заключение

В определенных приложениях предлагаемый алгоритм цифровой обработки сигналов и изображений может обеспечивать высокую степень сокращения данных.

Список использованных источников

1. Burger, W. Digital Image Processing / W. Burger, M. J. Burger. – Berlin : Springer-Verlag Heidelberg, 2005, 2006. – 515 с.
2. Mitsukhin, A. Efficient Description of the Boundary of the Object under Observation / Proceedings; 59th IWK, Ilmenau Scientific Colloquium, Technische Universität Ilmenau, September 11-15, 2017. db.thuringen.de/rsc/viewer/dbt_derivate_00039296/ilm1-2017iwk-018.pdf?page=6.

УДК 681.518.5

ДИАГНОСТИКА ПРОМЫШЛЕННОГО ОБОРУДОВАНИЯ С ИЗМЕНЯЮЩЕЙСЯ ЧАСТОТОЙ ВАЛА

ЖУКОВСКИЙ К. Д., КЕЧИК Д. А., ДАВЫДОВ И. Г.

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

E-mail: zhukovskykd@gmail.com

Аннотация. В работе рассмотрено применение алгоритмов диагностики оборудования к вибрационным сигналам, полученным с исправного подшипника и подшипника с дефектом наружного кольца при различных скоростях вращения вала. Показана возможность диагностики оборудования при изменяющейся оборотной частоте.

Abstract. In this paper usage of algorithms of equipment diagnosing to vibrational signals observed at health and having outer ring defect bearings was considered. Possibility of diagnosing of equipment under varied speed conditions has been shown.

Введение

Одна из значимых проблем вибрационной диагностики – изменение частоты вращения вала как в ходе регистрации сигнала вибрации, так и между записями [1–3]. Для правильного заключения по наличию и степени выраженности дефекта важно оценить частоты, соответствующие дефектам, с высокой точностью [4, 5]. При работе подшипника с дефектами на поверхностях качения в спектре вибрационного сигнала появляются характерные составляющие, гармоники, с собственными частотами, по которым можно достаточно корректно выявить место нахождения дефекта. Источниками колебательных сил могут стать силы трения, кинематические и ударные (импульсные) силы при неровностях на поверхностях качения, силы параметрического происхождения вследствие изменения жесткости подшипника из-за периодического изменения количества нагружаемых тел качения. Численные значения частот этих гармоник зависят от соотношения геометрических размеров элементов подшипника, и конечно однозначно связаны с оборотной частоты вращения ротора контролируемого механизма. В нагруженном подшипнике можно дифференцировать четыре основные, характерные, применяемые для диагностики частоты - гармоник. Это гармоники (от оборотной частоты) вызываемые специфическими процессами на внешней обойме подшипника, на внутренней обойме подшипника, связаны с работой сепаратора подшипника, и с частотой вращения тел качения – шаров или роликов.

В качестве модулирующего и модулируемого процессов могут выступать гармонические процессы. Кроме гармонических составляющих вибрации в подшипнике присутствуют и случайные составляющие, возбуждаемые силами трения. Например, гармоническая модуляция случайной вибрации – признак появления дефекта как узла трения, периодически попадающего под нагрузку. Вид дефекта определяется по частотам модуляции, а его величина - по глубине модуляции. Но каждый из 4-х видов модуляции требует своих методов. Если оба закона периодические – применяется классический спектральный анализ. Если модулирующий закон случаен, рассматривают случаи, когда его частота на порядок ниже, и спектральные линии утолщаются (без расщепления, боковых составляющих, холмов). Тогда смотрят на несущие частоты и отношение ширины модулированных составляющих к ширине не модулированных. При случайной несущей и гармоническом модулирующем процессе анализируется спектра огибающей.

Постановка эксперимента

Применимость рассмотренных алгоритмов для вибрационной диагностики проверялась на наборе сигналов вибрации [6]. Набор данных снят с подшипника тестового стенда. 55 сигналов сняты при установленном исправном подшипнике, остальные – при установленном с дефектом наружного кольца. На предварительном этапе осуществлялась передискретизация с учётом изменения скорости вала по анализу спектрограммы [7, 3]. Изменение скорости вала можно оценивать и другими методами

– по сигналу тахометра [8, 9] или короткооконными авторегрессионными методами [10]. Затем осуществлялось уточнение оборотной частоты [1, 2]. Затем осуществлялся поиск информативных частот в автоспектре и спектре огибающей сигнала вибрации, уточнение параметров подшипников. Заключение о наличии дефекта выносилось по количеству обнаруженных информативных признаков в частотной области и построению трендов статистических показателей вибрации [9, 11].

Заключение

В ходе эксперимента на ансамбле сигналов наблюдался рост информативных составляющих в автоспектре и спектре огибающей. Заключение о наличии дефекта выносилось по схожести с шаблоном дефекта [4]. Нормированные значения схожести представлены на рис. 1. Видно, что выявлен рост выраженности дефекта наружного кольца.

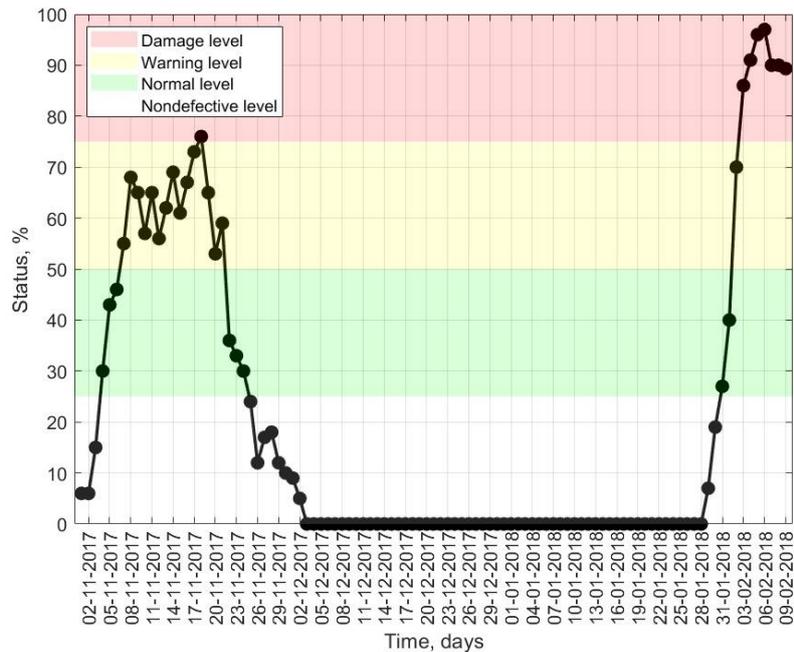


Рис. 1. Нормированные значения выраженности дефекта

Список использованных источников

1. Алгоритмы уточнения частоты вращения вала в задачах вибродиагностики роторного оборудования / Ю. П. Асламов [и др.] // Вестник Полоцкого Государственного Университета Серия В Промышленность Прикладные Науки. – 2017. – № 11. – С. 51-58.
2. Algorithms for refinement of the shaft rotational speed for solving the problems of vibration diagnostics of rotary equipment / Y. Aslamov [et al.] // First World Congress on Condition Monitoring. – London, the British Institute of Non-Destructive Testing, 2017. – P. 11.
3. Влияние изменения скорости вращения вала роторного оборудования на обработку в частотной области / Ю.П. Асламов [и др.] // Доклады Белорусского Государственного Университета Информатики И Радиоэлектроники. – 2018. – Т. 113, № 13. – С. 13-18.
4. Космач, Н. В. Способ вибрационной диагностики подшипников качения / Н. В. Космач, Ю. П. Асламов. – 2020.
5. Барков, А. В. Мониторинг и диагностика роторных машин по вибрации / А. В. Барков, Н. А. Баркова, А. Ю. Азовцев. – СПб : Изд. центр СПбГМТУ, 2000. – 159 с.
6. Kechik, D. Bearing 6213 OR Dataset / D. Kechik, Y. Aslamov, I. Davydov. – 2020. – Vol. 1.
7. Zhang, X. A new time synchronous average method for variable speed operating condition gearbox / X. Zhang, G. Wen, T. Wu // J. Vibroengineering. – 2012. – Vol. 14, № 4. – P. 1766-1774.
8. 变速机械故障诊断的转速跟踪采样方法 / 唐德尧 [и др.] Rotating speed tracking and sampling method of variable speed mechanical fault diagnosis. – 2013.
9. Кечик, Д. А. Компенсация изменения мощности виброакустического сигнала при изменении скоростного режима оборудования / Д.А. Кечик // Доклады БГУИР. – 2020. – Т. 18, № 5. – С. 27-34.
10. Кечик, Д. А. Оценка мгновенной частоты спектральных составляющих нестационарного виброакустического сигнала оконным методом прони / Д. А. Кечик // III Всероссийская акустическая конференция / Политех-пресс. – СПб, 2020. – С. 7.
11. Рябцев, П. Г. Анализ трендов метрик вибросигнала для оценки технического состояния промышленного оборудования / П. Г. Рябцев // Радиотехнические системы: материалы 53-й научной конференции аспирантов, магистрантов и студентов (Минск, май 2017 года). – Минск : БГУИР, 2017. – С. 82-83.

УДК 618.518.5:62-251

ИНТЕГРАЦИЯ СИСТЕМЫ ДИАГНОСТИКИ ПРОМЫШЛЕННОГО ОБОРУДОВАНИЯ С ЭКОСИСТЕМАМИ ТРЕНДА INDUSTRY 4.0, ПОСТРОЕННЫМИ НА ОСНОВЕ ФРЕЙМВОРКА FIWARE

КЕЧИК¹ Д. А., ДАВЫДОВ¹ И. Г., ГЕРАСИМУК² Я. В., ЦУРКО¹ А. В., СМОЛЕВ М. А.¹

¹Белорусский Государственный университет информатики и радиоэлектроники

²Белорусский государственный экономический университет

(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: ya.dan.kechik@yandex.by

Аннотация. В данной работе рассматривается применение компонентов FIWARE, соединение их с системой автоматизированной диагностики роторного оборудования и применение для передачи данных и объединения в экосистему с иными системами телеметрии, а также системами управления предприятием. Цель работы - обосновать использование рассмотренной системы в рамках автоматизированного производства, предложить вариант реализации системы диагностики оборудования в Индустрии 4.0.

Abstract. Application of FIWARE components is considered in this paper, coupling it with automatic system of vibration diagnosing of rotor equipment and its application for data transmission and unification with other telemetry systems and systems of enterprise management in the common ecosystem. The purpose of this paper is justification of application of the considered system within the automated industry and of the equipment diagnosing system implementation proposal in Industry 4.0.

Введение

Для повышения надёжности эксплуатации оборудования разработана область технической диагностики оборудования, которая включает в себя ряд методов выявления дефектов узлов машин и системы в целом. Особый интерес представляют собой методы неразрушающего контроля, т.е. не требующие выведения объекта диагностики из работы либо его демонтажа. Без нарушения режима работы оборудования осуществляется контроль ТС ПО множеством методов, называемых функциональными - отслеживание состояния смазки, температуры, анализ вибрации, шума, электромагнитного излучения и потребления тока. Их дополняют тестовые методы, предполагающие анализ реакции объекта диагностики на внешнее воздействие.

Для повышения надёжности эксплуатации промышленного оборудования (ПО) осуществляется непрерывный контроль его технического состояния (ТС). Одним из наиболее распространённых методов неразрушающего функционального контроля ТС ПО является анализ его вибрации. Вибродиагностика (ВД) – метод диагностирования технических систем и оборудования, основанный на анализе параметров вибрации, создаваемой работающим агрегатом либо возбуждаемой извне. Достоинства данного подхода - мгновенная реакция на изменение состояния машины и возможность анализа состояния труднодоступных узлов агрегата, возможность получения полной информации о состоянии агрегата [1, 2]. Используемые в диагностике методы позволяют оценивать как состояние агрегата в целом, так и его отдельных узлов, распознавать конкретные виды неисправности. По итогам наблюдений в течение некоторого времени составляется заключение о текущем состоянии оборудования, по итогам более длительных (несколько недель) наблюдений составляется прогноз изменения ТС ПО и выносятся рекомендации по его обслуживанию. Данный подход реализует **обслуживание по фактическому состоянию** (ОФС) (Predictive or condition-based maintenance), т.е. техническое обслуживание оборудования при обнаружении неполадок в его работе. Такой подход позволяет запланировать ремонт исходя из минимизации издержек [1, 3]. Например, точная центровка валов позволяет повысить средний срок службы подшипников и муфт в 3...8 раз, сократить внеплановые остановки оборудования, возникшие в результате расцентровки, более, чем в 2 раза [4]. Основные причины выхода из строя подшипников (до 90% случаев) могут быть выявлены с помощью системы диагностики и устранены [4]. Обслуживание по регламенту может приводить как ко значительному недоиспользованию ресурса деталей, так и к преждевременным отказам, что обусловлено случайной природой отказов и большим СКО распределения его вероятности [5].

В данной работе рассматривается включение системы диагностики оборудования в экосистему предприятия Индустрии 4.0. Тем самым достигается несколько целей:

- Стандартизация и возможность включения в единую систему разрозненных устройств телеметрии и контроля;
- Масштабируемость системы: достаточно просто организовать обработку и хранение данных с новой единицы оборудования или добавить в систему дополнительные вычислительные мощности;
- Отслеживание состояния оборудования и оперативное получение рекомендаций; простота доступа к любой информации о любой единице оборудования;
- Возможность использования рекомендаций в системах управления предприятием, например, запланировать замену элемента оборудования опираясь на его оцененный остаточный срок полезного использования.

Интеграция компонентов FIWARE в систему диагностики оборудования

Индустрия 4.0 открывает возможность разрабатывать промышленные системы, способные синхронизировать в реальном времени информацию с реальных устройств и данные в киберпространстве. Основные преимущества - непрерывный и удалённый контроль, возможность полной автоматизации [6]. Однако, люди не вытесняются полностью из производства - они остаются в области принятия решений [6].

Для организации сбора данных и хранения результата, а также интеграции с системами автоматизированного управления предприятием, предложено включить компоненты FIWARE в систему диагностики промышленного оборудования. FIWARE - это программная платформа с открытым исходным кодом, представляющий собой унифицированный набор стандартов и программных решений для управления потоками данных, облегчающие создание интеллектуальных систем [7]. Традиционный подход состоит в использовании “озёр данных”. Это системы хранения данных, соединённые со множеством баз данных и индексирующие их содержимое в соответствии с разнообразными целями и приложениями. Каждая система, интегрированная с озером данных, требует построения уникального ПО в качестве адаптера. “Озеро данных” требует регулярной очистки от информации, утратившей актуальность. Более совершенный подход к организации сбора, хранения и доступа к информации состоит в наличии брокера контекста (англ. Context Broker, КБ) [8]. Контекст в данном случае - любая актуальная информация о некоторых сущностях - любые их свойства (температура, местоположение, состояние и т.п.) и соотношения с другими сущностями.

КБ является посредником между множеством источников и получателей данных. Каждый источник данных регистрируется как некоторая сущность в общей базе данных. Данные, создаваемые каждым источником, поступают в КБ вместе с соответствующими метаданными с запросом на обновление виртуальной сущности. Метаданные содержат информацию об объекте (например, расположение датчика), временные отметки, информацию о состоянии объекта или его изменении. Потребитель же сначала должен открыть существующие источники данных, сделав соответствующий запрос, содержащий условия, которым должен удовлетворять источник. Далее он может запросить данные некоторого выбранного источника, подписаться на уведомления о его обновлении. Возможные схемы организации обмена информацией приведены на рис. 1 [8]. Для небольших систем более подходящей является централизованная архитектура - рис. 1.а). Здесь один центральный КБ полностью отвечает за весь обмен данными. Для географически распределённых систем лучше подходит распределённая архитектура - рис. 1.б). Отличие данной архитектуры в том, что некоторые операции, в частности передача данных от источника к получателю, происходит минуя централизованное хранилище, которое используется только для хранения метаданных.

Плюсы интеграции при помощи КБ [8]:

- 1) Гибкая система запросов и поиска информации; поддержка встроенных запросов (часто используемых) и неограниченных объединённых систем.
- 2) Позволяет загружать и получать всю метаданную - период валидности, геолокацию и т.п.
- 3) Масштабируемое решение для соединения разнородных ресурсов; дружественный к разработчикам.
- 4) Все данные организованы как data graph и легко связываются друг с другом.

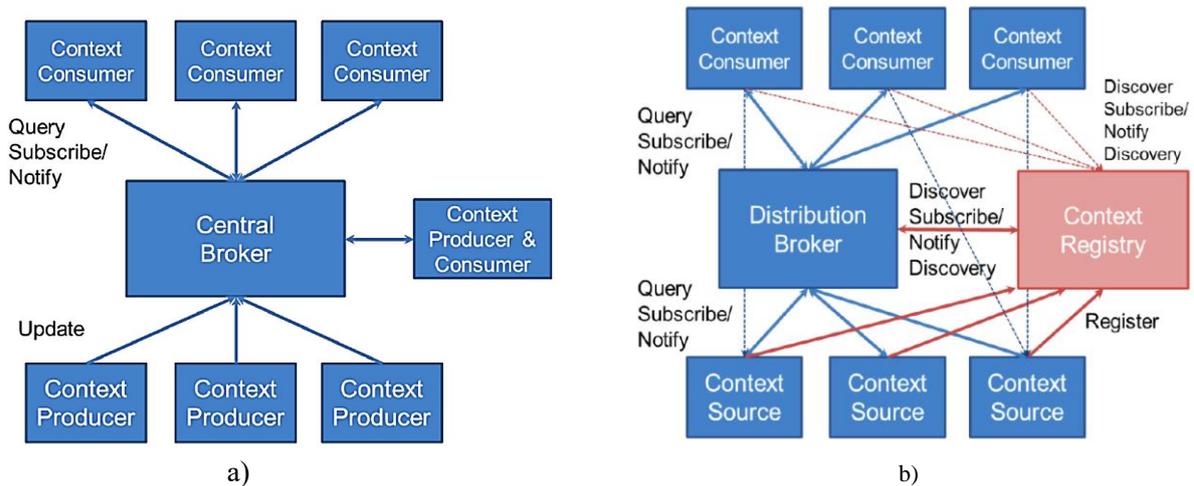


Рис. 1. Архитектуры системы интеграции, основанные на контекст-брокере:
а) централизованная; б) распределённая архитектура

В отличие от озёр данных, система не требует обязательной очистки данных, т.к. потребитель получает только последнюю информацию, соответствующую его запросу [8].

Ниже (рис. 2) представлена схема предложенной реализации соединения компонентов FIWARE с системой диагностики промышленного оборудования. В результирующей системе источниками информации являются блоки телеметрии, которые снимают сигналы вибрации и отправляют их в хранилище. КБ обновляет соответствующую данному оборудованию виртуальную сущность, содержащую метаинформацию - ссылку на файл, важнейшие статистические показатели вибрации (СКЗ, пик-фактор), обновляет базу данных с предыдущими состояниями агрегата. Интеграция с внешними системами позволяет получать и обрабатывать файлы от сторонних источников, предоставлять другим системам обработки записанные файлы, а также предоставлять результаты обработки системам принятия решений.

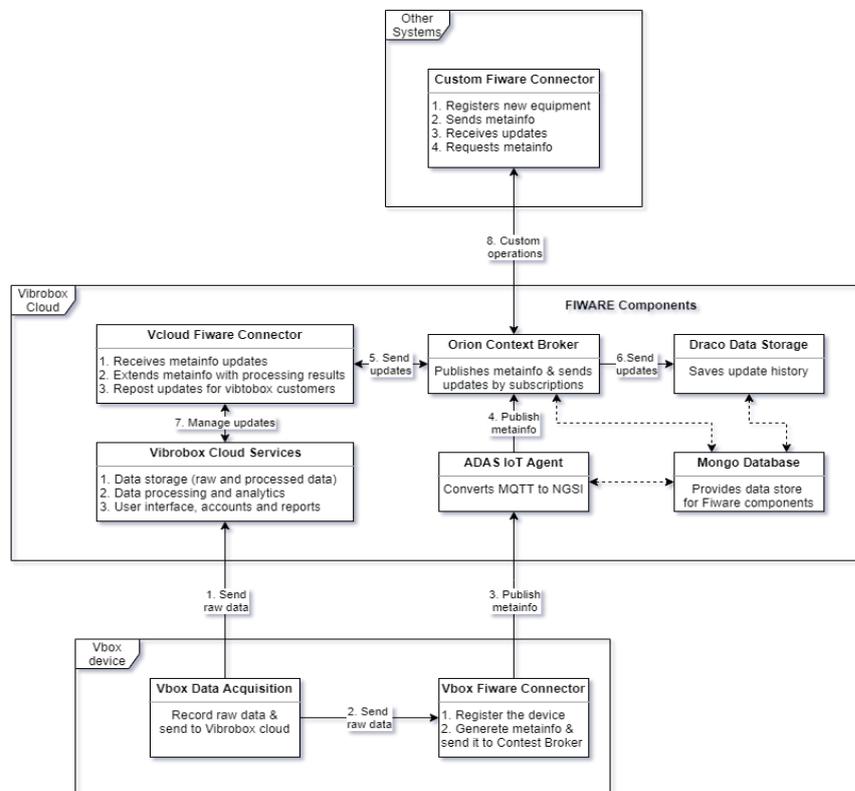


Рис. 2. Схема интеграции компонентов FIWARE в систему диагностики промышленного оборудования

Для включения системы диагностики оборудования в общую экосистему разработан микросервис Vbox FIWARE Connector (Vbox-fc), который разворачивается на платформе модуля телеметрии, получает и публикует метаданные в формате, специфицированном FIWARE. На облачном сервере в виртуальной среде, созданной в контейнере Docker, запускаются микросервисы FIWARE. Запросы на регистрацию новой сущности или обновление метаданных поступают сначала на IoTA конвертер, преобразующий MQTT запрос в принятый в FIWARE NGSI запрос, после чего мета публикуется в КБ, реализованном в микросервисе Orion Context Broker (CBroker).

CBroker отправляет уведомления сервисам-подписчикам - Draco (микросервис, сохраняющий историю обновлений в базе данных Mongo Database) и Vcloud FIWARE Connector (Vcloud-fc).

Vcloud-fc - микросервис, разработанный для отправки разработанный для отправки принятой метаданных обработчику (Vcloud) для вычислений. Дополнительно может запускаться телеграм-бот и разработанный микросервис VibroBox bot (Vbot), который получает обновления от КБ и отправляет информацию об обновлениях через бота.

Разработанные компоненты доступны в репозитории Github [9] в месте с документацией и инструкциями по развёртке и запуску системы. Ниже представлены результаты работы системы в ходе эксперимента. На рис. 3 (а) показана развёртка микросервисов в контейнере Docker, на рисунке 3 (б) продемонстрирована успешная отправка уведомлений через бота. Развёртка системы была проверена под управлением ОС Windows 10 и Linux Ubuntu 18.

Результаты

В рамках выполнения гранта MIDIN был проведен эксперимент на объекте энергетики - водяном насосе на ТЭЦ. Эффективность использования компонентов FIWARE для соединения внешней системы телеметрии с системой автоматизированной диагностики оценена по четырем ключевыми показателями эффективности (Key Performance Indicators, KPI):

1. Метаданные сигналов телеметрии успешно передаются от регистрирующих устройств через компоненты FIWARE на платформу VibroBox;
2. Время развёртки автоматизированной системы диагностики для нового типа оборудования от момента установки датчиков до момента готовности системы к использованию - менее 14 дней, включая самообучение и подстройку системы;
3. Время масштабирования для оборудования схожего типа, кинематическая схема которого уже имеется в системе - менее 5 дней;
4. По результатам испытаний получена предварительная оценка величины снижения простоев оборудования на предприятии на 10%.

Автоматизированное предприятие Индустрии 4.0 может управляться автоматически, адаптируясь к меняющимся условиям, в том числе ТС ПО [6]. Планируется разработать модели управления предприятием, которые учитывают необходимость обслуживания и текущее состояние ПО.

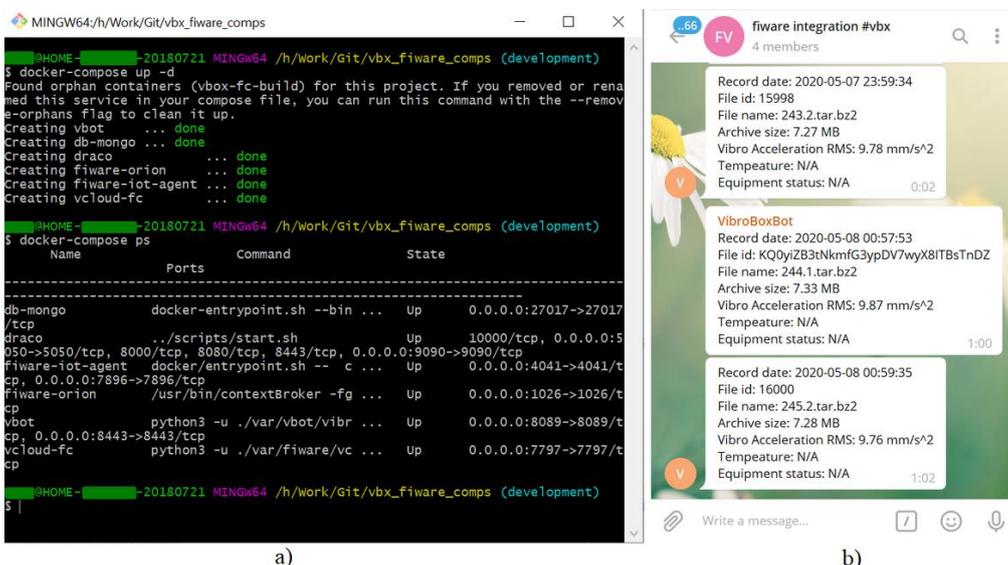


Рис. 3. Демонстрация работы системы: а) запуск компонентов в виртуальной среде; б) уведомления об обновлениях, получаемые посредством бота

В настоящее время существуют вероятностные описания выхода из строя узлов оборудования, модели функционирования предприятия с учётом его загрузки и особенностей техпроцесса. Загрузкой оборудования и формой организации техпроцесса определяются издержки, возникшие в результате простоя в каждый момент времени. Например, остановка некоторой единицы оборудования может привести к простоям всего цеха, неожиданные остановки в моменты, когда предприятие загружено, могут привести к задержкам в поставках и штрафам. С учётом расширенных моделей функционирования предприятия при помощи автоматизированных систем управления и диагностики возможно минимизировать издержки, возникающие вследствие неисправностей оборудования.

Выводы

Предложен вариант интеграции системы диагностики оборудования с компонентами FIWARE для включения в экосистему управления предприятием Индустрии 4.0. Показана высокая масштабируемость решения, возможность объединения с другими системами диагностики и телеметрии. Предложено направление развития экосистемы управления предприятием.

Список использованных источников

1. Ширман, А. Р. Практическая вибродиагностика и мониторинг состояния механического оборудования / А. Р. Ширман, А. Б. Соловьёв. – М. : Наука, 1996. – 276 с.
2. Генкин, М. Д. Виброакустическая диагностика машин и механизмов / М. Д. Генкин, А. Г. Соколова. – М. : Машиностроение, 1987. – 288 с.
3. Scheffer, C. Practical Machinery Vibration Analysis and Predictive Maintenance / C. Scheffer, P. Girdhar. – Elsevier, 2004. – 263 p.
4. Абрамов, И. Л. Вибродиагностика энергетического оборудования / И. Л. Абрамов. – Кемерово : КузГТУ, 2011. – 81 с.
5. Вибродиагностика: Моногр. / Е.З. Мадорский [и др.]; ред. Г. Ш Розенберг. – СПб : ПЭИПК, 2003. – 284 с.
6. Kamaludin, N. Cyber Physical System in the industry / N. Kamaludin, B. Mulyanti // IOP Conf. Ser. Mater. Sci. Eng. – 2020. – Т. 830. – Р. 8.
7. Developers [Electronic resource] / FIWARE. – Mode of access: <https://www.fiware.org/developers/>. – Date of access: 11.10.2020.
8. NGSi-LD API: for Context Information Management / D. Bees [и др.].
9. Tsurko, A. V. VibroBox/fiware_components / A. V. Tsurko, D. Kechik. – VibroBox, 2020.

УДК 004.42:004.383.3

ОБРАБОТКА ЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ

АНТОНЕНКО М. С., ПЕЧЕНЬ Т. М.

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

E-mail: tat@bsuir.by

Аннотация. В данной работе представлены результаты сравнения способов аналоговой обработки и плагинов, эмулирующих эту обработку в цифровом формате, оценки на сколько достоверны плагины, как VST-плагины изменяют характеристики звуковых сигналом и на сколько сопоставимы результаты обработки VST-плагинами и аналоговыми устройствами.

Abstract. This paper presents the results of comparing analog processing methods and plug-ins that emulate this processing in digital format, evaluating how reliable the plug-ins are, how VST plug-ins change the characteristics of audio signals, and how comparable the results of processing by VST plug-ins and analog devices are.

Актуальность данной работы обусловлена использованием современной научно-технической литературы, а также применением новейших методов исследования.

В настоящее время существует и активно используется два вида обработки звуковых сигналов: аналоговый и цифровой. Для аналоговой обработки звуковых сигналов используются аналоговые приборы (компрессоры, эквалайзеры и т.д.), которые подключаются к консоли, собирающей сигналы из разных источников и выводящей звук на аудиосистему, расположенную в студийном помещении. Аналоговый вариант обработки звука является достаточно дорогим, но высоко качественным. Но в цифровом виде существует огромное количество эмуляций аналоговых приборов. Некоторые инженеры принципиально выбирают для обработки дорогой способ с использованием аналоговых приборов, а другие наоборот используют плагины, эмуляции аналоговых приборов. Второй вариант обработки называется «in the box», что в переводе с английского «в коробке». Это означает, что вся работа по сведению осуществляется непосредственно в секвенсоре.

В цифровом виде существует огромное количество эмуляций аналоговых приборов. Для цифровой обработки используют специальные программы – секвенсоры DAW (Digital Audio Workstation). Обрабатываются звуковые сигналы в таких программах путем использования плагинов. Плагины – это дополнительное программное обеспечение, позволяющее добавлять в DAW новые виртуальные инструменты или эффекты обработки. Существуют несколько форматов плагинов: VST, AU, RTAS, AAX, TDM [1]. Самый распространенный формат VST. Он поддерживается почти всеми DAW. Стоит отметить, что данный формат поддерживается такими секвенсорами как: Steinberg Cubase, Cockos REAPER, Ableton Live, Imagine-Line FL Studio, PreSonus Studio One, Cakewalk Sonar, Acoustica Mixcraft, Audacity, и т. д. AU (Audio Units) – формат аудио-плагинов Mac OS X, разработанный для Core Audio. Данный формат поддерживается меньшим количеством DAW. Главным образом его поддерживают Logic Pro X, Digital Performer, Cockos REAPER [2].

Cubase создает проект, который позволяет работать с MIDI-файлами, сырыми (необработанными) аудиотреками и другой информацией, и представлять их в виде диапазона разнообразных форматов. Пользователь может экспортировать трек в стереоформате (.wav) для последующего выпуска аудио в формате CD, DVD или публикации в Интернете. Основное расширение файлов проектов Cubase – *.cpr. Существует возможность переноса аудиопро젝тов из Cubase в другие рабочие станции в формате OMF.

Программа доступна на следующих языках: английский, немецкий, французский, испанский, итальянский, португальский, японский, китайский, русский. Бесплатная версия Steinberg Cubase LE 10.5 имеет ряд ограничений: 1) максимальное количество миди-треков – 24; 2) максимальное количество аудио-треков – 16; 3) максимальное количество VSTi – 8; 3) максимальное количество групповых каналов – 8.

RTAS (Real Time AudioSuite) – формат аудио-плагинов, разработанный компанией Digidesign исключительно для использования в секвенсоре AVID Pro Tools 10 и более ранних версиях данной DAW. AAX (Avid Audio eXtension) – формат аудио плагинов, который используется в секвенсоре AVID Pro Tools версии 10 и более новых. Представлен в двух вариациях: AAX DSP и AAX Native [3].

TDM (Time-division Multiplexing) – версия плагинов для AVID Pro Tools, которые устанавливаются на внешнем оборудовании, таком как DSP-процессоры, для сверхвысокой точности обработки и качества. TDM плагины обычно устанавливают в студийных системах высокого качества, которые оборудованы отдельными чипами для обработки аудио-сигналов.

В табл. 1. приведены сравнительные характеристики секвенсоров [1–4].

Таблица 1. Сравнение секвенсоров

| DAW | Steinberg Cubase 10.5 LE | Cockos Reaper | Imagine Line Studio FL | Ableton Live 10 | Studio One 4 Prime |
|--|--------------------------|---------------|------------------------|-----------------|--------------------|
| Максимальное количество аудио-треков | 16 | Не ограничено | Не ограничено | Не ограничено | Не ограничено |
| Максимальное количество миди-треков | 24 | Не ограничено | Не ограничено | Не ограничено | – |
| Максимальное количество VSTi | 8 | Не ограничено | Не ограничено | Не ограничено | – |
| Максимальное количество групповых треков | 8 | Не ограничено | Не ограничено | Не ограничено | Ограничено |
| Возможность сохранения проекта | Есть | Есть | Отсутствует | Есть | Есть |
| Возможность экспорта | Есть | Есть | Только .wav и .mp3 | Есть | Есть |
| Возможность экспорта мультитрека | Нет | Есть | Есть | Есть | Есть |
| Поддержка сторонних VST2, VST3, Re-wire плагинов | Есть | Есть | Есть | Есть | Нет |

Как видно из табл. 1. максимально полными по техническим возможностям секвенсорами являются Cockos Reaper 6 и Ableton Live 10. На сайте производителя Cockos Reaper 6 не указаны какие системные требования нужны для запуска. Таким образом, можно сделать вывод, что эта программа может запускаться на достаточно слабом технически ПК. Для работы в Ableton Live 10 необходимо:

- Операционная система: Windows 7, Windows 8 или Windows 10;
- Процессор: 64-х битный Intel® Core™ i5 или AMD многоядерный процессор и быстрее;
- Оперативная память: 4 Гб минимум (8 Гб или больше рекомендуется).

Исходя из этих системных требований можем сделать заключение, что использование секвенсора Cockos Reaper в качестве плагина намного выгоднее, т.к. системные требования настолько малы, что запустить ее можно даже на очень слабом компьютере. В тоже время для эффективной работы в любой из DAW требуется достаточно производительный ПК.

В данной работе проводилось сравнение характеристик спектра синусоидального сигнала, обработанного с помощью аналогового устройства (Universal Audio 1176LN Limiting Amplifier) и цифровыми плагинами (Arturia – Comp FET-76, Native Instruments VC 76, Universal Audio 1176LN Limiting Amplifier [4]). Отметим, что данные плагины и аналоговый прибор используются для обработки голоса человека или музыкального инструмента.

На рис. 1. изображен Universal Audio 1176LN.



Рис. 1. Universal Audio 1176LN

На рис. 2. представлен спектр синусоидального сигнала, обработанного с помощью Universal Audio 1176LN Limiting Amplifier.

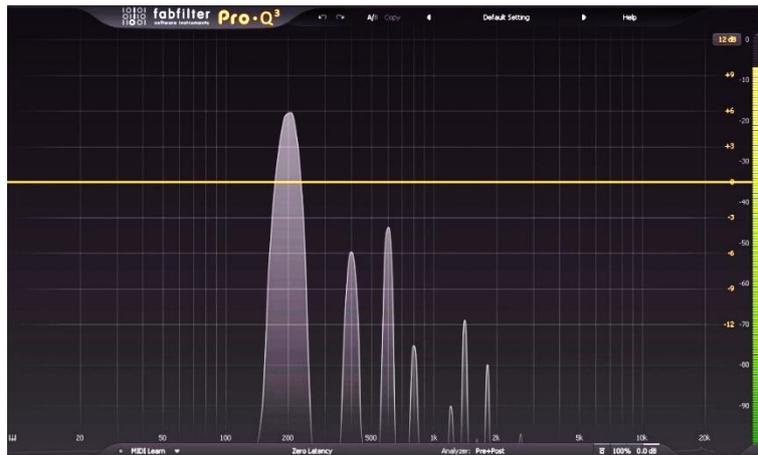


Рис. 2. Спектр синусоидального сигнала после обработки UA 1176LN

Данный спектр (рисунок 2) достаточно узкий и состоит из двух рядов гармоник, который привносит в сигнал аналоговый прибор. Первый ряд: основная гармоника, которая имеет частоту 200 Гц и субгармоники на частотах, кратных основной, а именно: 400 Гц, 800 Гц, 1600 Гц. Второй ряд: основная гармоника на частоте 600 Гц и субгармоники на 1200 Гц, 2400 Гц.

Далее были исследованы сигналы, полученные с плагинов. Все настройки, кроме Output, примерно одинаковые, т.к. плагин не имеет пошагового деления значений. Output изменяли для того, чтобы получить примерно одинаковый выходной уровень. Если Output не изменять как и на аналоговом устройстве, то получаем уровень выходного сигнала, значительно превышающий 0 dBFs. Причиной этому является то, что для аналогового измерения используется шкала dBu, в которой клиппинг (перегрузка) у микшерной консоли происходит на +26 dBu, что эквивалентно +18 dBFs. Из этого можно сделать вывод, что у аналогового оборудования динамический диапазон намного шире, чем у плагинов, эмулирующее это оборудование. Поэтому существует такой процесс как юстирование, когда выходной уровень аналогового прибора максимально подгоняется под цифровую шкалу измерения уровня сигнала, чтобы избежать цифровой перегрузки. Также применяется работа минимум с 32 битным разрешением для корректной оцифровки звука, т.к. начиная от 32 бит возможно полная реконструкция звука простым уменьшением громкости оцифрованного звукового сигнала. Однако данная функция не доступна на большинстве бюджетных АЦП-ЦАП устройств.

Исследование программной обработки звуковых сигналов начинали с плагина от компании Waves Audio, эмулирующий прибор CLA 76 (см. рис. 3.).



Рис. 3. CLA 76 от Waves Audio

Спектр, полученный с помощью обработки этого плагина, изображен на рис. 4.

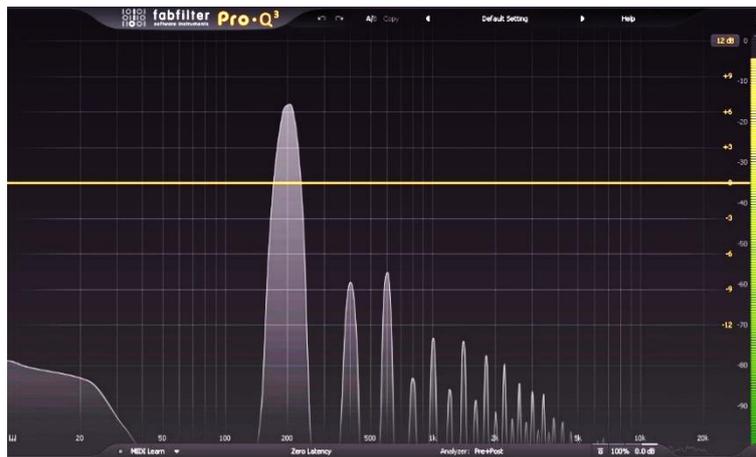


Рис. 4. Спектр синусоидального сигнала, обработанного с помощью CLA-76

Анализируя полученный спектр, можно отметить следующее: спектр после обработки стал широким, появилось некоторое количество дополнительных рядов гармоник, уровень которых равномерно уменьшается. Также видно на рис. 4, что появился шум на низких частотах, а именно: от 0 Гц до 40 Гц и его максимальный уровень равен 80 дБ.

Следующий плагин производства компании Arturia – Comp FET-76 (см. рис. 5).



Рис. 5. Arturia Comp FET-76

Спектр сигнала, обработанного с помощью плагина Comp FET-76 изображен на рис. 6.



Рис. 6. Спектр синусоидного сигнала, обработанного Comp FET-76

Данный спектр еще шире, чем у CLA 76. Это значит, что плагин вносит большое количество гармоник в исходный сигнал. И в сравнение с аналоговым прибором здесь просчитывается абсолютно весь спектр гармоник и субгармоник. Что еще меньше похоже на спектр, взятый за основу.

Далее обработаем исходный сигнал плагином от компании IK Multimedia – TR5 Black 76 (см. рис. 7).



Рис. 7. IK Multimedia TR5 Black 76

Спектр обработанного сигнала представлен на рис. 8.

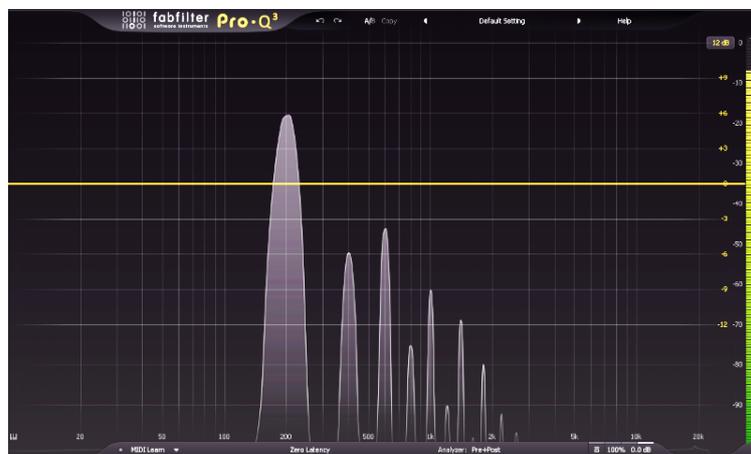


Рис. 8. Спектр синусоидального сигнала, обработанного с помощью плагина TR5 Black 76

По этому спектру видно, что он достаточно узкий по сравнению с другими плагинами, эмулирующими аналоговый прибор. Также данный плагин создает только один дополнительный ряд гармоник основная гармоника которого имеет частоту 1000 Гц и субгармонику на 2200 Гц. При сравнение полученного спектра после обработки исходного синусоидального сигнала с помощью TR5 Black 76 со спектром, полученным после обработки исходного сигнала с помощью аналогового прибора, то полученный спектр максимально походит на спектр «эталонный» спектр.

В результате проведенного исследования сравнений спектров звуковых сигналов, обработанных программным цифровым способом установили, что максимально приближенный спектр сигнала с плагина Universal Audio 1176LN Limiting Amplifier, является спектр, полученный после обработки с помощью плагина IK Multimedia TR5 Black 76, эмулирующего данный прибор. Эмулирующий плагин имеет достаточно узкий спектр, а также только один дополнительный ряд гармоник. VST-плагины не могут точно эмулировать прохождение сигнала через аналоговый прибор, т.к. есть факторы, которые влияют на восприятие звука человеком.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Electronic Drum Advisor [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://www.electronicdrumadvisor.com/plugin-formats-differences-between-vst-vst3-au-aax-rtas-tdm>.
2. Steinberg [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://new.steinberg.net/cubase/compare-editions>.
3. Imagine Line [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://www.image-line.com/flstudio-feature-comparison/index.php>.
4. Audient [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://audient.com/tutorial/what-is-clocking>.

УДК 621.391:514.174.6

ОБРАБОТКА ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ЦЕЛОЧИСЛЕННЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ МОДУЛЯРНЫХ РЕШЕТЧАТЫХ СТРУКТУР

САЛОМАТИН С. Б.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)**E-mail: salomatin@bsuir.by*

Аннотация. Пространственно-временные сигналы позволяют получить максимально возможный порядок разнесения в многолучевых каналах передачи [1]. Уравнение модели системы передачи имеет вид $y = Hx + n$, где y – вектор принимаемого сигнала; H – матрица модели канала; x – передаваемый сигнал; n – вектор шума приема. Оптимальный алгоритм приема строится на основе критерия максимального правдоподобия при заданной сложности обработки. Один из методов решения задач такого рода основан на применении алгоритмов сферического декодирования (задача CVP) на основе модулярной теории решеток.

Abstract. Space-time signals allow the highest possible diversity order in multipath transmission channels [1]. The equation of the transmission system model has the form $y = Hx + n$, where y is the vector of the received signal; H - channel model matrix; x - transmitted signal; n is the receive noise vector. The optimal reception algorithm is based on the maximum likelihood criterion for a given processing complexity. One of the methods for solving problems of this kind is based on the application of spherical decoding algorithms (CVP problem) based on modular lattice theory.

Метод исследования

Решетку Λ можно определить как дискретную, абелеву подгруппу действительного или комплексного векторного пространства V , т. е. $V = \mathbb{R}^n$. Пусть $n \leq d$ и $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{d \times n}$ это матрица, столбцы которой представляют собой линейно независимые векторы $b_i \in \mathbb{R}^d$. Множество

$$\Lambda(\mathbf{B}) = \Lambda(\mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_n) = \left\{ \sum_{i=1}^n a_i \mathbf{b}_i, a_i \in \mathbb{Z} \right\}$$

называется решеткой [2].

Матрица $\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_n]$ называется базисом решетки $\Lambda(\mathbf{B})$. Число линейно независимых векторов базиса определяют размерность решетки $\dim\{\Lambda(\mathbf{B})\}$. Одномерная решетка имеет ровно два базиса. Для $n > 1$ каждая решетка имеет бесконечное число базисов.

Структура решеток тесно связана со свойствами групп и колец. Целочисленная решетка может иметь структуру смежных классов вида

$$\Lambda = \Lambda' + \left[\frac{\Lambda}{\Lambda'} \right],$$

где $\left[\frac{\Lambda}{\Lambda'} \right]$ - система смежных классов, представляющая собой элементы частной группы Λ/Λ' .

Геометрически Λ' является подрешеткой Λ со своей фундаментальной областью. Число точек подрешетки, лежащих внутри фундаментальной области называется индексом подрешетки.

Терм $[\Lambda/\Lambda']$ содержит конечное множество число точек решетки, которые образуют семейства точек класса эквивалентности, определяемого отношением эквивалентности. Точки решетки в каждом таком семействе обладают следующим свойством. Любая точка соотносится с другой точкой семейства через сложение с вектором подрешетки Λ' . Такое представление обобщает концепцию модулярных операций в \mathbb{Z} . В частности, про элементы класса эквивалентности говорят, что они получены по модулю эквивалентности Λ' .

Сферическое декодирование на основе процедуры аппроксимации в целочисленной области

В основе процесса декодирования лежит метод целочисленного решения задачи наименьших квадратов [2]:

$$\min_{s \in \mathbb{Z}^m} \|\mathbf{H}\mathbf{s} - \mathbf{y}\|_2^2,$$

где $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^n$ и $\mathbf{H} \in \mathbb{R}^{n \times m}$.

Решением задачи является целочисленный вектор \mathbf{s} , минимизирующий величину $\|\mathbf{H}\mathbf{s} - \mathbf{y}\|_2^2$. При этом координатами вектора \mathbf{s} являются целые числа, а элементы матрицы \mathbf{H} и вектора \mathbf{y} принадлежат области действительных чисел. С точки зрения геометрии все векторы \mathbf{s} формируют прямоугольную m -мерную решетку.

Решетка, имеющая циклы, может быть представлена модулярным линейным уравнением вида

$$\Lambda = \{y: \langle u_1, y \rangle = 0 \text{ mod } k_1 \wedge \langle u_2, y \rangle = 0 \text{ mod } k_2 \wedge \dots \wedge \langle u_d, y \rangle = 0 \text{ mod } m \wedge\},$$

решения уравнения являются точками решетки.

Образующая решетка смежного класса Λ' может быть геометрически близка к решетке Λ , если близки координаты их точек.

Для оценки степени близости двух решеток вводится понятие меры близости $(\mathbf{H}, \varepsilon)$ и генераторной матрицы двух решеток $\mathbf{H} = [h_{i,j}]$ и $\mathbf{H}' = [h'_{i,j}]$

$$\|\mathbf{H}, \varepsilon\| \triangleq \max_{i,j} \{|h_{i,j} - h'_{i,j}|\} < \varepsilon,$$

где ε – произвольное положительное действительное число.

Используя данные свойства, можно для заданной целочисленной решетки Λ построить близко расположенную циклическую решетку изменяя генераторную матрицу Λ с помощью отображения $\sigma(\Lambda)$, что решает задачу сферического декодирования пространственно-временного сигнала.

Любая решетка может быть аппроксимирована решеткой с t циклами. Все циклические решетки могут быть представлены в базисе в нормальной формы Эрмита (HNF) вида

$$\mathbf{H}_{HNF} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ h_{n,1} & h_{n,2} & \dots & h_{n,n-1} & t \end{bmatrix}.$$

Применение базиса HNF позволяет упростить решение CVP-задачи в MIMO системах связи.

Заключение

Алгоритмы, использующие коды-решетки Λ , позволяют решить задачу аппроксимации сферического декодирования в целочисленной области.

Такой вид декодирования позволяет построить быстрые алгоритмы обработки, сложность которых пропорционально заданному количеству точек решетки.

Список использованных источников

1. Бакулин, М. Г. Технология MIMO: принципы и алгоритмы/ М. Г. Бакулин, Л. А. Варукина, В. Б. Крейнделин. – М.: Горячая линия. – Телеком, 2014. – 244 с.
2. Monteiro, F. Lattices in MIMO Spatial Multiplexing: Detection and Geometry/ F. Monteiro. – Department of Engineering University of Cambridge, 2012. – 196 p.

УДК 004.7:519.168-021.465

ОПТИМАЛЬНАЯ МАРШРУТИЗАЦИЯ В МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ КОМПЬЮТЕРНЫХ СЕТЯХ С УЧЕТОМ ТРЕБОВАНИЙ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ

ШПАК К. С.

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

E-mail: withcane@gmail.com

Аннотация. В работе были исследованы методы оптимальной маршрутизации информационных потоков в сетях телекоммуникаций, рассмотрены и изучены методы решения многокритериальных задач оптимизации в приложении к задачам маршрутизации. Для решения задачи оптимальной маршрутизации предлагается использовать модифицированный алгоритм Дейкстры. Показанная модификация позволяет искать оптимальные маршруты только среди QoS- допустимых, а также изменять критерии оптимальности в соответствии с требованиями того или иного сервиса. Следует также отметить, что предложенный способ формирования метрики позволяет вычислять QoS- параметры маршрутов практически по любой формуле или алгоритму, что делает его привлекательным для использования при решении задач QoS- оптимальной маршрутизации.

Abstract. The methods of optimal routing of information flows in telecommunication networks were considered in the work, methods for solving multi-objective optimization problems in the application to routing problems were considered and studied. It's proposed to use the modified Dijkstra's algorithm, to solve the problem of optimal routing. Shown modification allows to search for optimal routes only among QoS-allowable paths, and also to change the optimality criteria in accordance with the requirements of the Quality of Service. It should also be noted that the proposed method of forming a metric allows to calculate QoS parameters of routes in virtually any formula or algorithm, which makes it attractive for use in solving QoS-optimal routing problems.

На сегодняшний момент особую актуальность в сфере телекоммуникационных и сетевых технологий имеют задачи оптимизации, в частности оптимальной маршрутизации с учетом требований качества обслуживания (Quality of Service, QoS), которые заключаются в решении оптимизационных задач с учетом нескольких различных изолированных либо зависимых критериев.

В общем случае, задача QoS-маршрутизации может быть сформулирована как модель оптимальной многокритериальной маршрутизации, рассматриваемая на множестве QoS-осуществимых путей. В настоящее время предложено несколько подходов к решению этой задачи, основанных на применении модифицированного алгоритма Дейкстры с учетом ограничений на QoS-параметры. Существуют различные подходы к решению задач многокритериальной оптимизации и, в частности для решения задач оптимальной маршрутизации с учетом требований качества обслуживания [1], [2]. Применяются как классические [2], [3], так и эвристические [4] алгоритмы для решения таких задач.

В работе [5] для формирования единой метрики, учитывающей несколько QoS-параметров, используется аддитивная свертка критериев с использованием весовых коэффициентов. И хотя этот способ имеет некоторые преимущества, при использовании аддитивной свертки векторного критерия оптимальности может возникнуть некоторые проблемы. Важнейшей из них является следующая: при использовании аддитивной свертки, даже в том случае, когда весовые коэффициенты известны, возможно формирование неудовлетворительных маршрутов. Это происходит из-за того, что при достаточно хороших значениях неприоритетных параметров даже при учете весовых коэффициентов, они могут нивелировать плохое значение приоритетных параметров.

В работе [6] представлен алгоритм поиска оптимального пути для двухкритериальной задачи. Так как в конечном счете задача, рассматриваемая в работе, сводится к задаче минимизации одного критерия при установленном ограничении на второй, при попытке расширить алгоритм для учета более двух критериев (описано в [6]) свертка векторного критерия сводится к свертке с главным критерием. То есть при оптимизации одного критерия, остальные рассматриваются только в контексте установленных для них ограничений. Такая метод свертки также не представляется оптимальным, так как не позволяет в полной мере учитывать все критерии качества обслуживания для построения оптимального QoS-маршрута.

Эти проблемы можно решить, используя подход, описанный в работе [7] – применив в ходе решения задачи минимаксную свертку. Метод минимаксной свертки заключается в том, что на значение целевой функции оказывает влияние только тот частный критерий оптимальности, которому в данном случае соответствует максимальное значение соответствующей функции критерия. Таким образом, формирование неоптимальных маршрутов становится невозможным на основе хороших значениях неприоритетных параметров. При этом такая свертка позволяет учитывать все необходимые QoS-критерии для построения оптимального маршрута. В этом случае метрика r будет вычисляться по формуле:

$$r = \max \left\{ w_B \frac{\bar{B} - B_{s,t}}{\sigma_B}, w_D \frac{D_{s,t} - \bar{D}}{\sigma_D}, w_J \frac{J_{s,t} - \bar{J}}{\sigma_J}, w_X \frac{\bar{X} - X_{s,t}}{\sigma_X} \right\} \quad (1)$$

где \bar{B} , \bar{D} , \bar{J} , \bar{X} - математические ожидания соответствующих критериев, σ_B , σ_D , σ_J , σ_X – их среднеквадратичные отклонения, а w_B , w_D , w_J , w_X – весовые коэффициенты, характеризующие значимость каждого из параметров QoS.

Таким образом возможно применить классический алгоритм Дейкстры для поиска оптимального пути, при этом в качестве метрики используя модифицированную метрику, рассчитываемую по формуле (1). Такой подход позволяет учитывать несколько критериев для расчета оптимального пути, при этом количество критериев никак не ограничивается. Различные критерии применяются в алгоритме совместно, что обеспечивает нахождение наилучшего пути, в соответствии с требованиями качества обслуживания. При этом для различных типов трафика или различных назначений сетевой инфраструктуры возможно изменение вклада отдельных параметров в итоговый результат, путем изменения весовых коэффициентов для соответствующих критериев. Это делает алгоритм актуальным для применения в мультисервисных телекоммуникационных сетях.

В ходе численного эксперимента были промоделированы различные сетевые инфраструктуры, а также различные требования к построению маршрутов, основанные на специфике передаваемого трафика. В частности, были смоделированы требования для сервиса, ориентированного на обмен файлами; поиск оптимального маршрута при передаче видео и звуковых ресурсов; минимизация времени задержки в ущерб остальным критериям. По результатам численного эксперимента, для всех типов задач решение, найденное с помощью модифицированного алгоритма Дейкстры с использованием минимаксной свертки с весовыми коэффициентами, оказалось наиболее оптимальным в сравнении с решениями, полученными классическими алгоритмами, что позволяет говорить о возможности использования модифицированного алгоритма Дейкстры для решения задач оптимальной маршрутизации с учетом требования качества обслуживания в мультисервисных компьютерных сетях.

В работе предложен оптимальный метод свертки весовых критериев, для применения с классическим алгоритмом Дейкстры, который позволяет улучшить качество нахождения оптимальных маршрутов. Были показаны модификации, позволяющие искать оптимальные маршруты, соответствующие конкретным требованиям различных сервисов к QoS-критериям. Данные модификации позволяют искать оптимальные маршруты только среди QoS- допустимых, а также изменять критерии оптимальности в соответствии с требованиями того или иного сервиса. Представленное решение было реализовано на практике, а его эффективность показана в результатах вычислительного эксперимента.

Список использованных источников

1. Листопад Н. И., Величквич И. О. Оптимальная маршрутизация информационных потоков с учетом параметров QoS // Докл. БГУИР. 2012. № 4 (66). С. 111–116
2. Girlich E., Kovalev M. M., Listopad N. I. Optimal choice of the capacities of telecommunication networks to provide QoS-routing. Magdeburg, 2009
3. Climaco J., Craveirinha J. and Pascoal M. A bicriterion approach for routing problems in multimedia networks. — Networks, Vol. 41, No. 4, pp. 206–220, 2002
4. K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal, and T. Meyarivan, A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: SGA-II, IEEE Transactions on Evolutionary Computation, vol. 6, pp. 182–197, 2002.
5. Воротицкий Ю. И., Листопад Н. И. Маршрутизация в мультисервисных сетях телекоммуникаций на основе модифицированного алгоритма Дейкстры // Вестник БГУ. Сер. 1, Физика. Математика. Информатика, 2015, № 1.
6. Листопад Н. И., Воротицкий Ю. И., Бортновский В. В., Хайдер А. А. Многокритериальная маршрутизация информационных потоков // Проблемы физики, математики и техники, №2 (31), 2017
7. Воротицкий Ю. И., Шпак К. С. Оптимальное размещение информационных ресурсов в мультисервисных компьютерных сетях / Вестник связи – 2017, №1

УДК 621.396.96:004.383.3

ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ ПОВЫШЕННОЙ СЛОЖНОСТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ CUDA

ГУНИЧ¹ С. П., КОЗЛОВ² С. В., ЛЕ² ВАН КЫОНГ

¹Республиканское научно-производственное унитарное предприятие
«Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси»

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: soniahunich@gmail.com

Аннотация. С позиций программной реализации с использованием технологии Cuda рассмотрена структура алгоритма первичной обработки радиолокационной информации повышенной сложности при длительном когерентном накоплении (КН) отраженного сигнала. Алгоритм предусматривает вычисление спектров «быстрого» времени принимаемых сигналов в каждом периоде повторения, компенсацию миграции дальности и ее производных в спектральной области с одновременным умножением на отсчеты комплексной частотной характеристики (КЧХ) согласованного фильтра (СФ), вычисление выходных сигналов СФ в каждом периоде повторения и массивов быстрого преобразования Фурье (БПФ) в «медленном» времени по каждому столбцу полученной матрицы. Дана оценка вычислительной сложности указанного алгоритма с позиций организации параллельных вычислений на графических процессорах Nvidia. Приведены особенности реализации алгоритма обработки с использованием встроенных функций библиотеки Cuda и результаты измерения производительности при реализации алгоритма.

Abstract. The structure of the algorithm for the primary processing of radar information of increased complexity with long-term coherent accumulation of the reflected signal is considered from the standpoint of software implementation using the CUDA technology. This algorithm provides compensation for the migration of range for the calculation of the spectra of the "fast" time of the received signals in each repetition period. Also, algorithm derivatives calculation of the output signals of the SF in each repetition period, and arrays of fast Fourier transform in "slow" time for each column of the resulting matrix in the spectral domain with simultaneous multiplication by the samples of the complex frequency response of the matched filter. The computational complexity is estimated from the standpoint of organizing parallel computations on Nvidia GPUs. The implementation features are given as the usage of the built-in functions of the CUDA library and as the results of performance measurement.

Постановка задачи

Рассматриваемый алгоритм представляет собой экономную версию алгоритма длительного КН отраженного сигнала [1] на основе последовательности операций БПФ/обратного БПФ по «быстрому» (строки) и «медленному» (столбцы) времени с промежуточной коррекцией миграции дальности и ее производных. Входными данными для алгоритма является матрица $N_r \times N_s$ комплексных отсчетов $\dot{U}_{k,m}$ принимаемой реализации, где $m = \overline{1, N_s}$ - индекс «быстрого» времени в пределах одного периода повторения; $k = \overline{1, N_r}$ - индекс «медленного» времени по периодам повторения. Блок-схема алгоритма приведена на рис. 1., где сбоку от каждого блока указано минимальное число операций комплексного умножения для его реализации. Алгоритм предполагает вычисление спектров принимаемой реализации по N_s отсчетам в N_r периодах повторения, коррекцию отсчетов полученного множества спектров по ожидаемым параметрам движения цели \mathbf{b} , умножения спектров на отсчеты $\dot{G}_m^{\text{сф}}$ КЧХ согласованного фильтра, вычисление обратного БПФ по «быстрому» времени и заключительной операции БПФ по «медленному» времени (столбцам) с последующим переходом к квадратам модулей полученного спектра. Пунктиром показан вариант, когда матрица \mathbf{Q} корректирующих коэффициентов рассчитывается предварительно и загружается из памяти. Возможные значения $N_s = 2^n$, $n = 12 \dots 18$ и $N_r = 50 \dots 300$. С учетом проведения БПФ по целой степени 2, перед заключительным БПФ по медленному времени осуществляется дополнение нулями

результатов обратного БПФ до $N_r^{\text{бпф}} = 2^{\lceil \log_2 N_r \rceil}$ отсчетов, где $\lceil x \rceil$ - операция выделение ближайшего большего целого.

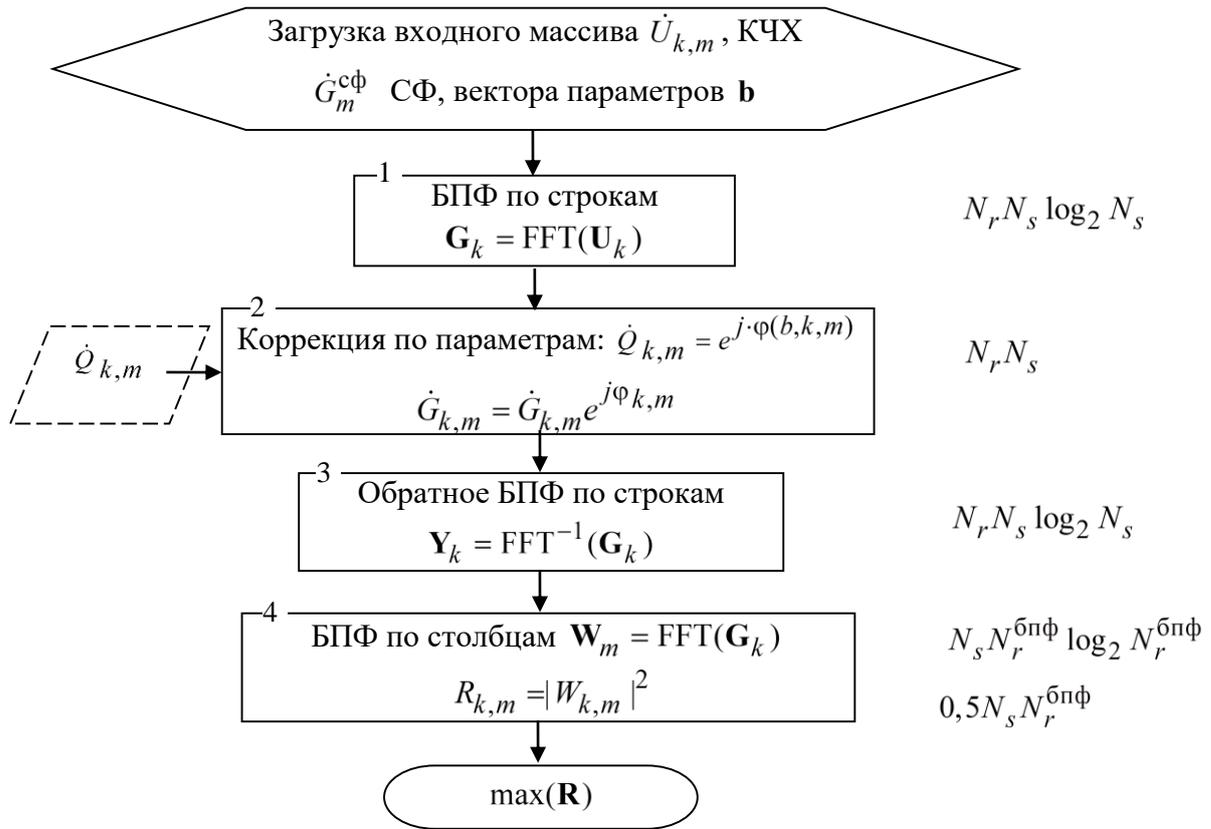


Рис. 1. Блок-схема алгоритма

Общее число операций комплексного умножения при однократной реализации и загрузкой предварительно рассчитанной матрицы \mathbf{Q} оценивается величиной

$$O_1 = 2N_r N_s \log_2 N_s + N_r N_s + N_s N_r^{\text{бпф}} \log_2 N_r^{\text{бпф}} + 0,5 N_s N_r^{\text{бпф}}. \quad (1)$$

Для $n=18$, $N_r = N_r^{\text{бпф}} = 128$ имеем $O_1 = 1,5$ GFLOP (миллиардов умножений). С учетом того, что операция комплексного умножения соответствует четырем операциям обычного умножения, общее число умножения составит $O_1' = 6$ GFLOP. При расчете матрицы \mathbf{Q} «на лету» требуемое число операций возрастает на 20...30%.

Для современных универсальных процессоров с производительностью ~ 50 GFLOPS теоретическое время расчета алгоритма для указанного случая составит около 0,12 с. Однако реальная производительность из-за ограничений по быстродействию памяти (обрабатываемые матрицы имеют достаточно большой размер), неоптимального построения вычислений и других факторов оказывается существенно ниже. Так, при случае $n=12$, $N_r = N_r^{\text{бпф}} = 128$, когда $O_1' \approx 0,07$ GFLOP процессор Intel Core i7 (1,07-4,2 ГГц) с паспортной производительностью около 30 GFLOPS вычисляет данный алгоритм за 649 мс, то есть реальная производительность составляет всего 0,12 GFLOPS. Это практически исключает возможность реализации алгоритма в реальном масштабе времени и определяет необходимость поиска соответствующих аппаратно-программных решений. Эти решения должны быть основаны, преимущественно, на механизме параллельных вычислений [2].

Несмотря на то, что современные универсальные процессоры поддерживают механизм параллелизма, но он достаточно ограничен операционной системой. Существует так же другие реализации такие как MATLAB, но его инструментарий достаточно узок и, в основном, подходит для математического представления и анализа работы данного алгоритма. Одним из наиболее перспективных является использование графических процессоров, в частности, графических процессоров производства Nvidia с поддержкой технологии CUDA – архитектуры, предложенной для

осуществления вычислений [3, 4]. Архитектура позволяет разработчику по собственному усмотрению осуществлять доступ к ускорителям, организовав довольно сложный вычислительный процесс. Программная архитектура представлена (как CUDA SDK) с API, базирующейся на модифицированной версии языке Си. Использование графического процессора позволяет разгрузить центральный процессор, тем самым позволяя выполнять дополнительные действия.

Особенности и примеры организации вычислений

Основное отличие от традиционного программирования на центральном процессоре является разделение на типы доступа к памяти, основными из которых являются host и device. Функции хоста запускаются только с центрального процессора и выполняются только на центральном процессоре. Функции устройства запускаются на графическом процессоре и вызываются на графическом процессоре. Функции со спецификатором global (глобальные) вызываются центральным процессором, однако выполнения блока происходит на графическом процессоре [3, 4].

В особенности работы с функциями global можно отнести то, что можно распределить потоки (threads) в блоки и запускать на обработку определенное количество блоков и потоков. Количество потоков, блоков и сетки ограничено физически.

```
dim3 blocksize, gridsize;
int threadnum = 1024;
blocksize = dim3(threadnum, 1, 1);
gridsize = dim3((int)Ns / threadnum, (int)Nr, 1);
```

Вызов функции, где используется блоки и потоки осуществляется следующим образом:

```
Main_Realisation <<< gridsize, blocksize >>> (список параметров);
KChN <<< blocksize, threadnum >>> (список входных параметров);
```

В тройных кавычках указывается размерность сетки и размер блока, либо же количество потоков и количество выполнений.

Массивы, с которыми ведется работа выделяются непосредственно на графическом процессоре, функциями хоста. Однако необходимо учитывать тип данных, который будет храниться в массиве – память выделяется в байтах. Очистка памяти производится аналогично со стандартным принципом C++.

```
cudaMallocManaged(&входной массив, Ns*Nr*sizeof(cufftComplex));
```

Так как технология работы с графическим процессором иная нежели с центральным из-за механизма параллельных вычислений, то работа с циклами выглядит совершенно иначе. Если при работе с ЦП цикл прохода по массиву использует конструкции for (int I = 0; I < 10; i++) или while (I < 10), то в ГП цикл прохода по массиву выглядит так:

```
int m = blockIdx.x * blockDim.x + threadIdx.x;
int k = blockIdx.y * blockDim.y + threadIdx.y;
int index = m * Nr + k;

if ((k < Nr) && (m < Ns))
{
    // функциональный блок
}
```

Основное различие в подходах заключается в:

1. Использовании условного оператора if ();
2. Итератор представляет собой переменную, которая содержит информацию о потоке (индекс блока внутри сетки, размер одного блока в потоках, индекс потока внутри блока), который работает над функцией в данный момент.

Для расчета БПФ и ОБПФ использовалась дополнительная библиотека, специально разработанная компанией Nvidia для вычислений преобразований Фурье – CUFFT. Специфика ее

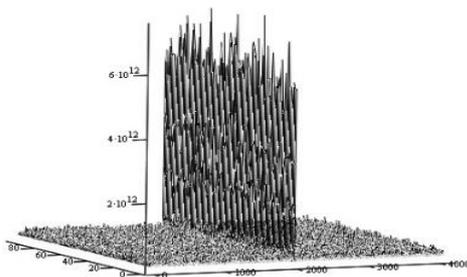
работы такова, что для вывоза функций необходимо иметь плоскость (plane), которая будет работать с одно-, двух- или трехмерными массивами и обработчик (handler). Если же необходимо обработать какую-то специфическую последовательность значений, то это можно реализовать с помощью `cufftplanMany`. К примеру, реализация плоскости, через которую рассчитывается БПФ по строкам.

```
int rank_1 = 1;           // размерность массива (одно-, двух-, трехмерный)
int n1[] = { Ns };       // длина массива
int istridel = Nr,
    ostridel = Nr;      // расстояние между 2 последовательными элементами
int idist1 = 1,
    odist1 = 1;         // расстояние между блоками выполнения
int inembed1[] = { 0 }; // длина массива ввода со смещением
int onembed1[] = { 0 }; // длина массива вывода со смещением
int batch1 = Nr;        // количество выполнений
cufftPlanMany(&handle_r, rank_1, n1,
              inembed1, istridel, idist1,
              onembed1, ostridel, odist1, CUFFT_C2C, batch1);
```

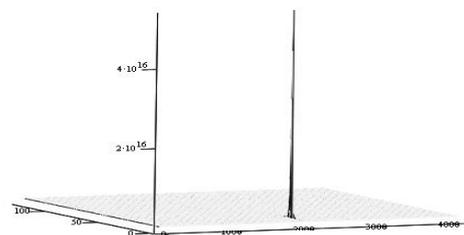
Сама по себе программа, реализующая алгоритм, линейна, то есть внутри нет условных операторов или циклов, выполняющихся на центральном процессоре.

Оценка производительности

На рис. 2. приведены результаты реализации работы алгоритма (для визуализации радиолокационного изображения использовался пакет *Mathcad-15*), иллюстрирующая правильность его реализации.



а) выход блока 3 – сжатые сигналы с компенсацией миграции дальности



б) выход блока 4 – результирующее РЛИ

Рис. 2. Радиолокационные изображения на различных этапах реализации алгоритма

В табл. 1 приведены результаты оценки быстродействия и объема используемой видеопамати для двух видеокарт среднего уровня: GeForce 1050 (728 процессоров, 2 GB, GDDR5 на частоте 7 ГГц) и GeForce 1660ti (1024 процессоров, 6 GB, GDDR5 на частоте 3 ГГц).

Рассматривались два варианта обработки, когда все исходные/рассчитываемые массивы хранились в памяти и когда исходные массивы (более не нужные) замещался в памяти рассчитываемым. Дополнительно исследовалось быстродействие в зависимости от числа программно задаваемых нитей (потоков).

Как следует из приведенных в табл. 1 результатов:

- время выполнения алгоритма на рассматриваемых видеокартах в 48...166 раз меньше времени выполнения на процессоре Intel Core i7;
- реальная производительность видеокарт для рассматриваемого алгоритма составляет 6,0...7,7 GFLOPS и 14,1...20,5 GFLOPS; производительность операций БПФ/ОБПФ в числе отсчетов входных сигналов в секунду примерно совпадает с данными, приведенными в [5]; аналогично [5] можно сделать вывод, что реальная производительность при реализации рассматриваемого алгоритма обработки радиолокационной информации ограничена пропускной способностью памяти, а не вычислительными возможностями устройства;

- при сокращении объем используемой памяти за счет замещения массивов производительность для видеокарты GeForce 1050 не изменяется, а для видеокарты GeForce 1660ti увеличивается до 30%, что можно объяснить более низкой частотой работы памяти для указанной видеокарты;

- производительность напрямую не зависит от числа программно задаваемых нитей (потоков);

- увеличение числа физических процессоров в видеокарте приводит к примерно кратному снижению времени вычислений, то есть алгоритм обладает высоким естественным параллелизмом, а компилятор обеспечивает эффективное распараллеливание вычислений;

- для рассматриваемого алгоритма проблема объема памяти является существенной и для определенных случаев может привести к ограничениям в реализации алгоритма обработки информации.

Таблица 1. Время выполнения алгоритма, реальная производительность и объем памяти для массивов данных при хранении всех / замещении массивов в памяти

| N_s | Видеокарта GeForce 1050 | | | GeForce 1660ti | | |
|--------|-------------------------|--------------|-------------|----------------|--------------|-------------|
| | t , мс | S , GFLOPS | Объем, МБ | t , мс | S , GFLOPS | Объем, МБ |
| 4096 | 12,6 / 13,4 | 6,4 / 6,0 | 492 / 471 | 5,7 / 3,9 | 14,1 / 20,5 | 1235 / 1214 |
| 8192 | 26,1 / 25,8 | 6,6 / 6,6 | 550 / 509 | 12,6 / 8,4 | 13,6 / 20,4 | 1293 / 1251 |
| 16384 | 53,1 / 55,1 | 6,8 / 6,6 | 665 / 583 | 25,1 / 20,4 | 14,4 / 17,8 | 1408 / 1325 |
| 32768 | 109,5 / 108,9 | 7,0 / 7,1 | 895 / 731 | 54,4 / 44,5 | 14,1 / 17,2 | 1638 / 1473 |
| 65536 | 223,4 / 220,1 | 7,2 / 7,3 | 1365 / 1027 | 112,9 / 95,2 | 14,3 / 16,1 | 2098 / 1769 |
| 131072 | - / 441,5 | - / 7,7 | - / 1719 | 225,9 / 188,4 | 15,0 / 18,0 | 3020 / 2361 |
| 262144 | - / - | - / - | - / - | 453,5 / 365,1 | 15,6 / 19,4 | 4864 / 3549 |

Дальнейшие исследования по повышению производительности следует сосредоточить на использовании page-locked памяти, развертки циклов, использовании атомарных операций.

Список использованных источников

1. Козлов С. В., Ле Ван Кыонг. Экономичные алгоритмы длительного когерентного накопления отраженного сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным. В настоящем сборнике.
2. Голутвин Р. И., Красилов А. А. Применение технологии CUDA для обработки радиолокационных данных // Информационные технологии и системы 2013 (ИТС 2013): материалы международной научной конференции, БГУИР, Минск, Беларусь, 23 октября 2013 г. – Information Technologies and Systems 2013 (ITS 2013) / редкол.: Л.Ю. Шилин [и др.]. - Минск: БГУИР, 2013. – С. 264–265.
3. Сандерс Дж., Кэндрот Э. Технология CUDA в примерах: введение в программирование графических процессоров. – М. Издательство ДМК-Пресс, 2011. – 230 с.
4. Параллельные вычисления на GPU. Архитектура и программная модель CUDA: Учеб. пособие / А. В. Боресков и др. – 2-е изд. – М.: Издательство Московского университета, 2015. – 336 с.
5. Пантелеев А. Ю. Цифровая обработка сигналов на современных графических процессорах // Цифровая обработка сигналов, № 3, 2012. – С 68-75.

УДК 621.396.96:621.452.32

ОСОБЕННОСТИ СПЕКТРАЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ ОТРАЖЕННЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ФОРСАЖНЫХ РЕЖИМАХ ТУРБОРЕАКТИВНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

СЛЮСАРЬ Н. М.

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

E-mail: slusar-47@tut.by

Аннотация. Рассматриваются спектрально-временные структуры радиолокационных сигналов сантиметрового диапазона волн, отраженных от самолетов с турбореактивными двигателями при форсажных режимах работы.

Abstract. The spectral-temporal structures of centimeter-wave radar signals reflected from aircraft with turbojet engines during afterburner operation are considered.

Доплеровские сигнатуры и в целом динамические радиолокационные характеристики (ДРЛХ) воздушных объектов представляют интерес для теории и практики радиолокации с точки зрения решения задач радиолокационного обнаружения, сопровождения, распознавания целей, наведения управляемого оружия, а также снижения их радиолокационной заметности.

В докладе проводится анализ влияния форсажных режимов турбореактивных двигателей (ТРДФ) на частотный спектр отраженных радиолокационных сигналов.

Различают режимы полного, минимального и частичного форсажа. Режиму полного форсажа соответствует работа двигателя при максимальных значениях частоты вращения F_v ротора турбокомпрессора. Этот режим используется при взлете и разгоне самолета до больших сверхзвуковых скоростей. Режим минимального форсажа соответствует минимальной величине форсажной тяги. Между полным и минимальным форсажем заключены режимы частичного форсажа (крейсерские форсажные режимы). Существуют различные методы форсирования, но наиболее широкое распространение получило форсирование тяги двигателя дополнительным сжиганием топлива за турбиной в форсажной камере [1].

При включении и выключении форсажа в ТРДФ происходят переходные процессы с кратковременным изменением частот вращения роторов. Например, для ТРДФ Р13-300 самолета МиГ-21 наблюдается уменьшение частоты вращения ротора КНД на 4–6 % при включении форсажа и такое же увеличение при его выключении. В современных отечественных и зарубежных ТРДФ и ТРДДФ применяют более эффективный метод ступенчатого включения форсажа, который предполагает плавный переход от нефорсированного режима к форсажному, так что отклонения частоты вращения существенно снижаются.

Пример спектрально-временной структуры квадратурной составляющей комплексной огибающей сигнала, отраженного от самолета при изменении режима работы ТРДФ, приведен на рис. 1. В момент времени t_1 частота вращения ротора начинает возрастать и достигает максимума.

В момент времени $t_{н.ф}$ включается форсаж и наблюдается переходный процесс в системе управления частотой вращения ротора турбокомпрессора. На участке полета на форсажном режиме и после выключения форсажа частота вращения ротора имеет максимальное значение.

В момент выключения форсажа $t_{к.ф}$ вновь наблюдается переходный процесс (теперь заброс оборотов). После момента времени t_2 наблюдается уменьшение частоты вращения ротора.

При наличии на самолете нескольких двигателей и различии настроек систем автоматического регулирования частоты вращения переходные процессы двигателей различаются (рис. 2). Могут наблюдаться также различия частот вращения роторов до и после включения (выключения) форсажа (рис. 3).

Как отмечалось выше, в современных отечественных и зарубежных ТРДФ и ТРДДФ применяют более эффективный метод ступенчатого включения форсажа, предполагающий плавный переход от нефорсированного режима к форсажному. При этом отклонения частоты вращения существенно снижаются. Например, в сигналах, отраженных от самолета МиГ-23, переходные процессы в спектре частот при включении и выключении форсажа также наблюдаются, но выражены

менее ярко и отличаются по форме от рассмотренных выше случаев большей длительностью и плавностью, меньшими амплитудами забросов частоты вращения.

Представляет интерес связь между доплеровским сдвигом частоты и частотами вращения роторов двигателей. Но эта связь многопараметрическая и неоднозначная. Познание ее закономерностей позволяет надеяться на возможность получения дополнительной информации о состояниях и действиях целей.

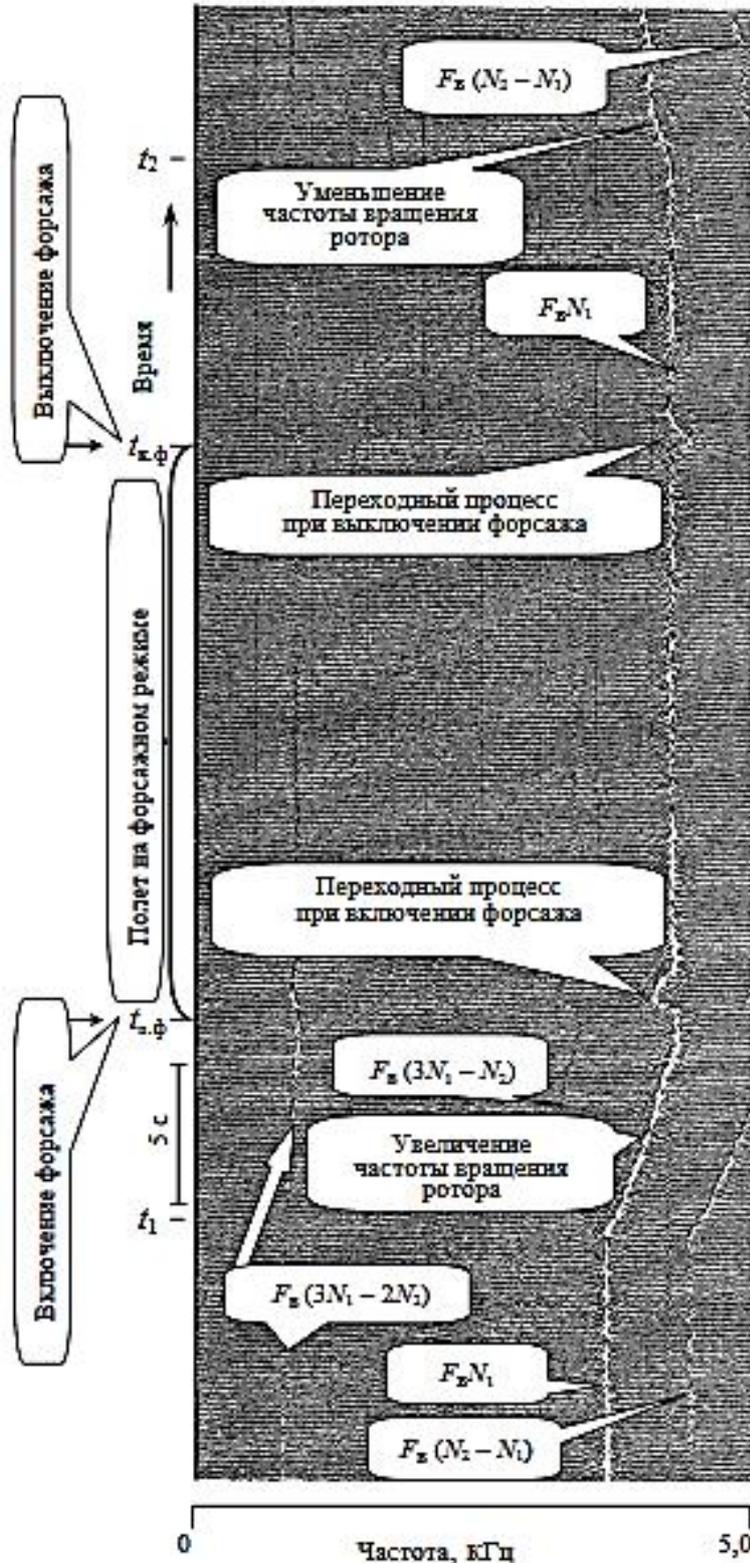


Рис. 1. Динамика спектральной структуры квадратурной составляющей комплексной огибающей сигнала, отраженного от самолета при изменении режима работы ТРДФ (непрерывная РЛС; режим «монохроматического» излучения)

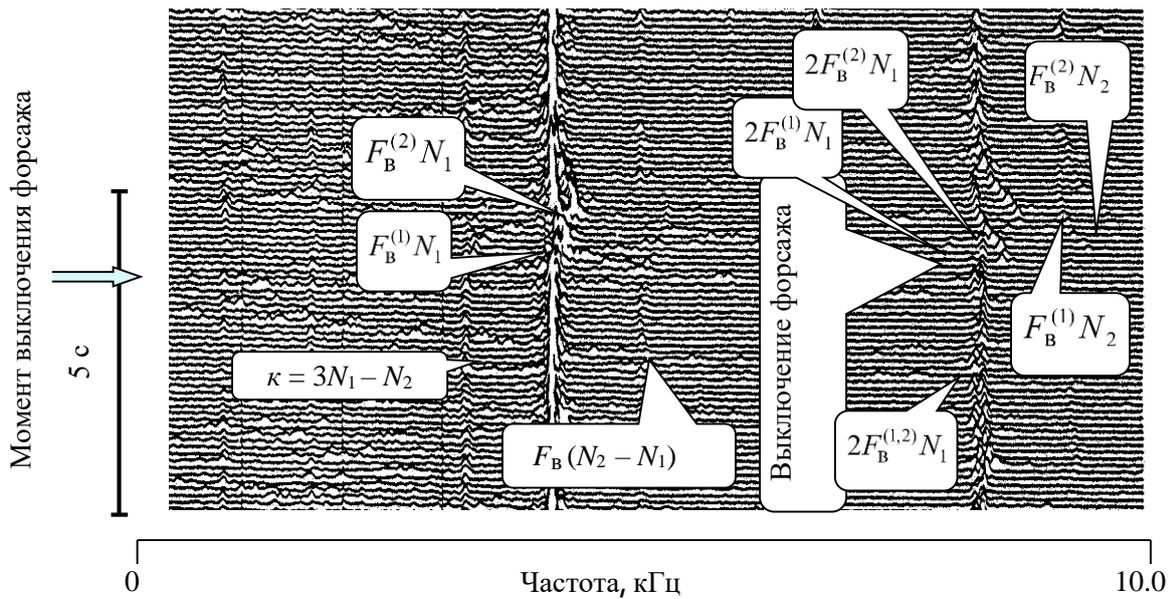


Рис. 2. Динамика спектра сигнала, отраженного от самолета с двумя двигателями, при выключении форсажа и различии переходных процессов в двигателях

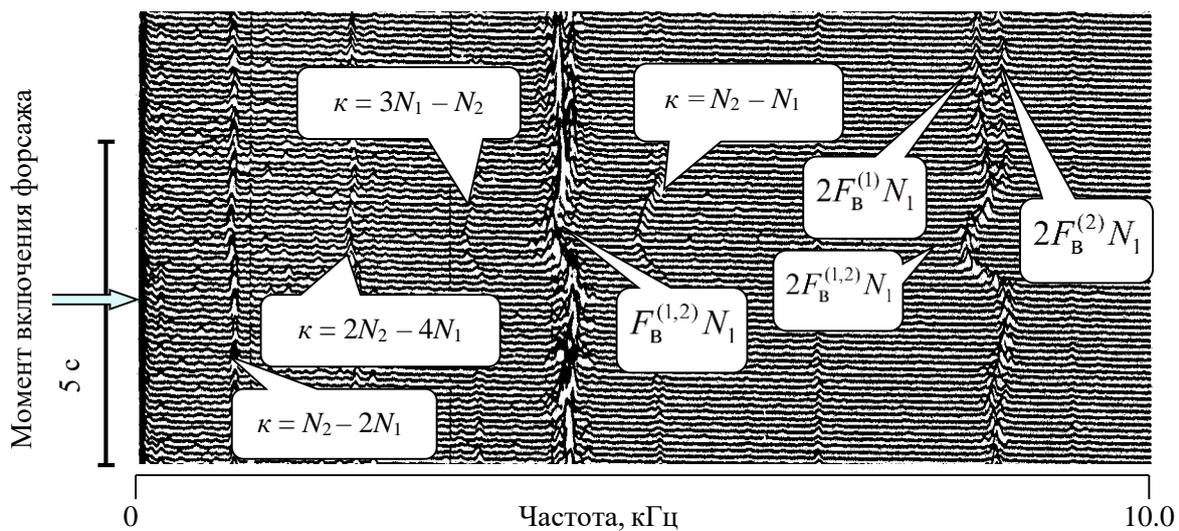


Рис. 3. Динамика спектра сигнала, отраженного от самолета с двумя двигателями, при включении форсажа и различии частот вращения на форсажном режиме

Действительно, доплеровский сдвиг частоты пропорционален путевой скорости самолета и возрастает с увеличением тяги двигателя. Она, в свою очередь, возрастает с ростом F_B . Маневры самолета, как правило, связаны с изменением тяги двигателя и, соответственно, скорости полета, а также изменением направления вектора путевой скорости. В силу существенного различия инерционных свойств самолета в целом и ротора двигателя параметр F_B изменяется раньше (он первичен) и с большей скоростью, чем $F_{дс}$. Следовательно, динамика спектра частот отраженного сигнала несет упреждающую информацию о начале маневра цели, связанного с изменением тяги двигателей.

Подтверждающие этот вывод экспериментальные результаты представлены на рис. 4 (РЛС СНР-125; спектральный анализ выполнен на оптическом анализаторе спектра) [2].

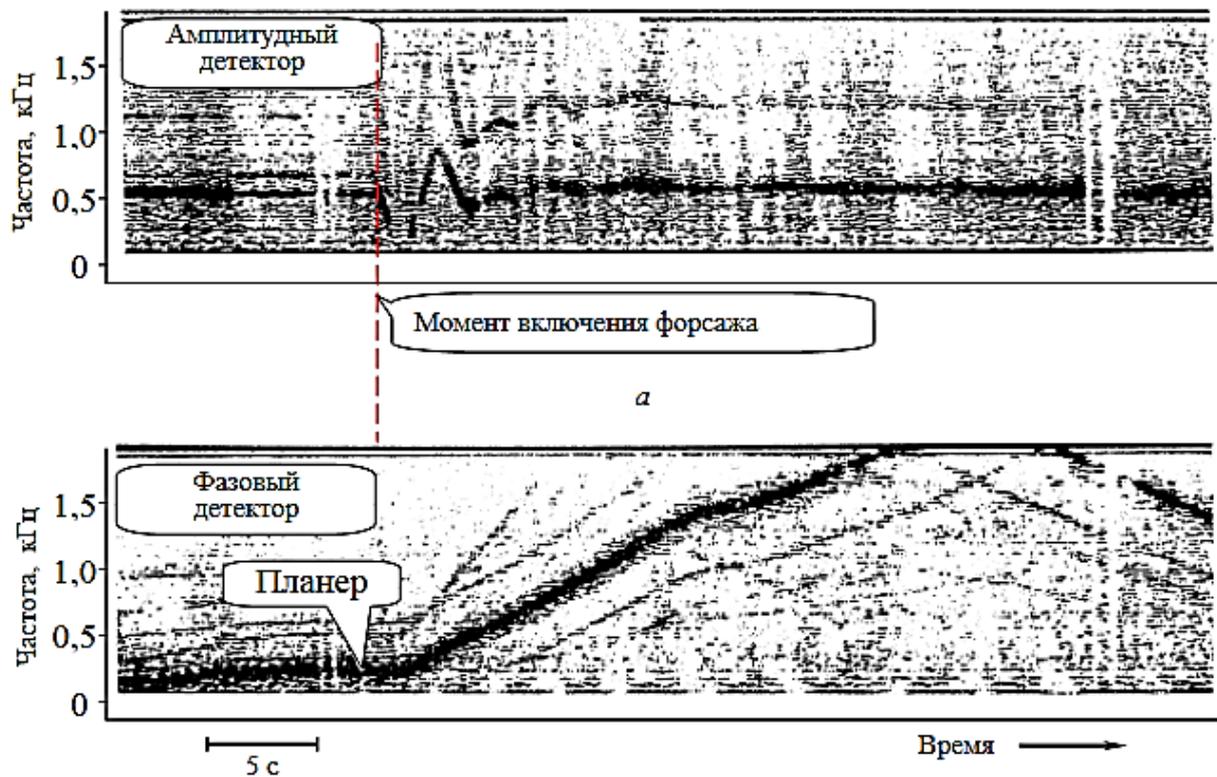


Рис. 4. Спектрально-временные структуры огибающих импульсных радиолокационных сигналов с выходов амплитудного (а) и фазового (б) детекторов

Как видно из сравнения законов изменения спектров частот огибающей отраженных сигналов (выход амплитудного детектора) и квадратурной составляющей комплексной огибающей (выход фазового детектора без ограничителя), маневр обнаруживается раньше по изменению F_v , чем по изменению доплеровского сдвига частоты $F_{дс}$.

Длительность переходных процессов в траектории $F_{дс}(t)$ на порядок и более превышает длительность аналогичных процессов в $F_v(t)$, что дает возможность эффективно использовать информацию о начале маневра для адаптации радиотехнических систем.

Список использованных источников

1. Гарькавый А. А., Чайковский А. В., Ловинский С. И. Двигатели летательных аппаратов. – М.: Машиностроение, 1987. – 288 с.
2. Слюсарь, Н. М. Рассеяние и вторичная модуляция радиолокационных сигналов динамическими объектами: моногр. / Н. М. Слюсарь. – Минск: ВА РБ, 2015. – 288 с.

УДК 621.391:519.6

ОЦЕНКА ПЕРИОДИЧНОСТИ УДАРНЫХ ИМПУЛЬСОВ ВИБРАЦИОННОГО СИГНАЛА

КЕЧИК Д. А., АСЛАМОВ Ю. П., ДАВЫДОВ И. Г., ЛОЩИН И. В.

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

E-mail: ya.dan.kechik@yandex.by

Аннотация. В данной работе рассматриваются способы оценки периода сложных по форме сигналов – анализ пиков автокорреляционной функции и сегментированный авторегрессионный метод Прони.

Abstract. In this paper methods of periodicity estimation of signals of complicated form have been considered – analysis of peaks of autocorrelation function and segmented autoregression method Prony.

Введение

Вибрационный сигнал состоит из множества компонентов различной природы. Для диагностики важно разделить эти компоненты, оценить их параметры (амплитуды и частоты, например), которые в дальнейшем будут информативными признаками для оценки ТС ПО. В различных частотных областях вибрация различается по своему происхождению, составу, и, соответственно, математическому описанию [1].

Особый интерес представляет собой анализ огибающей высокочастотной вибрации: так можно обнаружить значительное число зарождающихся дефектов, получать информацию от ближайших к месту измерения элементов в силу быстрого затухания ВЧ колебаний [1]. ВЧ колебания могут порождаться ударными процессами, приводящими к появлению полседовательности импульсов с несущими частотами, равными резонансным частотам элементов, и частотой повторения, определяемой периодичностью соударений [1]. Так же в области высоких и средних частот присутствуют амплитудно модулированные (АМ) колебания. В качестве модулирующего и модулируемого процессов могут выступать как гармонические, так и случайные процессы. Например, гармоническая м-ция случ. виб-ции - признак появления дефекта как узла трения, периодически попадающего под нагрузку [1]. Несущая частота колебаний связана с резонансными частотами элементов конструкции, а частота повторения или модуляции – с периодическими воздействиями на элемент. Для точной локализации дефекта важно учитывать несущую частоту, форму колебания и периодичность огибающей [1, 2]. Для правильной диагностики так же важно разделить компоненты вибрации перед тем, как их выделять полосовой фильтрацией и анализировать частотный состав огибающей [1].

Разреженная декомпозиция скейлограммы – способ обнаружения частотных областей, содержащих компоненты вибрации, порождаемые дефектным элементом [2]. Скейлограмма представляет сглаженный спектр мощности, пики которого соответствуют компонентам вибрации на резонансных частотах. Различные по происхождению сигналы моделируются различными идеализированными сигналами: АМ колебания, биения, синусоидальные отрезки, импульсы с экспоненциальной или гауссовой огибающей [2]. На основании формы сигнала можно различать дефектные состояния и элементы оборудования [2], но так же важно и выявлять периодичность данного сигнала [3].

Компоненты вибрации на резонансных частотах зачастую имеют сложный спектральный состав, требуется учитывать наличие сигналов различной формы, что не всегда является простой задачей [4]. Так же надёжность выявления коротких последовательностей на фоне длительных реализаций существенно ниже [6]. Существуют различные методы измерения периодичности временного ряда, альтернативные спектральному анализу:

- По пересечению нуля. Метод хорошо работает для однокомпонентных сигналов при высоких ОСШ [5].
- Периодическое вейвлет-преобразование позволяет оценивать периодичность с высокой точностью, однако требует высоких ОСШ (более 5 дБ), зависит от формы сигнала [7].
- Анализ пиков автокорреляционной функции (АКФ) [8, 9].

- Метод Прони, сегментированный метод Прони [10].

В работе рассматриваются 2 метода поиска слабых периодичностей: по пикам АКФ [9] и сегментированный метод Прони [10].

Анализ пиков АКФ

Известно, что АКФ периодического сигнала имеет пики, частота повторения которых соответствует периоду сигнала. АКФ смеси сигнала и аддитивного белого гауссова шума (АБГШ) также представляет собой периодическую функцию, причём основная энергия шума сосредоточена в начале, при нулевой задержке значение АКФ шума равно дисперсии шума, а с увеличением задержки корреляционные связи шума ослабевают [8]. Объясняется это тем, что АКФ суммарного сигнала можно представить в виде суммы АКФ сигнала, АКФ шума и их удвоенной взаимной корреляционной функции, отсчёты АБГШ не коррелированы ни с соседними отсчётами, ни с отсчётами сигнала.

Предложенный метод поиска периодичностей учитывает особенности обработки реальных сигналов вибрации. Предварительно выделяются компоненты вибрации методом разреженной декомпозиции скейлограммы. Вычисляется огибающая каждой компоненты как модуль аналитического сигнала и АКФ огибающей. Первый пик, соответствующий шумовым корреляциям, отсекается по первому минимуму, который соответствует первому максимуму временного ряда, обратного АКФ. На примерах АКФ различных сигналов (рис. 1 б-г) видно, что оставшаяся часть АКФ также зашумлена, что может быть объяснено отклонением закона распределения реального шума от нормального закона. В силу этого, необходимо учитывать не все пики АКФ. В таком случае целесообразно устанавливать пороги, выше которых обнаруживаются пики. В данной работе предложено устанавливать адаптивные пороги, которые вычисляются относительно самого высокого пика. Как правило, амплитуды пиков АКФ убывают медленно, поэтому возможно обнаружить несколько пиков и измерить их период, в том числе в случаях, когда периодичность слабая.

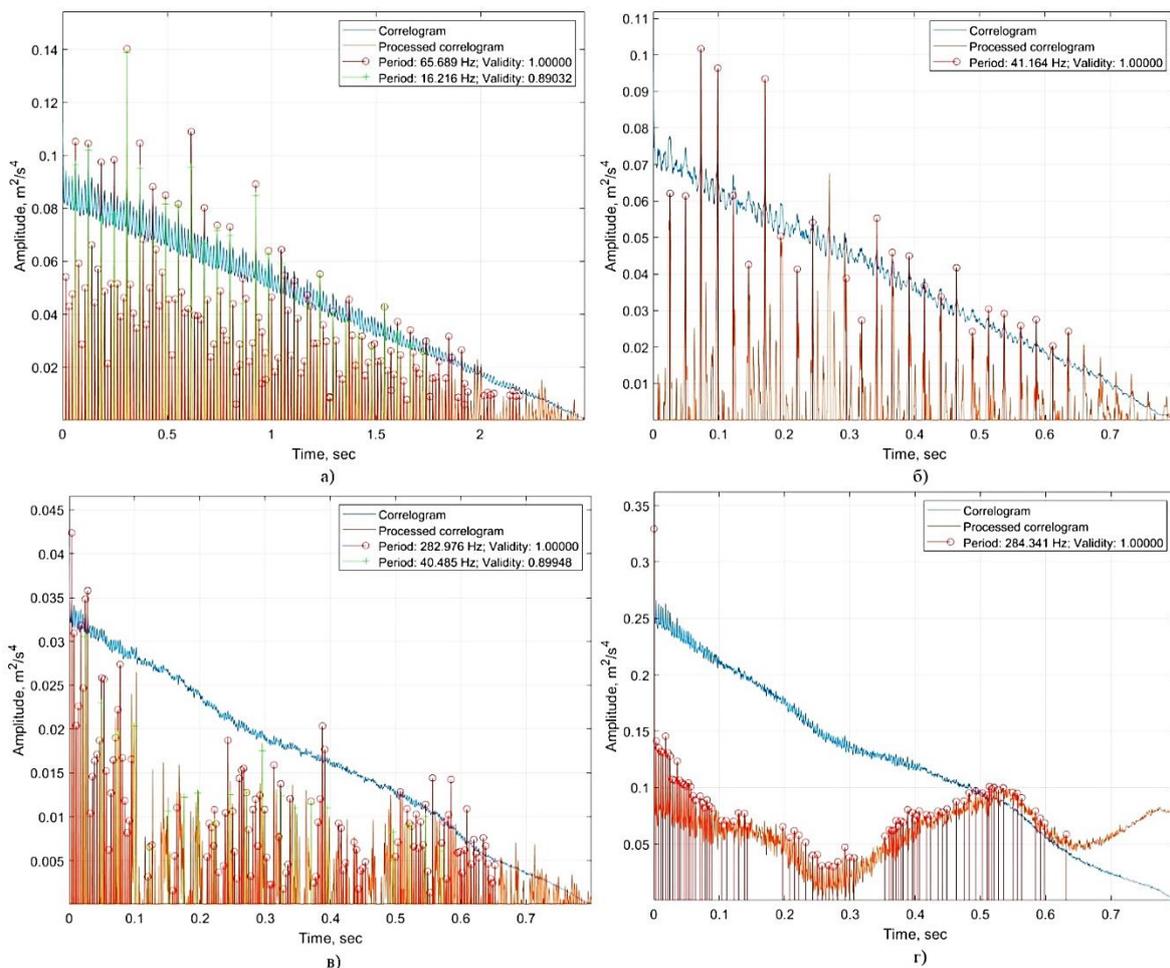


Рис. 1. АКФ и пики периодичностей компонент вибрации подшипника: 1 – Подшипник 6213; 2 - 4 – Сигналы из набора данных, использованного в работе [13].

Рассмотрим примеры встречающихся на практике АКФ и их пиков компонентов вибрации подшипника (рис. 1). Периоды пиков соответствуют подшипниковым частотам – частотам взаимодействия элементов подшипника, которые рассчитываются из его геометрических размеров и оборотной частоты [1, 11]. В ряде других случаев амплитуды пиков одной периодичности могут изменяться по более сложному закону (рис. 1 а-г), что возможно объяснить дополнительной АМ, возникающей при попадании дефекта в зону нагружения. В ряде случаев АКФ содержит две и более периодичности, что так же усложняет задачу (рис. 1 а, в). Для обнаружения пиков, различных по амплитуде, предложено обнаруживать пики АКФ, выраженной в логарифмическом масштабе.

Вследствие низкого ОСШ и наличия нескольких периодичностей, период во многих случаях невозможно оценить усреднением расстояния между пиками. Для обнаружения последовательности повторяющихся пиков и оценки периода повторения предложено разбивать последовательности пиков на перекрывающиеся окна, оценивать в каждом окне среднее значение и СКО расстояния между пиками. Считается, что окно содержит искомую последовательность, если отношение СКО в среднем меньше 0,25.

Чтобы учесть различные случаи – разнообразие форм сигнала, амплитудные соотношения пиков и наличие нескольких периодичностей, целесообразно производить поиск с различными порогами, шириной окна сглаживания, в линейном и логарифмическом масштабе. Для сравнения и выбора среди близких по периоду последовательностей оценивается число выраженных пиков, принадлежащих последовательности. В отдельных случаях требуется вычитание линейного тренда либо низкочастотной аддитивной компоненты. Оценить тренд можно функцией `detrend` пакета `MatLab`, низкочастотные компоненты можно выделить скользящим средним или медианным сглаживанием [12] либо гармонической аппроксимацией методом наименьших квадратов [9].

Самый простой способ учесть разнообразие случаев и выбрать наилучший метод автоматически – оценить периодичности без удаления НЧ компоненты и с предварительным её вычитанием различными способами и оценкой числа пиков. Для повышения достоверности результата, наличие периодичности подтверждается на ансамбле сигналов, аналогично наличию информативных признаков дефектов в частотной области [14].

Сегментированный метод Прони

В данной работе рассматривается реализация сегментированного метода Прони [10], основанная на минимизации ошибок аппроксимации авторегрессионной (АР) модели. На первом этапе сигнал разделяется на частотные каналы ДПФ-модулированным банком фильтров. Соседние частотные области перекрываются и покрывают широкий частотный диапазон, в котором предполагается наличие полезного сигнала по априорной информации или анализу спектральной плотности мощности. Сигналы в каждом канале разбивались на перекрывающиеся временные окна. Методом Прони в каждом окне оценивалась средняя частота сигнала и ошибки аппроксимации АР-модели $\epsilon_{i,j}$, где i, j – индексы по времени и частоте. Чтобы учесть различную мощность сигнала в каждом окне анализа, рассчитывается отношение дисперсий ошибок аппроксимации и сигнала в данном частотно-временном окне. В каждый момент времени полученные соотношения сравниваются во временных окнах, в которые попадает текущий отсчёт сигнала, во всех каналах. Значение мгновенной частоты однокомпонентного сигнала в данный момент времени принимается равным оценке, полученной методом Прони в частотно-временном окне, где данные соотношения меньше. Реализация рассмотренного метода доступна по ссылке [15].

Сравнение рассмотренных методов

Устойчивость к помехам проверялась на модельных сигналах – последовательности импульсов с экспоненциальной огибающей. Сигнал считался обнаруженным в случае его выделения алгоритмом разреженной декомпозиции скейлограммы. Обнаружение сигнала методом Прони проверялось сравнением средней $\epsilon_{i,j}$ смеси сигнала и шума, шума той же мощности. На основании 100 значений $\epsilon_{i,j}$, полученных на зашумлённом сигнале и на шуме, вычислялся порог, минимизирующий ОР. Вероятность правильного обнаружения сигнала методом Прони приближалась к 100% при ОСШ более -5 дБ и резко снижалась до 0% при уменьшении ОСШ. Вероятность правильного обнаружения сигнала методом разреженного разложения скейлограммы составила 87% при ОСШ выше -8 дБ.

Периодичность считалась обнаруженной, если отношение среднего значения к СКО периода менее 0,25. Вероятность правильного обнаружения периодичности методом Прони составила более 80% при ОСШ более 1 дБ, анализом пиков АКФ – 80% при ОСШ выше -7 дБ. Точность оценки периода измерялась средней квадратичной ошибкой: $RMSE = [1/n \sum_i (x_i - \hat{x}_i)^2]^{(1/2)}$.

Анализ реальных вибросигналов

Обнаружение периодичностей по пикам АКФ проверялось наборе вибрационных сигналов, использованном в работе [3] и опубликованном [16]. Набор [16] содержит 20 сигналов вибрации исправного подшипника и 20 – подшипника с дефектом наружного кольца.

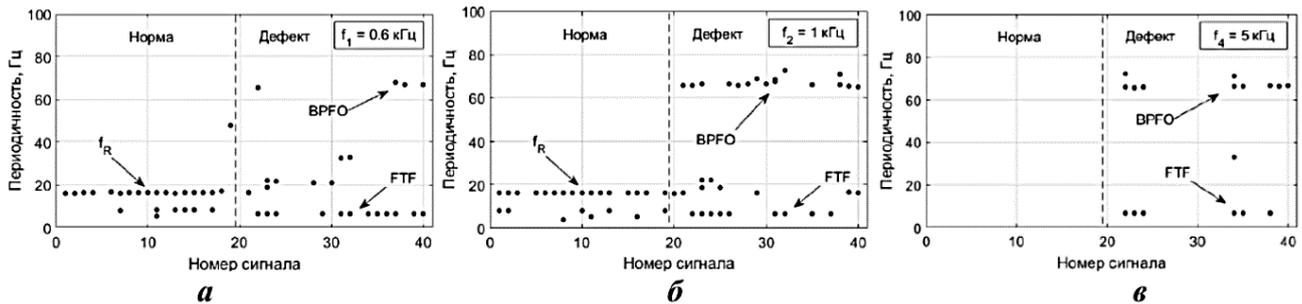


Рис. 2. Найденные по пикам АКФ компоненты вибрации с центральными частотами: а) – 0,6 кГц, б) – 1 кГц, в) – 5 кГц.

В работе [3] рассмотрено появление периодичностей при появлении дефекта. На дефектных сигналах появляются периодичности, соответствующие частотам дефектов, что видно на рис. 2. [3].

Выводы

Анализ пиков АКФ подходит для периодических сигналов различной формы и более устойчив к широкополосному шуму. В то же время, метод Прони меньше зависит от амплитудных соотношений между импульсами. Метод анализа пиков АКФ применим для анализа реальных вибрационных сигналов и применения в диагностике оборудования.

Список использованных источников

1. Барков, А. В. Мониторинг и диагностика роторных машин по вибрации / А. В. Барков, Н. А. Баркова, А. Ю. Азовцев. – СПб : Изд. центр СПбГМТУ, 2000. – 159 с.
2. Sparse Wavelet Decomposition with Redundant Dictionary for Vibration Waveform Analysis / Y.P. Aslamov [и др.] // 14th International Conference on Pattern Recognition and Information Processing. – Minsk, BSUIR, 2019. – С. 6.
3. Асламов, Ю. П. Система контроля работоспособности роторного оборудования на основе анализа временной структуры вибрационных сигналов : диссертация кандидата технических наук : 05.13.01 / Ю.П. Асламов ; БГУИР. – Минск, 2019. – 244 с.
4. Анализ параметров модулированных вибрационных процессов и их огибающих по результатам имитационного моделирования / А. Г. Соколова [и др.] // Вестник Научно-Технического Развития. – 2014. – Т. 84, № 8. – С. 39-53.
5. Groth, A. Estimation of periodicity in time series by ordinal analysis with application to speech : Preprint series DFG-SPP 1114 / A. Groth. – Bremen : Zentrum für Technomathematik, Univ. Bremen, 2002. – 13 с. – Вып. 14.
6. Воскобойников, Ю. Е. Фильтрация сигналов и изображений : фурье и вейвлет алгоритмы (с примерами в Mathcad) : монография / Ю. Е. Воскобойников, А. В. Гочаков, А. Б. Колкер. – Новосибирск : Новосиб. гос. архитектур.-строит. ун-т (Сибстрин), 2010. – 188 с.
7. Алгоритм оценки частоты повторения ударных импульсов на основе периодического вейвлет-преобразования / И. Г. Давыдов [и др.] // Доклады Белорусского Государственного Университета Информатики И Радиоэлектроники. – 2014. – Т. 84, № 6. – С. 22-27.
8. Вольфовский, Б. Н. Способ корреляционной обработки смеси гармонического сигнала с шумом / Б. Н. Вольфовский. – 2013.

9. Токмакова, А. А. Выделение периодической компоненты из временного ряда / А. А. Токмакова // Машинное Обучение И Анализ Данных. – 2011. – Т. 1, № 1. – С. 40-50.
10. Кечик, Д. А. Оценка мгновенной частоты спектральных составляющих нестационарного виброакустического сигнала оконным методом прони / Д. А. Кечик // III Всероссийская акустическая конференция / Политех-пресс. – СПб, 2020. – С. 7.
11. Барков, А. В. Вибрационная диагностика машин и оборудования. Анализ вибрации. Учебное пособие / А.В. Барков, Н. А. Баркова. – Санкт-Петербург : СПбГМТУ, 2004. – 156 с.
12. Detecting outliers: Do not use standard deviation around the mean, use absolute deviation around the median / C. Leys [et al.] // J. Exp. Soc. Psychol. – 2013. – Vol. 49, № 4. – P. 764-766.
13. Воробьев, В. И. Методы межкомпонентной фазовой обработки спектральных составляющих нестационарных сигналов вибрации / В. И. Воробьев, С. Ю. Борисенко // XXVII сессия Российского акустического общества, посвященная памяти ученых-акустиков ФГУП Крыловский государственный научный центр А. В. Смольякова и В. И. Попкова. – 2014.
14. Космач, Н. В. Способ вибрационной диагностики подшипников качения / Н. В. Космач, Ю. П. Асламов. – 2020.
15. Кечик, Д. А. SegmentedAutoregression [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://github.com/Dan-Kechik/SegmentedAutoregression>. – Дата доступа: 12.02.2020.
16. Kechik, D. Bearing 6213 Norm/OR Dataset / D. Kechik, Y. Aslamov, I. Davydov. – 18.10.2020.

УДК 62-251-047.36

СРАВНЕНИЕ РЕЗОНОГРАММЫ И СКЕЙЛОГРАММЫ ДЛЯ МОНИТОРИНГА РОТОРНОГО ОБОРУДОВАНИЯ

ТОЛКАЧ Р. В., КОСМАЧ Н. В., ДАВЫДОВ И. Г.

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

E-mail: tolkach.rom@gmail.com

Аннотация. В данной статье рассмотрен сравнительный анализ резонансной и скейлограммы вибрационных сигналов, как инструментов для мониторинга роторного оборудования. В статье представлены результаты тестирования методов на вибрационных сигналах, снятых с промышленного роторного оборудования.

Abstract. This article discusses a comparative analysis of the resonance and scalegram of vibration signals as tools for monitoring rotary equipment. The article presents the results of testing methods on vibration signals taken from industrial rotor equipment.

В настоящее время актуальность проблемы виброакустической диагностики диктуется острой необходимостью организации оперативного безразборного контроля технического состояния машин и механизмов на всех стадиях их жизненного цикла. Автоматические системы вибрационной диагностики и мониторинга состояния, решающие задачу оценки технического состояния роторного оборудования без привлечения экспертов, способны в значительной мере продлить срок службы диагностируемого оборудования и повысить эффективность производства [1].

Для проверки эффективности использования резонансной как инструмента мониторинга технического состояния оборудования проводится сравнительный анализ нормированной скейлограммы и резонансной.

Для сравнения используется набор сигналов, снятых с промышленного оборудования. На рис. 1. приведены нормированные скейлограммы и резонансные для дефектного (“case1_1.wav”) и нормального (“case2_1.wav”) состояний. Для анализа прироста энергии отдельных компонент рассчитывается разностная нормированная скейлограмма (рис. 1. с)

$$\Delta \overline{Sc}(f) = \overline{Sc}^{case1-1}(f) - \overline{Sc}^{case2-1}(f). \quad (1)$$

Одним из способов анализа разностной нормированной скейлограммы $\Delta \overline{Sc}(f)$ может быть установка некоторого порогового значения прироста энергетического вклада (“Threshold” на рис. 1. с), превышение которого указывало бы на целевую область частот для фильтрации. Фильтрация же всей области положительных коэффициентов $\Delta \overline{Sc}(f)$ может быть неэффективным для разделения дефектов различных элементов при высокой сложности анализируемого оборудования.

Использование комбинированного метода для анализа разностной скейлограммы осложняется необходимостью использования двух пороговых значений: выраженности и энергетического вклада.

Аналогично рассчитывается разница резонансных $\Delta R(f)$ для двух представленных сигналов (рис. 1. d). При этом, в отличие от разностной скейлограммы $\Delta \overline{Sc}(f)$, разностная резонансная $\Delta R(f)$ предоставляет возможность анализа не только резонансных областей, значительно увеличивших свой энергетический вклад, но и новых (появившихся) резонансных областей [2].

При этом следует отметить, что коэффициенты разностной скейлограммы $\Delta \overline{Sc}(f)$ обеспечивают менее корректную оценку прироста энергетического вклада, чем разностной резонансной $\Delta R(f)$, ввиду перекрытия Фурье-образов вейвлетов и, как следствие, взаимного влияния рядом стоящих компонент.

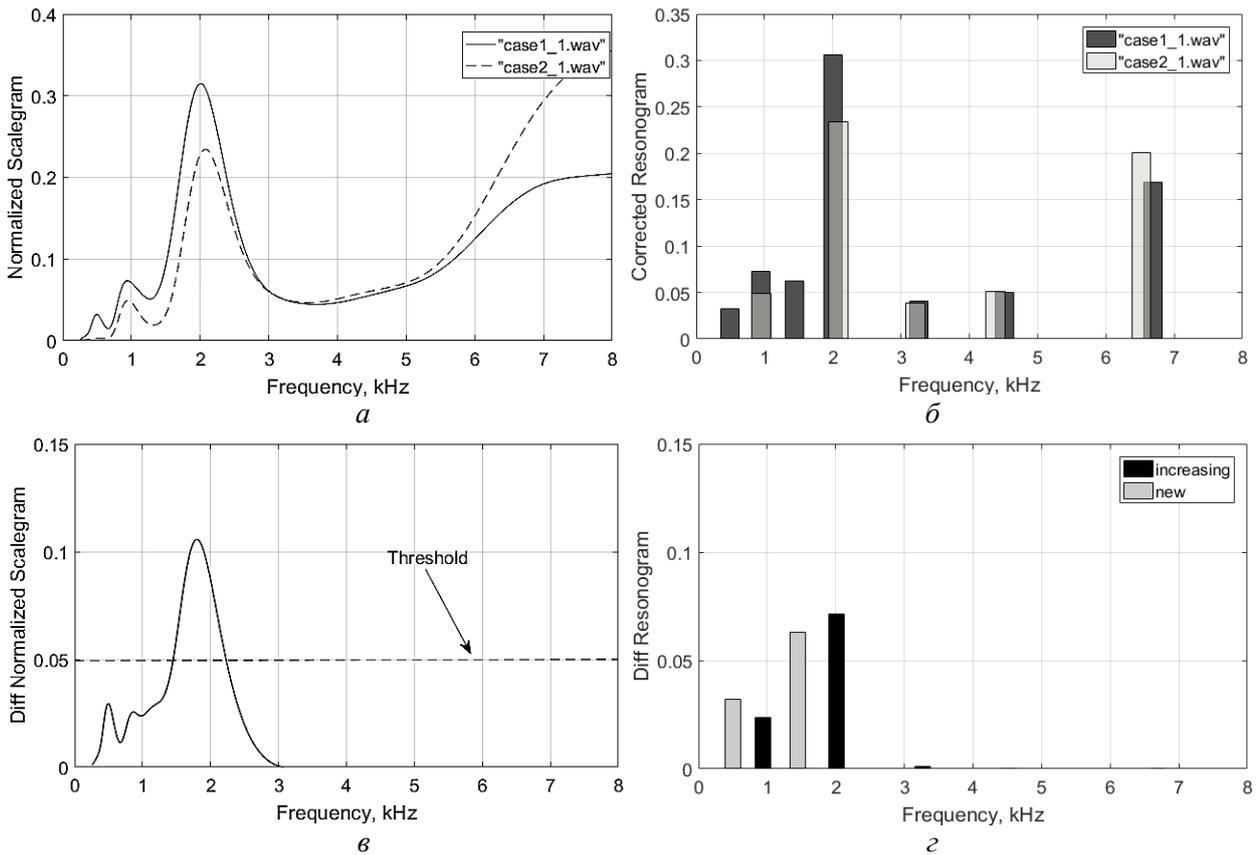


Рис. 1. Сравнение скейлограммы и резонограммы
 а – нормированные скейлограммы сигналов; б – резонограммы сигналов;
 в – разностная скейлограмма; д – разностная резонограмма.

Для определения быстро растущих частотных областей сигнала по разностной резонограмме $\Delta R(f)$ требуется только одно пороговое значение энергетического вклада. В этом случае каждый i -ый частотный диапазон может, например, определяться формулой

$$\Delta F_i = \left[Fr_i \left(1 - \frac{\Pi_0}{2} \right); Fr_i \left(1 + \frac{\Pi_0}{2} \right) \right]. \quad (2)$$

где $\Pi_0 = 0.33$ – относительная полоса пропускания вейвлета MORL; Fr_i – резонансная (собственная) частота, выделенная из резонограммы.

Существенным недостатком резонограммы является так называемый «краевой эффект». Под данным термином понимается зависимость характера декомпозиции скейлограммы от выбранной верхней граничной частоты вейвлетного базиса F . Вследствие того, что алгоритм построения резонограммы основан на поисках максимумов скейлограммы без учета их выраженности, то результаты декомпозиции для 2-ух различных граничных частот могут значительно различаться. Так сдвиг найденных частот в резонограммах достигает 12%. В результате экспериментов было установлено, что более стабильная резонограмма со сдвигами резонансных частот от эксперимента к эксперименту не превышающими 1-2% может быть получена при избыточной верхней частоте скейлограммы F .

При этом скейлограмма нормируется по дисперсии сигнала в линейной полосе частот акселерометра. Так в приведенном примере линейная полоса частот акселерометра, пригодная для измерений, составляет [0;8] кГц, так как на частотах близких к 10 кГц наблюдается собственный резонанс датчика вибрации [4].

В ходе сравнения выявлено, что резонограмма имеет ряд преимуществ перед скейлограммой, а самым важным из них является возможность обнаруживать новые (появившиеся) собственные частоты оборудования, которые могут служить индикатором деградации технического состояния

оборудования, что непосредственно позволяет своевременно осуществить ремонт оборудования и сэкономить время и иные ресурсы.

Список использованных источников

1. Барков, А. В. Мониторинг и диагностика роторных машин по вибрации. / А. В. Барков, Н. А. Баркова, А. Ю. Азовцев. – СПб. : Изд. центр СПбГМТУ, 2000. – 169 с.
2. Mallat S.G. A Wavelet Tour of Signal Processing. The Sparse Way / Academic Press, 2009 – 805 p.
3. Асламов Ю. П., Асламов А. П., Давыдов И.Г., Цурко А. В. Эффективность использования скалограммы для оценки технического состояния роторного оборудования. Доклады БГУИР. 2018;(2):12-17.
4. Разреженная декомпозиция скейлограммы для мониторинга технического состояния роторного оборудования /Ю. П. Асламов, И. Г. Давыдов, Н. В. Космач, Р. В. Толкач // Доклады БГУИР – 2019.

УДК 004.934-042.2

СРАВНЕНИЕ СИСТЕМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЯЗЫКА РАЗГОВОРНОЙ РЕЧИ

АФАНАСЬЕВА А. А., БЕЛОДЕД Н. И.

Академия управления при Президенте Республики Беларусь
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: afanasyeva_25_01@mail.ru

Аннотация. В работе проведён анализ в системах автоматического определения языка речевого сигнала, основанных на скрытых Марковских моделях (СММ), на многослойной самоорганизующейся сети Кохонена (МССК) и на системе, использующей сверточные нейронные сети (СНС), а также приведена оценка точности определения языка данных систем распознавания языка речи.

Abstract. The paper analyzes automatic speech signal language detection systems based on hidden Markov models, a multi-layer self-organizing Kohonen network, and a system using convolutional neural networks, it also evaluates the accuracy of language detection in speech recognition systems.

Для решения задачи определения языка разговорной речи существуют разные подходы, но в том или ином случае система (SLI) должна соответствовать определённым требованиям:

1. Она не должна быть "смещена" в сторону какого-либо языка. Это может быть по причине разного количества данных или различного числа векторов признака для одной модели;
2. Сложность системы должна быть сведена к минимуму, как и время определения языка.
3. Желательно приемлемое снижение производительности системы при увеличении количества определяемых языков или уменьшении длительности высказывания;
4. Устойчивость системы при присутствии низкого соотношения сигнал-шум.

В статье рассмотрены основные системы определения языка разговорной речи и проведён и их анализ.

Акустическое моделирование с использованием скрытых Марковских моделей является отличным инструментом для описания стохастических процессов. Как известно, для работы с ними не существует точных математических моделей, их свойства меняются с течением времени в соответствии со статическими законами.

Скрытой Марковской Моделью (СММ) называют статистическую модель, которая, имитирует работу процесса, похожего на Марковский процесс с неизвестными параметрами. Её задача состоит в разгадывании неизвестных параметров на основе наблюдаемых, в результате параметры, которые были получены используются в дальнейшем анализе, например, для распознавания образов.

Отличие обычной Марковской модели от скрытой состоит в том, что в обычной состоянии видимо наблюдателю, поэтому вероятности переходов – единственный параметр. В скрытой модели можно следить только за переменными, на которые оказывает влияние данное состояние. Каждое состояние имеет вероятностное распределение среди всех возможных выходных значений, поэтому последовательность символов, сгенерированная СММ, даёт информацию о последовательности состояний.

В основе СММ лежит конечный автомат, состоящий из N -состояний, называемых скрытыми. Переходы между состояниями в момент времени t не являются детерминированными, а происходят в соответствии с вероятностным законом и описываются матрицей вероятностей переходов ANN . Схематическое изображение диаграммы переходов между состояниями СММ приведено на рис. 1.

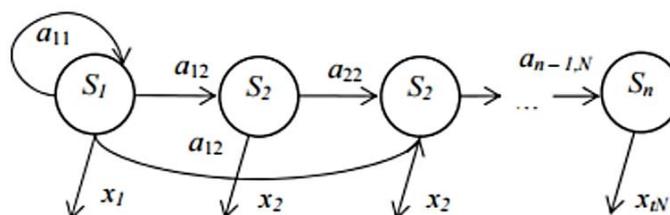


Рис. 1. Анализ диаграммы переходов между состояниями СММ

Нахождение модели в некотором состоянии i соответствует определенной стационарности наблюдаемого сигнала на ограниченном временном интервале. При осуществлении очередного перехода в новое состояние i в момент времени t происходит генерация выходного вектора $x(t)$, называемого параметрическим вектором, в соответствии с многомерной функцией распределения вероятностей $f_j(x)$. Результатом работы СММ является последовательность векторов (наблюдений) x_1, x_2, \dots, x_T длины T .

Работа с СММ осуществляется в 2 этапа.

1) Обучение, определение параметров модели. СММ обучается по алгоритму Баума-Велча.

Процесс обучения модели заключается в определении с помощью набора обучающих образцов следующих параметров:

- матрицы вероятностей переходов между состояниями ANN;
- параметров гауссовых смесей (математическое ожидание, матрица ковариации и веса) для каждого состояния.

2) Определение.

Происходит процесс декодирования СММ, который позволяет определить вероятность того, что наблюдаемая входная последовательность векторов x_1, x_2, \dots, x_T могла быть сгенерирована данной моделью, а также соответствующую наиболее вероятную цепочку состояний. Декодирование модели происходит по алгоритму максимума правдоподобия (алгоритм Витерби).

Таким образом, с помощью скрытых Марковских моделей реализуются фонетические распознаватели, в которых с помощью гауссовых смесей происходит акустическое моделирование. Затем, по результирующей последовательности распознанных фонем считаются меры близости к модели n -грамм каждого языка. Данный подход реализует архитектуру PPRLM (англ. parallel phonemes recognition language model) с параллельным подключением фонетических распознавателей, обученных на нескольких языках. Пример такой системы изображен на рис. 2, где ФР – фонетический распознаватель, ЯМ – языковая модель, P – вероятность принадлежности высказывания к ЯМ.

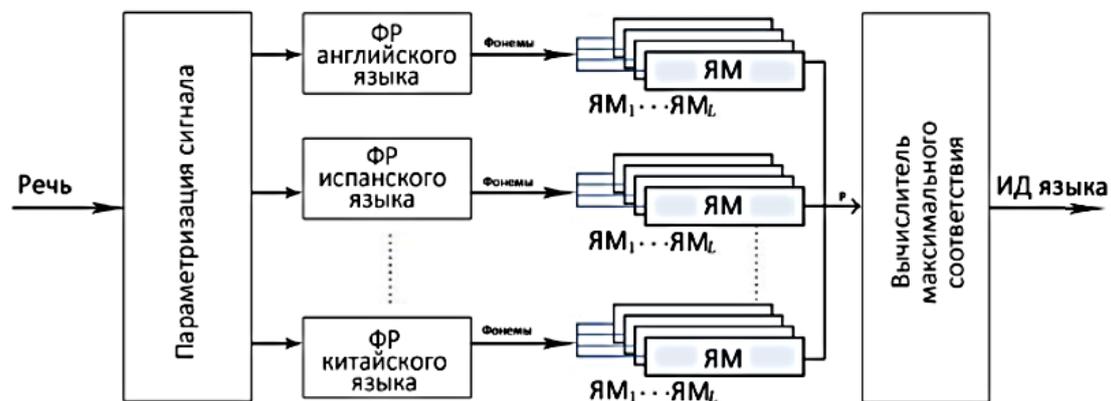


Рис. 2. Анализ архитектуры PPRLM

Однако, кроме СММ, существуют альтернативные способы моделирования статистического распределения векторов акустических признаков для речевого высказывания, такие как искусственные нейронные сети (ИНС).

Рассмотрим акустическое моделирование с использованием искусственной нейронной сети Кохонена. При использовании данного подхода проектируется ИНС Кохонена, которая обучается на большом объеме нормализованных входных данных. Такой подход освобождает от моделирования языковых моделей и не требует фонетических маркировок входных данных, однако требует время на обучение нейронной сети. Самоорганизующиеся карты Кохонена (англ. Self Organizing Maps – SOM) – это одна из разновидностей нейросетевых алгоритмов. Основным отличием данной технологии от других нейронных сетей, обучаемых по алгоритму обратного распространения, является то, что при обучении используется метод обучения без учителя, то есть результат обучения зависит только от структуры входных данных. При этом в ходе обучения модифицируется не только нейрон-победитель, но и его соседи, но в меньшей степени (рис. 2) Самоорганизующиеся карты Кохонена состоят из ячеек прямоугольной или шестиугольной формы. Каждой ячейке соответствует нейрон сети Кохонена. Обучение нейронов производится точно так же, как и обучение нейронов сети Кохонена. Система с использованием самоорганизующейся карты Кохонена представлена на рис. 3.

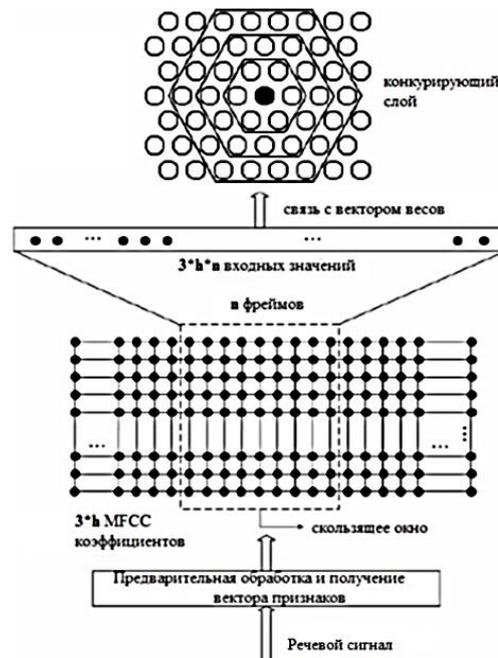


Рис.3. Анализ системы с использованием карты Кохонена

Весь процесс можно описать несколькими этапами:

- 1) Входная речь подвергается предварительной обработке.
- 2) Из нее извлекаются h MFCC-коэффициентов.
- 3) Извлекаются их первая и вторая производные для формирования основного $3 \cdot h$ -мерного вектора признаков.
- 4) Коэффициенты фреймами подаются на конкурирующий слой.
- 5) Нейронная сеть обучается.

Стоит отметить, что на практике добиться высокой точности определения языка для системы с таким подходом очень сложно. Для повышения качества системы используют многослойную самоорганизующуюся нейронную сеть Кохонена. Данная система (рис. 4) имеет пирамидальную структуру и состоит из нескольких однослойных сетей Кохонена. Количество нейронов в каждом последующем слое уменьшается. Данные поступающие на первый слой преобразуют его веса, которые являются входами для следующего слоя. Таким образом, каждый последующий уровень представляет собой более высокий уровень абстракции входных данных.

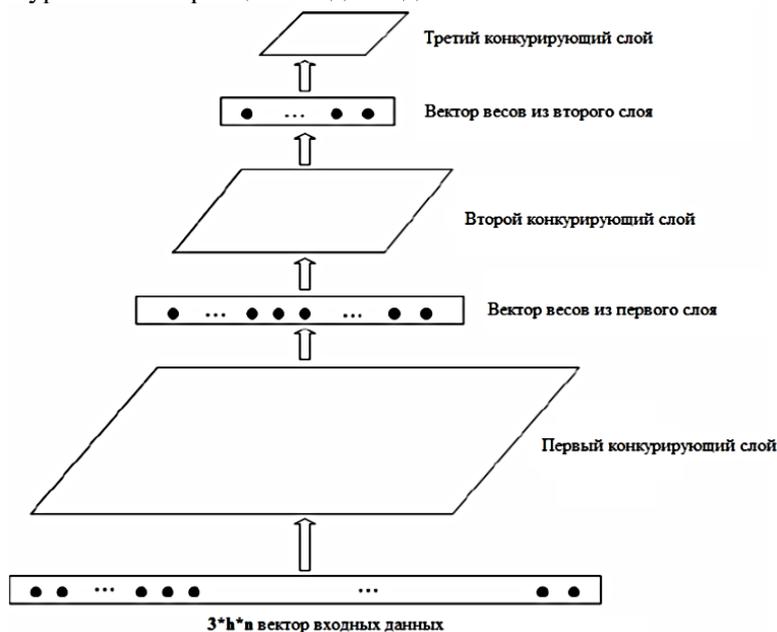


Рис. 4. Анализ самоорганизующейся нейронной сети Кохонена

Свёрточная нейронная сеть (англ. convolutional neural network, CNN) — специальная архитектура искусственных нейронных сетей, нацеленная на эффективное распознавание изображений. Данная сеть использует некоторые особенности зрительной коры головного мозга, в которой были открыты простые клетки, реагирующие на прямые линии под разными углами, и сложные клетки, реакция которых связана с активацией определённого набора простых клеток. Таким образом, идея свёрточных нейронных сетей заключается в чередовании свёрточных слоев (англ. convolution layers) и слоев подвыборки (англ. subsampling layers). Структура сети — однонаправленная (без обратных связей) и многослойная.

Наиболее простым и популярным способом обучения является метод обучения с учителем (на маркированных данных) — метод обратного распространения ошибки и его модификации. Но существует также ряд техник обучения свёрточной сети без учителя.

Название архитектура сети получила из-за наличия операции свёртки (каждый фрагмент изображения умножается на матрицу (ядро) свёртки поэлементно, а результат суммируется и записывается в аналогичную позицию выходного изображения). Важно знать понятие «разделяемых» весов. Это ситуация, когда часть нейронов некоторого рассматриваемого слоя нейронной сети может использовать одни и те же весовые коэффициенты. Далее они объединяются в карты признаков (англ. feature maps), при этом каждый нейрон карты признаков связан с частью нейронов предыдущего слоя. Такие слои называются свёрточными слоями.

Операция субдискретизации (англ. subsampling, англ. pooling, также переводимая как «операция подвыборки» или «операция объединения»), выполняет уменьшение размерности сформированных карт признаков. В этой архитектуре сети считается, что информация о факте наличия искомого признака важнее точного знания его координат, поэтому из нескольких соседних нейронов карты признаков выбирается максимальный и принимается за один нейрон карты признаков уменьшенной размерности. Также иногда применяют операцию нахождения среднего между соседними нейронами. За счёт данной операции, помимо ускорения дальнейших вычислений, сеть становится более инвариантной к масштабу входного изображения.

Таким образом, повторяя друг за другом несколько слоёв свёртки и субдискретизации, строится свёрточная нейронная сеть. Обычно после прохождения нескольких слоев карта признаков вырождается в вектор или даже скаляр, но таких карт признаков становится сотни. На выходе сети часто дополнительно устанавливают несколько слоев полносвязной нейронной сети, на вход которой подаются окончательные карты признаков.

Таким образом, свёрточную нейронную сеть можно использовать для распознавания языка речи, обучив ее на наборе характеристических векторов, представленных в виде изображений.

В результате анализа всех трёх методов можно прийти к их комплексному обзору (табл. 1):

Таблица 1. Оценка проведённого сравнения методов

| Метод | Особенности |
|---|---|
| 1 | 2 |
| Акустическое моделирование с использованием скрытых Марковских моделей | потребность в огромном наборе обучающих данных, размеченных с точностью до фонов сложность наращивания системы, так как разработка языковых моделей является весьма трудоемким процессом |
| Акустическое моделирование с использованием искусственной нейронной сети Кохонена | при увеличении количества распознаваемых языков увеличивается и количество настраиваемых параметров, что существенно сказывается на времени обучения сети, а также на ее производительности (это можно исправить с помощью свёрточных нейронных сетей) |
| Свёрточная нейронная сеть | <ul style="list-style-type: none"> • имеет гораздо меньшее количество настраиваемых весов, так как одно ядро весов используется целиком для всего изображения • относительная инвариантность к повороту и сдвигу распознаваемого изображения • удобное распараллеливание вычислений, а, следовательно, возможность реализации алгоритмов работы и обучения сети на графических процессорах |

В табл. 2. содержится оценка точности определения языка в системах автоматического определения языка речевого сигнала, основанных на скрытых Марковских моделях (СММ), на многослойной самоорганизующейся сети Кохонена (МССК) и на системе, использующей сверточные нейронные сети (СНС).

Таблица 2. Оценка точности определения языка в системах автоматического определения речевого сигнала

| Метод | Точность определения языка, % |
|--------------------------|-------------------------------|
| СММ | 69,3 |
| МССК | 82,7 |
| СНС (обучена на спектре) | 90,17 |
| СНС (обучена на MFCC) | 96,89 |

Таким образом, использование сверточной нейронной сети, обученной на MFCC-коэффициентах, позволяет добиться наилучшей, в сравнении с традиционными подходами, точности определения языка.

В дальнейшем планируется создание приложения для определения речи с использованием программная библиотека для машинного обучения Tensorflow.js, интерфейс которого будет написан на JavaScript.

Список литературы

1. Свёрточная нейронная сеть [Электронный ресурс] – Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/Свёрточная_нейронная_сеть - Дата доступа: 17.10.2020
2. А. В. Царьков, А. А. Столяров Научоёмкие технологии в приборо- и машиностроении и развитие инновационной деятельности в вузе / материалы Всероссийской научно-технической конференции, 15 – 17 ноября 2016 г. Т. 3. – Калуга: Издательство МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2016. – 256 с.

УДК 004.421.5

ТЕСТИРОВАНИЕ ПСЕВДОСЛУЧАЙНОГО ГЕНЕРАТОРА СЛУЧАЙНЫХ ЧИСЕЛ

ПИКУЗА М. О.

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

E-mail: maksimpikuza@gmail.com

Аннотация. Рассмотрен опытный образец псевдослучайного генератора случайных чисел. Проведено его тестирование с использованием алгоритмов Национального института стандартов и технологий США. Показаны результаты тестирования в зависимости от периода снятия данных и величины обратного тока на шумовом диоде ND103L.

Abstract. A prototype pseudo-random generator of random numbers is considered. It was tested using algorithms from the US National Institute of Standards and Technology. Test results are shown versus sampling period, and reverse current across the ND103L noise diode.

Введение

Случайные последовательности чисел являются важной и неотъемлемой частью многих прикладных аспектов, таких как криптография, математическое моделирование, игровая индустрия [1]. Для получения случайных последовательностей применяют программные и аппаратные генераторы случайных чисел. Аппаратные генераторы случайных чисел основаны на внешнем источнике энтропии и зачастую состоят из источника энтропии, блока измерения и последующей обработки данных. В качестве источника энтропии можно использовать обратносмещенные шумовые диоды в диапазоне обратных токов выше пробивного, что позволяет получить наибольшую интенсивность электрических флуктуаций [2].

Основная часть

В изучаемом опытном образце псевдослучайного генератора случайных чисел (далее — ПГСЧ) основным элементом является шумовой диод ND103L, который имеет следующие технические характеристики:

- Постоянное напряжение шума (при токе 100 мкА) — 6-9 В;
- Спектральная плотность напряжения шума (при токе 50 мкА) — не менее $30 \text{ мкВ}/\sqrt{\text{Гц}}$;
- Граничная частота (при токе 50 мкА) — не менее 1 МГц;
- Неравномерность спектральной плотности напряжения шума (при токе 50 мкА) — не более 3 дБ.

При подаче на шумовой диод обратного тока смещения выше пробивного, он начинает работать в режиме лавинного пробоя. В начальной стадии лавинного пробоя процесс ударной ионизации оказывается неустойчивым. Результатом случайной неравномерности генерации новых носителей заряда при ударной ионизации являются шумы, которые характерны для определенного диапазона токов. Эти шумы и являются источником энтропии для ПГСЧ.

Электрическая схема опытного образца ПГСЧ на шумовом диоде ND103L показана на рисунке 1. Рассматриваемый ПГСЧ работает следующим образом. На шумовой диод подается обратное напряжение выше напряжения пробоя ($\geq 9 \text{ В}$). Величина обратного тока, протекающего через диод регулируется с помощью потенциометра и отображается на микроамперметре. Интенсивность электрических флуктуаций пропорциональна величине обратного тока. В результате лавинного пробоя на выходе конденсатора появляется случайный шумовой импульсный сигнал, который с помощью компаратора и делителя частоты преобразуется в двухуровневый случайный цифровой шум. Временные диаграммы напряжений в контрольных точках можно наблюдать и измерять основные электрические параметры с помощью цифрового осциллографа BORDO. Модуль ARDUINO на основе

микроконтроллера ATmega 2560 преобразует двухуровневый случайный цифровой шумовой сигнал в последовательность 0 и 1, которая передается на ПК и записывается в файл.

Для проверки генераторов случайных чисел используются как различные наборы тестов, анализирующие входную последовательность случайных чисел, такие как NIST (Национального института стандартов и технологий США) и Diehard [1,3], так и тесты, анализирующие сам источник энтропии [1].

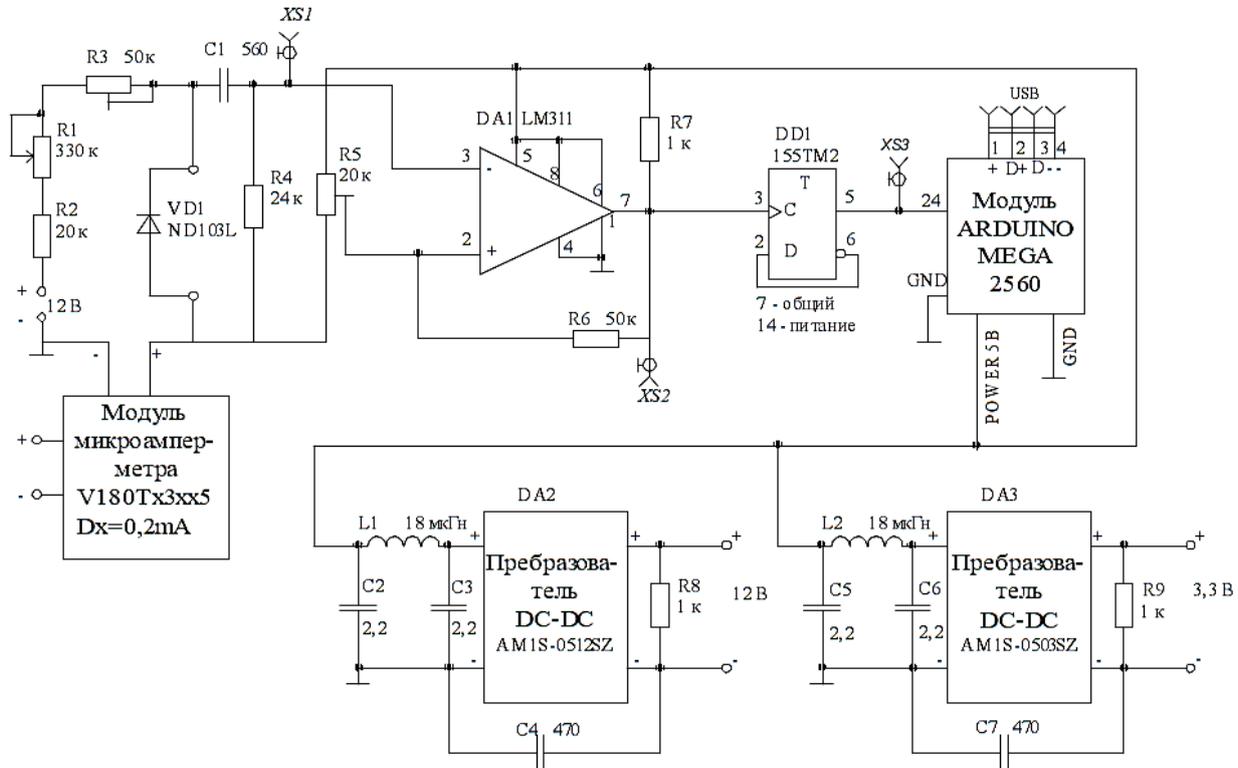


Рис. 1. Электрическая схема опытного образца ПГСЧ на шумовом диоде ND103L

В основе тестов NIST лежит понятие нулевой гипотезы, т.е. предположения, что между двумя фактами отсутствует какая-либо взаимосвязь. Существует также альтернативная гипотеза, которая опровергает нулевую гипотезу: т.е. между явлениями взаимосвязь существует. За нулевую гипотезу принимается предположение, что последовательность является истинно случайной, знаки которой появляются равновероятно и независимо друг от друга. Следовательно, если нулевая гипотеза верна, то генератор производит достаточно «хорошие» случайные числа.

При интерпретации результатов тестирования статистика последовательности, снятой с генератора, сравнивается с эталонной и если отклонение больше заданной погрешности p , то делается вывод, что нулевая гипотеза не верна с большей надежностью.

Набор тестов NIST содержит в себе 15 тестов: 1) частотный побитовый тест; 2) частотный блочный тест; 3) тест кумулятивных сумм; 4) тест на последовательность одинаковых битов; 5) тест рангов бинарных матриц; 6) тест на самую длинную последовательность единиц в блоке; 7) спектральный тест; 8) тест на совпадение неперекрывающихся шаблонов; 9) тест на совпадение перекрывающихся шаблонов; 10) универсальный статистический тест Маурера; 11) тест приближительной энтропии; 12) тест на произвольные отклонения; 13) другой тест на произвольные отклонения; 14) тест на периодичность; 15) тест на линейную сложность [4].

Тестирование опытного образца ПГСЧ производилось с использованием тестов NIST при заданном значении погрешность $p=0,01$. Тестирование проводилось в несколько этапов при различных значениях входных параметров: T – период снятия значений, $I_{обр}$ – обратный ток шумового диода. На каждом этапе снималась и тестировалась 100 последовательностей длиной 50000 бит, снятых с периодом T при токе $I_{обр}$.

Порядок снятия данных и тестирования был следующим: вначале снимались и тестировались данные при постоянном значении периода T и разных значениях тока $I_{обр}$, после чего снимались и

тестировались данные при постоянном значении тока $I_{обр}$ и разных значениях периода T . Результаты тестирования представлены в табл. 1.

Таблица 1. Результаты тестирования опытного образца ПГСЧ

| № | Параметры \ Результаты | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | Σ |
|---|----------------------------------|---|---|---|---|---|---|---|---|---|----|----|----|----|----|----|----|
| 1 | $T = 4$ мкс, $I_{обр} = 20$ мкА | + | + | + | | + | + | + | + | + | | | | | | + | 9 |
| | $T = 4$ мкс, $I_{обр} = 40$ мкА | | + | | + | + | + | + | + | + | | | | | | + | 8 |
| | $T = 4$ мкс, $I_{обр} = 60$ мкА | | + | | + | + | + | | + | + | | + | | | + | + | 9 |
| | $T = 4$ мкс, $I_{обр} = 80$ мкА | | + | | | + | + | + | + | + | + | | | | + | + | 9 |
| | $T = 4$ мкс, $I_{обр} = 100$ мкА | | | | | | | + | + | | | | | | | | + |
| 2 | $T = 4$ мкс, $I_{обр} = 50$ мкА | | + | | + | + | + | + | + | + | | + | | | + | + | 10 |
| | $T = 20$ мкс, $I_{обр} = 50$ мкА | | + | | + | + | + | + | + | + | | | | | + | + | 9 |
| | $T = 40$ мкс, $I_{обр} = 50$ мкА | | + | | + | + | + | + | + | + | | + | | | + | + | 10 |

При изменении исходных параметров генератора видно, что устройство относительно стабильно работает в диапазоне обратного тока через шумовой диод 20-80 мкА, а при увеличении тока далее количество проеденных тестов уменьшается, что говорит о увеличении неравномерности спектральной плотности напряжения шума с увеличением обратного тока через шумовой диод. Кроме того, видно, что при периоде снятия значений больше 4 мкс стабильность работы не уменьшается, что обусловлено тем, что частота выборки не превышает пределы граничной частоты равномерности спектра.

Заключение

Из общих результатов тестирования видно, что ПГСЧ проходит большую часть тестов NIST, что говорит о том, что данный генератор можно использовать в определенных сферах, однако его нельзя назвать истинно случайным и необходимо осуществить его доработку: усовершенствовать и более тщательно настроить аппаратную часть либо добавить программную реализацию алгоритмов постобработки данных, которая улучшит статистические характеристики потока данных.

Список использованных источников

- Herrero-Collantes, M. Quantum Random Number Generators / M. Herrero-Collantes, J. C. Garcia-Escartin // *Reviews of Modern Physics*. – 2017. – №89(1).
- Барановский, О. К. Кремниевые диоды-генераторы шумовых последовательностей : сб. научных трудов 2-й международной научной конференции «Материалы и структуры современной электроники» / О. К. Барановский [и др.]. 5-6 октября 2006. Минск. 2006. с. 58-61.
- Hotoleanu, D. Real-Time Testing of True Random Number Generators Through Dynamic Reconfiguration / D. Hotoleanu, O. Cret, A. Suci, T. Gyorfi, and L. Vacariu // *13th Euromicro Conference on Digital System Design: Architectures, Methods and Tools*. – 2010. – P. 247–250.
- A Statistical Test Suite for Random and Pseudorandom Number Generators for Cryptographic Applications / National Institute of Standards and Technology. – Gaithersburg, Maryland, 2010.

УДК 621.373:534.322.3

УМЕНЬШЕНИЕ ФАЗОВЫХ ШУМОВ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ ПРИ НАЛИЧИИ ВИБРАЦИЙ

НАУМОВИЧ Н. М., КОРЕНЕВСКИЙ С. А., БРИЧКАЛЕВИЧ П. И., КИЙКО В. Н.

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

E-mail: karaneuski@mail.ru

Аннотация. Приведены результаты исследований фазовых шумов при отсутствии и наличии вибраций кварцевого генератора, приведена зависимость спектральной плотности фазовых шумов генератора Wenzel от частоты вибраций кварцевого генератора.

Abstract. The results of studies of phase noise in the absence and presence of vibrations of a quartz generator are presented, and the dependence of the spectral density of phase noise of the Wenzel generator on the frequency of vibrations of the quartz generator is shown.

Уменьшение фазовых шумов синтезаторов частот при воздействии вибраций требует изучения спектральной плотности фазовых шумов вносимых различными устройствами синтезатора. На рис. 1 приведены результаты исследований фазовых шумов вносимых схемой ФАПЧ (ГУН, делители частот, фазовый детектор), при отсутствии вибраций кварцевого генератора.

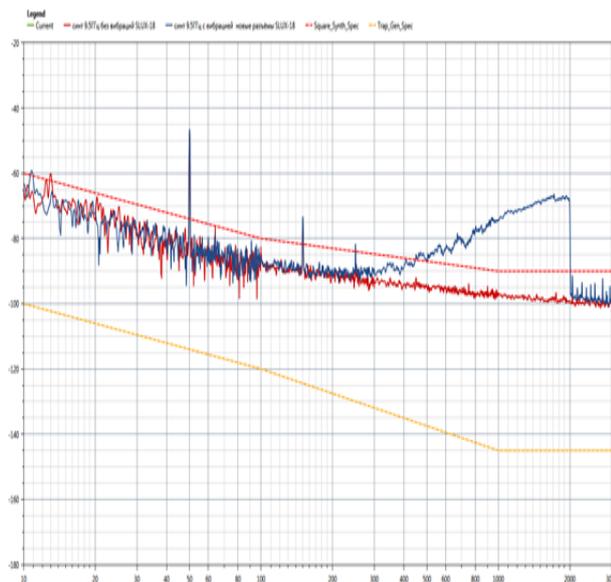


Рис. 1. Спектральная плотность фазовых шумов схемы ФАПЧ при отсутствии вибраций на кварцевом генераторе. Частота выходного сигнала синтезатора 9.5 ГГц

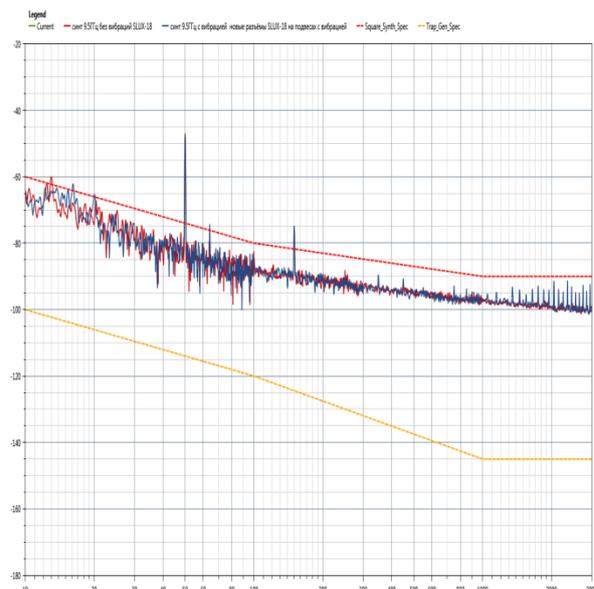


Рис. 2. Спектральная плотность фазовых шумов синтезатора частот с ФАПЧ при воздействии вибраций и использовании виброгасителей. Частота выходного сигнала синтезатора 9.5 ГГц

Видно, что в диапазоне частот широкополосной вибрации менее 300 Гц схема ФАПЧ не вносит фазовых шумов при воздействии вибраций. Наличие вибраций приводит к увеличению мощности фазовых шумов в диапазоне частот вибрации 300 – 2000 Гц. На частоте вибраций 2000 Гц спектральная плотность фазовых шумов, вносимых схемой ФАПЧ, увеличивается на 30 дБ, рис. 1. В настоящее время имеются виброгасители, позволяющие значительно уменьшить уровень вибраций на частотах более 300 Гц, что позволяет практически устранить влияние вибраций на работу схемы ФАПЧ, рис. 2.

На рис. 3 приведена зависимость спектральной плотности фазовых шумов генератора Wenzel от частоты вибраций кварцевого генератора. Из рисунка видно, что применение виброгасителей

позволяет обеспечить относительно небольшое увеличение спектральной плотности мощности фазовых шумов кварцевого генератора на частотах более 300 Гц. Однако на частотах 20 – 40 Гц спектральная плотность мощности кварцевого генератора при наличии вибраций $0.04G^2/Hz$ увеличивается на 40 - 50 дБ. Поэтому для уменьшения мощности фазовых шумов генератора в диапазоне частот 10 – 300 Гц разработана схема электронной компенсации мощности фазовых шумов кварцевого генератора. Схема содержит акселерометр, обеспечивающий формирование временной зависимости вибраций кварцевого генератора по трем осям X,Y,Z. Амплитуды этих сигналов на входах сумматора подбираются пропорционально вибрационной чувствительности кварцевого генератора по каждой оси. Далее они суммируются и поступают на вход электронной коррекции частоты кварцевого генератора, обеспечивая компенсацию изменения выходной частоты кварцевого генератора, обусловленную амплитудой вибраций по каждой оси кварцевого резонатора. На рис. 3 приведена зависимость спектральной плотности фазовых шумов генератора Wenzel от частоты при наличии виброизоляторов и схемы электронной компенсации (средняя кривая). Из рис. видно, что наличие схемы электронной компенсации позволяет уменьшить мощность фазовых шумов генератора на 10 – 30 дБ, в диапазоне частот 10 – 100 Гц.

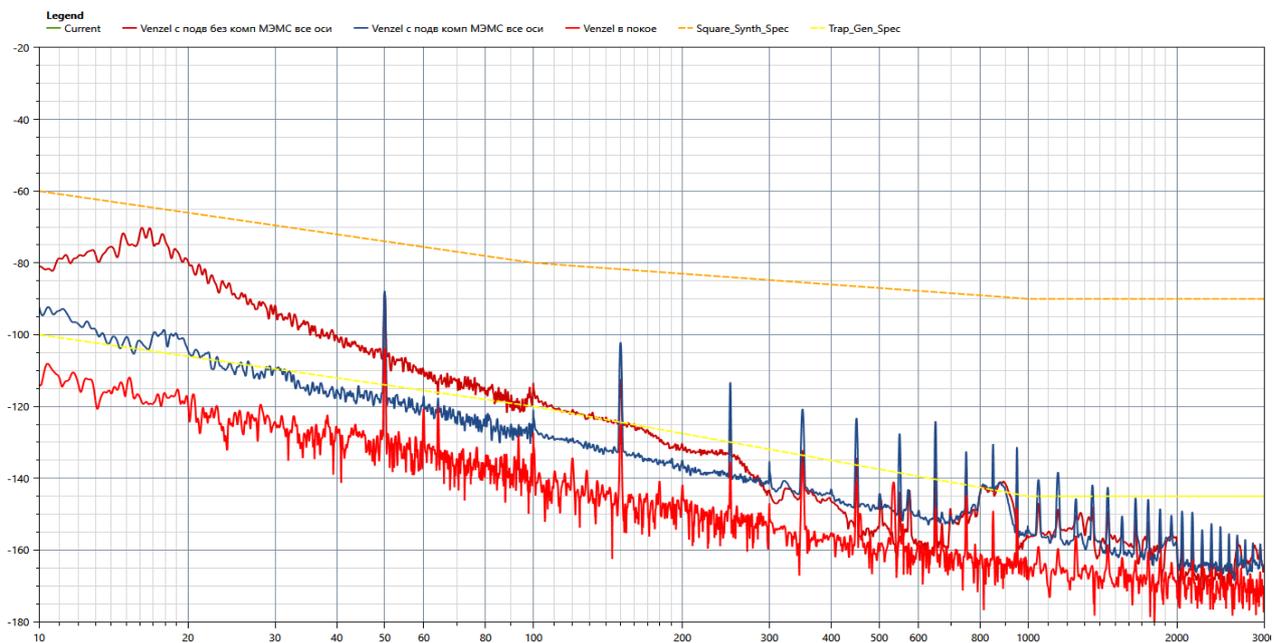


Рис. 3. Зависимость спектральной плотности фазовых шумов генератора Wenzel от частоты

- нижняя кривая – зависимость спектральной плотности шума исследуемого кварцевого генератора при отсутствии вибраций;
- средняя кривая – зависимость спектральной плотности шума исследуемого кварцевого генератора при наличии вибраций, виброгасителей и электронной схемы компенсации;
- верхняя кривая – зависимость спектральной плотности шума исследуемого кварцевого генератора при наличии вибраций и виброгасителей.

Список использованных источников

1. Зайцев А. А. Исследование передаточных функций источников шума в синтезаторах частот на базе ФАПЧ // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. - 2016. - Т. 16. -№ 4. - С. 134-137.

УДК 621.375:534.85

ЦИФРОВЫЕ СПОСОБЫ УМЕНЬШЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В УСИЛИТЕЛЬНЫХ ТРАКТАХ

ОБОЛЕСШЕВ А. С., БОКШИЦ П. А., ЗАБЕНЬКОВ И. И.

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

E-mail: alex_luter122@mail.ru

Аннотация. В работе проведен сравнительный анализ различных моделей построения цифрового предискажающего устройства, таких как полиномиальная модель с памятью, обобщенная полиномиальная модель с памятью, модель на основе рядов Вольтерры-Винера. Предложены способы их сокращения, а также представлены результаты исследований об эффективности их применения.

Abstract. The paper provides a comparative analysis of various models of a digital predistortion device, such as a memory polynomial model, a generalized memory polynomial model, and a Volterra series model. Methods for their pruning are proposed, and studies on the effectiveness of their use are presented.

С ростом числа пользователей и их требований к повышению качества услуг пределы существующих беспроводных сетей становятся все более явными.

Переход от стандарта 4G к 5G предполагает фундаментальные изменения как в теоретическом базисе, так и в методологии проектирования систем беспроводного доступа. Так усилитель мощности (УМ), являющийся основным потребителем энергии в передатчике для повышения эффективности всей системы работает в нелинейном режиме. Из чего следует возникновение значительных нелинейных искажений, которые необходимо скомпенсировать. Один из наиболее эффективных методов компенсации – метод цифровых предискажений (*Digital Pre-Distortion, DPD*) [1]. Данный способ предполагает включения в цепь усилительного тракта устройства (корректора), которое обеспечивает предварительное искажение усиливаемого сигнала, на величину, обратную той, что вносит УМ. Другими словами, амплитудная и фазовая характеристики блока *DPD* будут обратными к характеристикам УМ. (рис. 1).

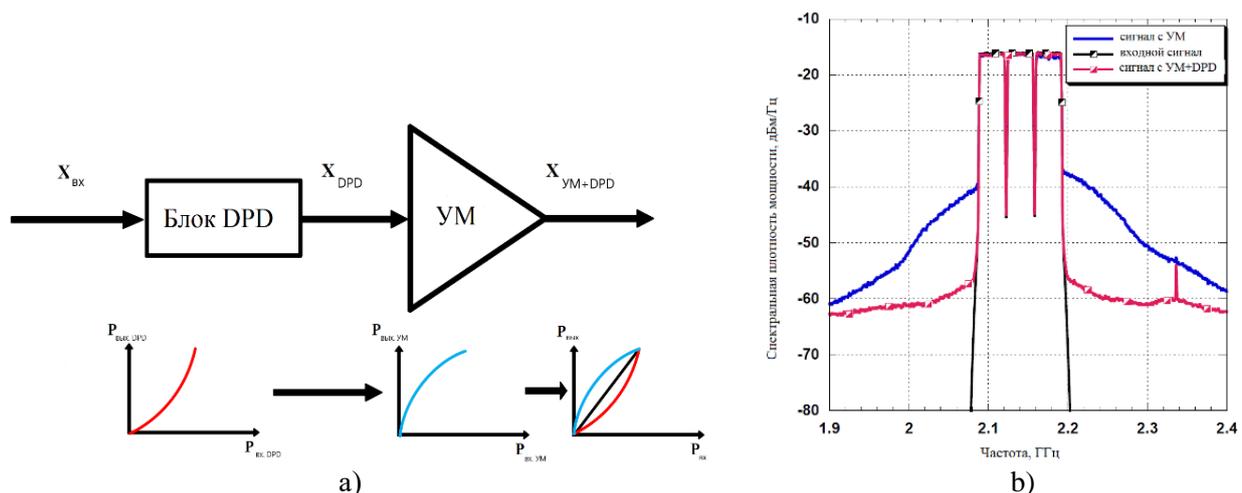


Рис. 1. Цифровое предискажение: а – принцип работы, б – частотная характеристика

Однако существующие методы цифровых предискажений и линеаризации не могут быть в полной мере внедрены в сети пятого поколения.

Особенности применения *DPD* в сетях 5G можно свести к трём ключевым категориям:

1. Сложность алгоритмов *DPD*, требующая больших временных и вычислительных затрат для расчета модели требуемой размерности;
2. Масштабируемость для применения в сетях с множественным доступом (*MIMO DPD*);
3. Рост интермодуляционных искажений в многодиапазонных сетях.

Рассмотрим существующие модели корректоров, способы их упрощения и приведем результаты моделирования, на основании чего сделаем выводы.

Наиболее простой с точки зрения практической реализации можно назвать полиномиальную модель с памятью (MP). Описывается данная модель следующим выражением:

$$y(n) = \sum_{k=0}^K \sum_{l=0}^{L-1} w_{l,k} x(n-l) |x(n-l)|^k, \quad (1)$$

где $x(n), y(n)$ – комплексные отсчеты сигнала на входе и выходе блока DPD соответственно.
 $w_{l,k}$ – комплексные коэффициенты модели.

Полиномиальная модель с памятью использует два параметра для описания характеристики УМ: K – порядок нелинейности, L – глубина памяти (объем памяти отсчетов).

Для повышения эффективности, а главное, точности работы модели в её описание вводятся перекрестные члены вида $x(n)|x(n-m)|$ и $(n)|x(n+m)|$ – обобщенная полиномиальная модель с памятью (GMP):

$$y_{GMP}(n) = \sum_{k=0}^{K_a} \sum_{l=0}^{N_a-1} a_{l,k} x(n-l) |x(n-l)|^k + \sum_{k=0}^{K_b} \sum_{l=0}^{N_b-1} \sum_{m=0}^{M_b-1} b_{l,k,m} x(n-l) |x(n-l-m)|^k + \\ + \sum_{k=0}^{K_c} \sum_{l=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{M_c-1} b_{l,k,m} x(n-l) |x(n-l+m)|^k, \quad (2)$$

Как мы можем видеть из (2) количество параметров модели возросло до 8, как следствие возрастут и вычислительные затраты для построения модели.

Модель на основе рядов Вольтерра.

Представление нелинейной динамической системы на основе рядов Вольтерра k -го порядка определено соотношением, связывающим выход $y(n)$ с текущим значением $x(n)$ и предыдущими $N-1$ значениями входного сигнала (3) [2].

$$y_{VS}(n) = \sum_{n_1=1}^{N-1} a_1(n_1) x(n-n_1) + \sum_{n_1=1}^{N-1} \sum_{n_2=1}^{N-1} a_2(n_1, n_2) x(n-n_1) x(n-n_2) + \\ + \sum_{n_1=1}^{N-1} \sum_{n_2=1}^{N-1} \sum_{n_3=1}^{N-1} a_3(n_1, n_2, n_3) x(n-n_1) x(n-n_2) x(n-n_3) + \dots \\ + \sum_{n_1=1}^{N-1} \sum_{n_2=1}^{N-1} \dots \sum_{n_k=1}^{N-1} a_k(n_1, \dots, n_k) x(n-n_1) x(n-n_2) x(n-n_k), \quad (3)$$

Как мы можем видеть выражение (3) состоит из большого количества членов, что обосновано фактом высокой степени нелинейности цепей УМ, а также использованием комплексных сигналов при моделировании УМ и блока DPD. Эти факторы значительно затрудняют применение модели на практике.

Таким образом исходя из [3]-[5] можно сформулировать упрощенную модель Вольтерра:

1. Учёт только действительной части отсчетов входного сигнала $x(n)$ без мнимой части, как это было в (3). [3] Демонстрирует, что подобный подход позволяет сократить количество членов в модели.
2. Повышение способности корректора к компенсации квадратурного дисбаланса.
3. Уменьшение связи между отсчетами. Это значит, что отсчёт $x(n)$ связан с отсчетами с индексами от n до $n-D$. В дальнейшем будем рассматривать модели Вольтерра с $D=1$ и $D=2$.

С учётом вышесказанного выражение для упрощенной модели Вольтерра (*Simplified Volterra series, SVS*) примет вид:

$$y_{SVS}(n) = y_A(n) + y_B(n), \quad (4)$$

где

$$y_A(n) = \sum_{n_1=1}^{N-1} \sum_{n_2=n_1}^{n_1-D} \dots \sum_{n_k=n_{k-1}}^{n_{k-1}-D} a_k(n_1, \dots, n_k) x(n-n_1) |x(n-n_2)| \dots |x(n-n_k)|,$$

$$y_B(n) = \sum_{n_1=1}^{N-1} \sum_{n_2=n_1}^{n_1-D} \dots \sum_{n_k=n_{k-1}}^{n_{k-1}-D} b_k(n_1, \dots, n_k) x(n-n_1)^* |x(n-n_2)| \dots |x(n-n_k)|.$$

На рис. 2 представлены результаты моделирования описанных моделей корректоров. Для тестирования использовался усилитель по схеме Догерти мощностью 300 Вт, работающий с сигналом LTE стандарта с полосой занимаемых частот равной 100 МГц и конфигурацией каналов 10101 (здесь 1 – символизирует наличие сигнала в канале и 0 – его отсутствие), пик-фактор 11 дБ. Схема тестовой установки изображена на рис. 3, амплитудная и фазовые характеристики УМ на рис. 4 соответственно [6].

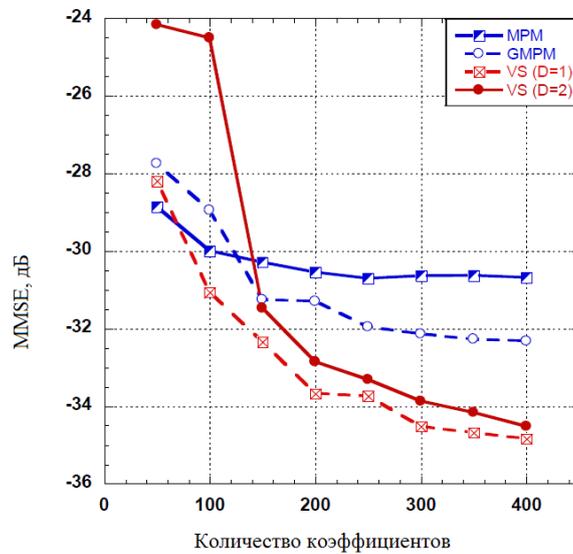


Рис. 2. Зависимость уровня битовой ошибки от кол-ва коэффициентов в модели DPD

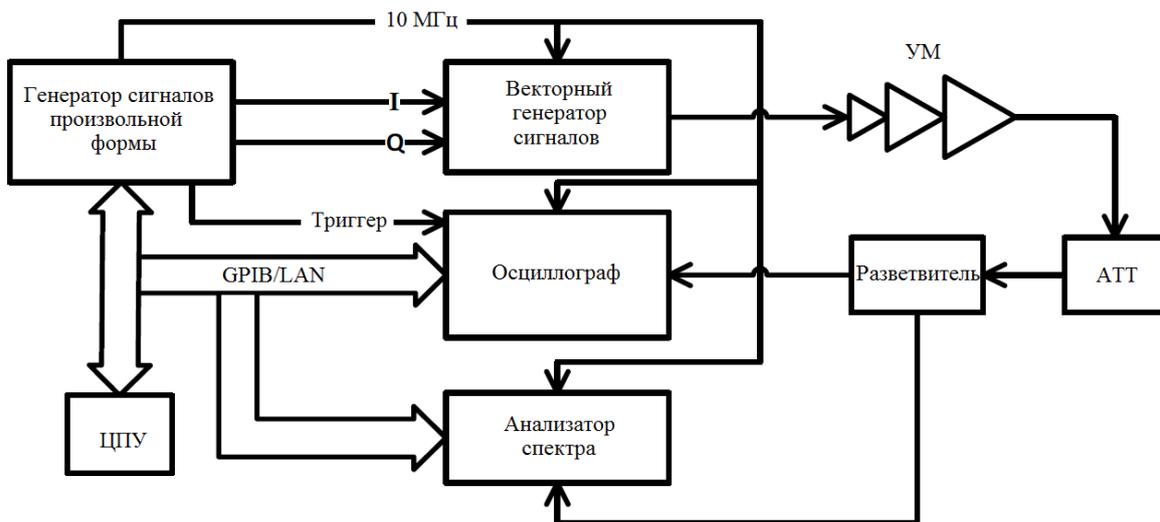


Рис. 3. Тестовая схема

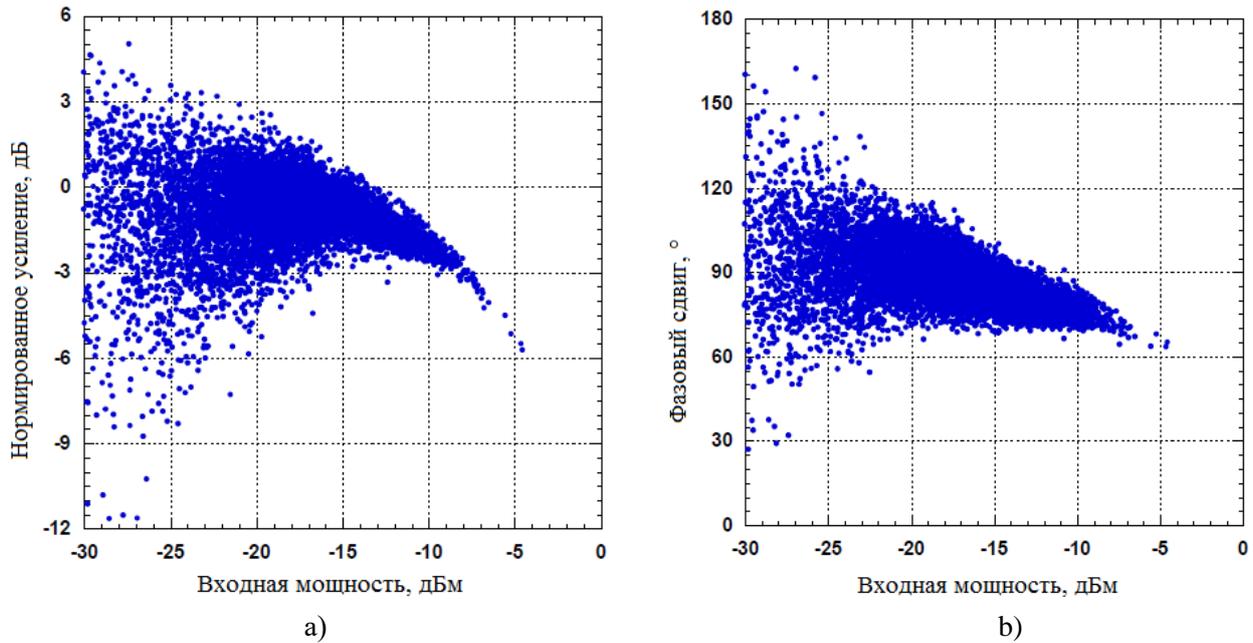


Рис. 4. Характеристики тестируемого УМ, а – амплитудная, б – фазовая.

Как мы видим для достижение приемлемых значений ошибки на уровне $-30\dots-34$ дБ потребуется модель с не менее чем 300 коэффициентами, что требует дальнейшей оптимизации.

В [7] предлагается применение принципов сжатого зондирования (*Compressed sampling, CS*). Рассмотрим *CS* относительно синтеза модели УМ и корректора *DPD*, которая может быть описана вектором y , являющимся совокупностью отсчётов $y(n)$ на выходе модели:

$$y = Aw, \quad (5)$$

где A – матрица модели,
 w – разреженный вектор коэффициентов.

Согласно определению *CS* решением будет нахождения такого минимального вектора \hat{w} , который удовлетворит следующее условие:

$$|A\hat{w} - y|_{l_2} < \varepsilon, \quad (6)$$

где ε – максимально допустимое значение ошибки.

Задача сжатого зондирования при построении модели может быть решена при помощи широкого спектра алгоритмов, например, регрессии Лассо [8]. Мы же рассмотрим *CoSaMP* (*Compressive Sampling Matching Pursuit*) – модификация так называемого «грубого» алгоритма выбора подходящего (*Matching Pursuit, MP*) [9].

Данный метод использует свойство ограниченной изометрии (*Restricted Isometry Property, RIP*) [10]. Матрица A будет обладать свойством ограниченной изометрии, если существует такой минимальный параметр δ_r , для которого выполняются условия:

$$(1 - \delta_r)||w||_2^2 \leq |Aw|_2^2 \leq (1 + \delta_r)||w||_2^2, \text{ для } ||w_0|| \leq r, \quad (7)$$

где $||w||_2^2, ||w_0||$ – l_2 и l_0 нормализации вектора w ;
 r – число неединичных столбцов матрицы A .

В [10] подтверждается выполнения данного условия для матриц на основе рядов Вольтерра.

На рис. 5 продемонстрированы результаты применения сокращенного зондирования для полиномиальной модели с памятью (MP) размером 50 ($L = 5, K = 10$) [6].

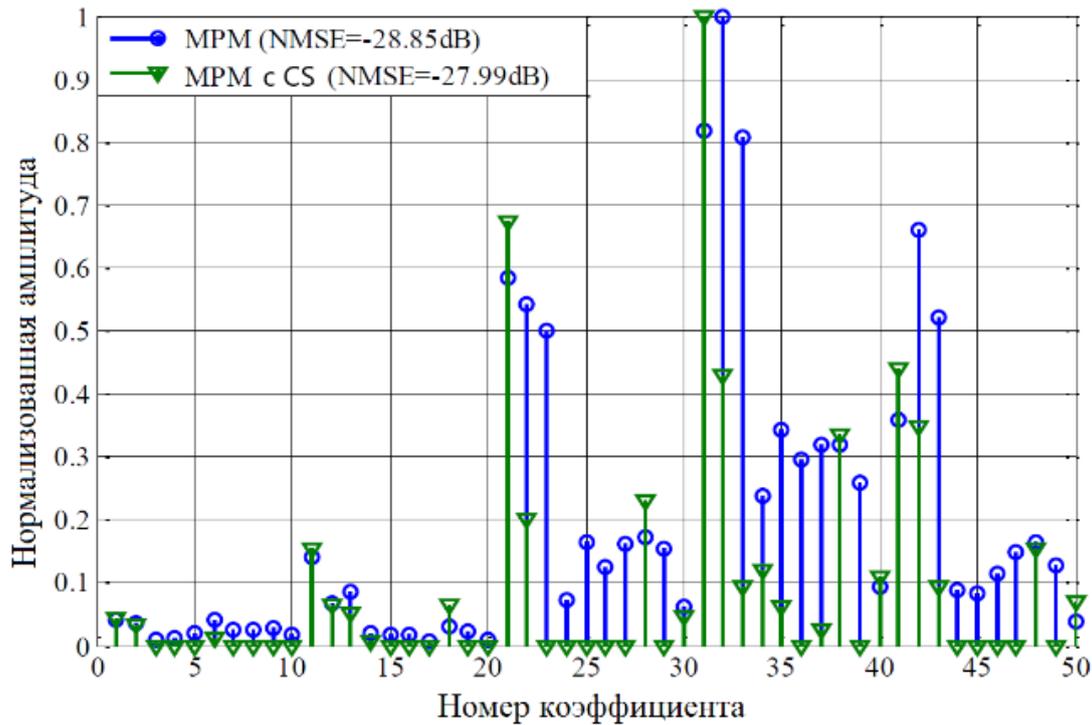


Рис. 5. Коэффициенты сокращенной и полной полиномиальной модели.

Кол-во коэффициентов удалось сократить в 2 раза, при этом уровень ошибки повысился менее чем на 1 дБ.

В качестве заключения сведем все рассмотренные ранее модели и алгоритмы упрощения в одну таблицу. Для каждой модели приведены три результата: «Полноразмерная» – соответствует модели с наибольшим полученным числом коэффициентов, «С прим. CS» – усеченная до 50 коэффициентов при помощи алгоритма CoSaMP, «Без прим. CS» – обычная модель корректора с размерностью максимально близкой к размерности CoSaMP модели.

Таблица 1. Сравнение эффективности различных моделей DPD.

| Модель | | Число коэффициентов | NMSE, дБ |
|----------|----------------|---------------------|----------|
| MP | Полноразмерная | 400 | -30.67 |
| | С прим. CS | 50 | -29.20 |
| | Без прим. CS | 50 | -28.85 |
| GMP | Полноразмерная | 436 | -32.34 |
| | С прим. CS | 50 | -30.41 |
| | Без прим. CS | 56 | -27.89 |
| VS (D=1) | Полноразмерная | 421 | -35.03 |
| | С прим. CS | 50 | -31.46 |
| | Без прим. CS | 50 | -28.72 |
| VS (D=2) | Полноразмерная | 603 | -35.21 |
| | С прим. CS | 50 | -31.85 |
| | Без прим. CS | 58 | -27.77 |

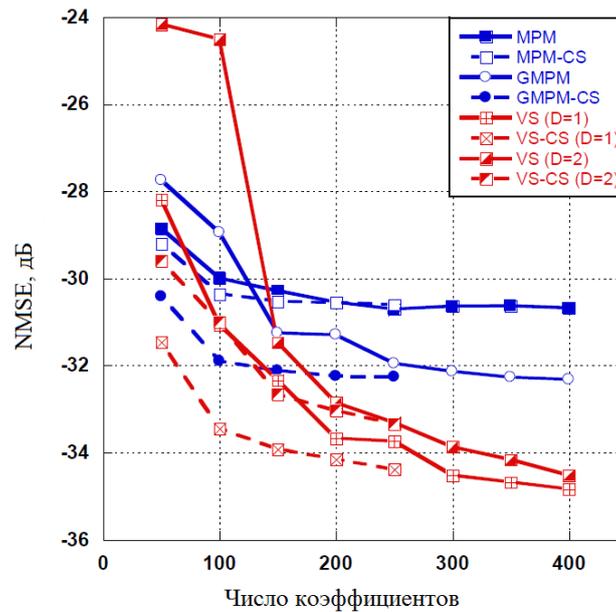


Рис. 6. Иллюстрация эффективности работы алгоритмов *DPD*

Заключение

Таким образом представленные выше результаты однозначно свидетельствуют о том, что предложенные методы упрощения модели корректора позволяют увеличить эффективность работы по сравнению с полноразмерными моделями (порядка 1,5 дБ для *GMP* модели), а также значительно уменьшить размерность (до 90% в случае *GMP* модели и модели Вольтерра с $D=1$).

Список использованных источников

1. Л. И. Аверина Адаптивный цифровой метод уменьшения внеполосного излучения усилителей мощности / Л. И. Аверина, А. М. Бобрешов, В. Д. Шутов // Воронежский государственный университет – 2013. с.6
2. В. Ю. Саяпин Обзор и сравнительный анализ способов построения компенсаторов нелинейных искажений в усилителях мощности / В. Ю. Саяпин, В. И. Тисленко, В. В. Родионов // Электроника, измерительная техника, радиотехника и связь – 2015 – № 4 (38) – С. 26-31
3. A.Zhu, and T. J. Brazil, "Behavioral modeling of RF power amplifiers based on pruned Volterra series," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 14, no. 12, pp. 563-565, Dec. 2004.
4. A.Zhu, J. C. Pedro, and T. R. Cunha, "Pruning the Volterra series for behavioral modeling of power amplifiers using physical knowledge," IEEE Trans. Microw. Theory Tech, vol. 55, no. 5, pp. 813-821, May 2007.
5. A. Zhu, M. Wren, and T. J. Brazil, "An efficient Volterra-based behavioral model for wideband RF power amplifiers," IEEE MTT-S International Microw. Symp., vol. 2, pp.787- 790, Jun. 2003
6. Abdelhafiz, A. H. B. Efficient Digital Predistortion for Next-Generation Wireless Systems Using Optimization and Signal Processing Techniques – Calgary: University of Calgary, AB. doi:10.11575/PRISM/32658. pp. 71-90.
7. M. Davenport, "The fundamentals of compressive sensing," IEEE Signal Processing Society Online Tutorial Library, April 12, 2013.
8. D. Wisell, H. Jalden, and P. Händel, "Behavioral power amplifier modeling using the LASSO," in IEEE Instrum. Meas. Technol. Conf., May 2008, pp. 1864–1867.
9. M. A. Davenport, D. Needell and M. B. Wakin, "Signal space CoSaMP for sparse recovery with redundant dictionaries," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 59, no. 10, pp. 6820-6829, Oct.2013.
10. О. Н. Граничин, Д. В. Павленко Рандомизация получения данных и l_1 -оптимизация. Опознание со сжатием // Санкт-Петербургский государственный университет – 2010. с.5

УДК 378:37.013

ЦИФРОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И РЕШЕНИЯ ДЛЯ ПОДГОТОВКИ СОВРЕМЕННОГО РАДИОИНЖЕНЕРА

СЛАВИНСКАЯ О. В.

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

E-mail: slavinskaja@bsuir.by

Аннотация. Изменяющиеся условия жизни общества предопределяют изменение требований к специалистам различных областей деятельности. Это относится и к профессии «радиоинженер». Изменение требований к специалисту диктует изменение требований к его подготовке, как содержательно, так и методически. Изменившийся «портрет обучающегося», использующего в повседневной жизни цифровые технологии, постепенно происходящая цифровизация общества и образования выдвигают ряд требований к педагогам по эволюционному изменению традиционного обучения. Это возможно в доступных рамках с использованием цифровых технологий и решений в постепенном переходе от привычного, традиционного образовательного процесса к смешанному обучению. В соответствии с этим изменяются требования к современному педагогу, который должен быть мобильным, эрудированным, легко осваивать большие обновляющиеся массивы информации в области преподавания, доступные в сети Интернет и в других источниках, постоянно обновляя информацию в образовательном процессе.

Abstract. The changing living conditions of society predetermine the changing requirements for specialists in various fields of activity. This also applies to the profession of «radio engineer». Changing requirements for a specialist dictates a change in the requirements for his training, both substantively and methodically. The changed «portrait of a student» who uses digital technologies in everyday life, the gradually occurring digitalization of society and education put forward a number of requirements for teachers to evolve the traditional teaching. This is possible within an accessible framework using digital technologies and solutions in a gradual transition from the usual, traditional educational process to blended learning. In accordance with this, the requirements for a modern teacher are changing, who must be mobile, erudite, easily master the large updated arrays of information in the field of teaching, available on the Internet and in other sources, constantly updating information in the educational process.

Инженер – изобретатель, специалист, создающий или поддерживающий современные технические решения на основе достижений общества. В настоящее время это специалист с высшим техническим образованием.

Запустив поиск в Интернете по слову «инженер», можно найти ряд должностей или их условных профильных названий: инженер-конструктор, инженер-механик, инженер-программист, инженер-строитель, инженер-технолог, инженер-гидротехник, инженер-кораблестроитель, инженер-электрик, радиоинженер и др. Все они отличаются направлением деятельности, специальностью. Профессия инженера стала массовой и несколько потеряла престижность в нашем обществе. Подготовка большого количества студентов, потеря статусности профессии привели к некоторой деформации отношения работников и обучающихся к ней, что сказывается на качестве обучения, ответственности студентов – будущих инженеров за свою подготовку. Это приводит к снижению качества инженерного труда и, как следствие, не только к более низкому качеству технических решений, но и в самых негативных прогнозах, – к ожидаемым техногенным катастрофам. Поэтому очень важно изменить эту тенденцию, а значит – улучшить качество подготовки специалистов.

Радиоинженер – профессия очень широкая, многопрофильная. Невозможно быть универсальным радиоинженером, который умеет все. Существует ряд разновидностей радиоинженеров (инженеры по радиоэлектронике, инженеры по радиоинформатике, инженеры по электронным системам, инженеры электронной техники, инженеры телефонии, инженеры спутниковой связи, инженеры по охраняемым системам, инженеры-схемотехники и т.п.). Но его подготовке свойственны общие черты и тенденции для любого инженера. Престиж профессии в нашей стране не высок, но о необходимости ее говорит набор слов-характеристик, используемых не специалистами (обычными людьми), но относящихся к области деятельности этого специалиста и отвечающих за настоящее и будущее общества: антенны, радиовышки, сотовая связь, микроволновая печь, нанотехнологии, квантовые системы, навигационные устройства, геолокаторы, автопилоты, роботы, телекоммуникации, телевидение, лазерные и оптоэлектронные системы и т.п. Это –

характеристики важности современного существования и ближайшего развития общества, поэтому профессия радиоинженера для него очень важна и актуальна.

Как улучшить подготовку современного радиоинженера, создающего, обслуживающего и ремонтирующего такую нужную обществу технику? Ответив на этот вопрос, мы сможем спрогнозировать изменение качества жизни общества и его развитие, зависящее от качества подготовки специалиста.

Требования к подготовке радиоинженера предопределяются требованиями к нему, как к специалисту, со стороны рынка труда. В переработанном для системы образования виде они транслируются в образовательных стандартах специальностей, отражающих разновидности подготавливаемых выпускников. Однако образовательные стандарты лишь задают общие нормы для организации обучения и аттестации, но фактически ничего не говорят о методике преподавания, т.е. как этому научить. Как указано в Кодексе Республики Беларусь об образовании [1], методы, средства и формы обучения (а это – основные категории частной методики преподавания) педагог выбирает самостоятельно, гарантируя своим выбором достижение запланированных результатов обучения учебной программы, разработанной на основе образовательного стандарта специальности.

Наиболее традиционной подготовкой радиоинженеров выступает очная форма получения высшего образования, где в организации обучения нормативно закреплены, как основные формы организации обучения, лекционные, лабораторные, практические и семинарские занятия. По нашим наблюдениям у большинства педагогов сложилось следующее понимание и соответствующее проведение данных видов занятий: лекция – устное изложение информации в сопровождении мультимедийной презентации, иногда с демонстрацией видеороликов; лабораторное занятие – освоение студентами приемов работы с техническими устройствами или постановка опытов с их использованием; практическое – решение задач; семинар – устное обсуждение изучаемых вопросов. В классическом варианте нормативов по высшему образованию это действительно так, и такая система существует уже достаточно давно. Но насколько она отвечает современным реалиям? К сожалению, до сих пор еще есть педагоги, требующие, чтобы на лекции студенты писали конспект, и диктующие его основные элементы. А это уже серьезные дидактические недостатки современного занятия.

Требования к любому специалисту на рынке труда изменились. Они не остаются постоянными. От современного работника ожидают работы в команде (не лидирования, а взаимодействия), креативных решений, гибкости и адаптивности к меняющимся условиям, инициативности, развитых навыков эффективной устной и письменной коммуникации, способности к саморазвитию. В соответствии с этим должно меняться содержание обучения. Но иногда этого не заметно в образовательных документах, т.к. содержание – описание, а существенно при этом меняется методика преподавания, диктующая алгоритмы действий обучающегося, приводящая к освоению необходимых компетенций. При не верно выстроенной методике обучения выпускник не приобретет необходимых качеств и не сможет реализовать даже хорошо заученную информацию, полученные учебные умения на ее основе.

Педагог в формировании методики преподавания дисциплины опирается на ряд факторов, основными из которых являются следующие:

- особенности контингента обучающихся,
- технические возможности для реализации дисциплины,
- собственные личностные возможности и обеспеченность дисциплины технически и методически,
- нормативно закреплённые условия и положения,
- поддержка инновационных начинаний в учреждении образования,
- требуемые результаты обучения,
- мотивация студентов к изучению дисциплины,
- стимулирование инновационной деятельности педагога, признание результатов его труда коллегами и связанное с этим профессиональное выгорание,
- тенденции развития образования.

Остановимся на наиболее важных аспектах отдельных из этих факторов с точки зрения осмысления педагогами собственной методики преподавания, свойственными нашему опыту, наблюдению за коллегами и студентами.

Педагог, особенно имеющий существенную возрастную разницу со своими студентами, не всегда понимает и учитывает изменчивые особенности поколений, как следствие – потребности, жизненные навыки современных студентов, в своем подавляющем числе относящихся к молодежи 17-

25 лет. Он бывает не знаком с теорией поколений. Но это – отправная точка организации процесса обучения, дающая характеристику контингенту обучающихся. Например, почему современный студент с трудом расстается со своим смартфоном во время занятий? Это его жизненно важный инструмент, он привык выполнять действия с его использованием. Студент – поколение «цифровых аборигенов». Следовательно, надо, по возможности, задействовать это средство в учебном процессе, чтобы у студента не появилось желания использовать его по-другому, для других его насущных потребностей из-за особенностей учебной мотивации, а не критиковать недисциплинированность своих подопечных.

Согласно исследованиям современных ученых, основные характеристики поколения современных студентов: они «всегда на связи», обучаются интуитивно (запоминают путь к информации, а не саму информацию, что предполагает ее оценку и выбор, а значит – развитие критического мышления), не логическое освоение информации, они многозадачны. Все это требует другого подхода к подаче информации, других механизмов ее освоения, перестройки мышления педагогов, относящихся к поколению «цифровых иммигрантов», как автор этой статьи. Тогда педагог из арсенала возможных алгоритмов методики преподавания будет выбирать те методы, пути, средства обучения, к которым наиболее расположены его обучающиеся. И этот выбор в традиционном обучении будет в пользу цифровых технологий и решений, которые доступны и возможны к реализации в соответствии с действующими нормами построения учебного процесса. К этому сейчас подталкивает и пандемия коронавируса, обострившая вопрос возможности и качества удаленных технологий обучения, дистанционного образования.

Что можно сделать педагогу без изменения действующих норм, специальных программных и технических средств, специального обучения по освоению специфических программных средств? Наиболее простой выход – использование элементов смешанного обучения, подходящих для содержания осваиваемой студентами дисциплины, которые доступны, элементарны и не требуют серьезной перестройки алгоритмов преподавания, к которым педагог привык. Мы далее приведем лишь освоенные примеры из собственного опыта, апробированные в условиях нашего университета – БГУИР. На их основе любой педагог может продумать свои варианты элементов смешанного обучения, соответствующие специфике его дисциплины и его «цифровым» навыкам.

1. Использование сервисов GOOGLE. Все службы Google объединены в одном аккаунте, большинство сервисов требуют только наличия интернет-подключения и браузера, в котором можно запустить веб-приложение. Простая регистрация дает возможность использовать пакет бесплатных служб: Google Sites, Google Drive, Google Docs, Google Classroom и других. Отдельные из них очень просты для включения в учебный процесс.

Например, в Google Drive [2] (Google Диск) можно создать систему папок, открывая студентам доступ по активным ссылкам и устанавливая дедлайн. В них они будут складывать отчеты по лабораторным или практическим работам, рефераты и другие выполненные задания для проверки педагогом, перекрестной взаимопроверки по установленным критериям и т.п. В таком виде работы хорошо систематизируются по каждому студенту или по номерам лабораторных работ, темам занятий. Облачное хранилище также позволяет выкладывать для изучения материалы большого объема, например, видеоролики, что бывает невозможно сделать в системе, размещенной на сервере учреждения высшего образования.

Google form [6] (Google Формы) – веб-приложение, дающее возможность создания тестов, анкет рефлексии в онлайн-режиме. Оно позволяет проводить тесты на занятии или в любое другое время, автоматизирует их проверку, создает графики и статистические отчеты для анализа педагогом по результатам выполнения. Это приложение позволяет эффективно проводить традиционную программированную лекцию с выполнением тестовых заданий онлайн (с чередованием дозы информации и проверки ее усвоения). Увидев большое количество проблем в изучении материала у студента во время выполнения промежуточного теста с автоматизированной проверкой результатов, педагог может скорректировать логику лекции, вернувшись к сложному вопросу. Анкеты рефлексии и тесты могут выполняться студентами с собственных смартфонов. Это делает смартфоны средствами обучения. Даже обычная лекция, имеющая в конце разработанный в Google form мини-тест, стимулирует внимательность студентов в ее процессе. Быстрый переход для открытия тестов и анкет во время занятия настраивается через QR-код, который размещается в презентации.

Для сопровождения процесса изложения новой информации используются мультимедийные презентации, которые можно выполнить в редакторе Google presentation [4]. Он содержит большое количество возможностей для современного качественного оформления, создания схем, таблиц и графиков в едином стиле. Презентации можно открыть в популярных программах (например, в Power

Point). Сохраняя их в онлайн-хранилище, не потеряешь, в любое время их можно открыть, не нужно носить с собой, но возможно скачивать и использовать в привычной форме.

2. Веб-сервис «Kahoot!» [5]. Практически у каждого студента есть смартфон, что дает возможность использовать концепцию BYOD («принеси свое собственное устройство»). Рассматриваемая платформа позволяет проводить онлайн-тестирование, учебные игры викторинного типа как во время занятий, так и вне их. С использованием данного сервиса удобно проводить программированную лекцию. Если Google form для этого требуют создания отдельной таблицы для каждой сессии заданий (каждой дозированной проверки), то Kahoot! позволяет, используя прием двух экранов, выдавать задания в нужный момент, не закрывая презентацию, моментально отслеживать статистику по выполнению, а после занятия – общую статистику по занятию. Для использования на занятии данной платформы необходим экран (телевизор), где будут отображаться задания для студентов и настроенные результаты (кто ответил быстрее, сколько человек выбрали какой ответ и т.п.) и смартфоны студентов для их индивидуальной работы по ответам на вопросы теста, где в транслируемом окне программы видны только кнопки ответов и их формулировки.

3. Массовые открытые онлайн курсы (МООС). Среди них стоит выделить русскоязычные, т.к. не все студенты, да и педагоги владеют английским языком. Мы предпочитаем платформы «Открытое образование» [6] и Stepik [7]. Их выбор для нас обусловлен наличием необходимых нам курсов, простотой и бесплатностью доступа с гарантированным качеством содержания. Использовать их можно как дополнительный учебный материал. Наиболее актуальными бывают такие материалы для студентов, пропустивших занятия, например, при длительной болезни. Студент системно изучает курс под руководством настроек системы. Возможно использовать курсы для дополнительного изучения, расширяющие содержание дисциплины. В частности, платформа Stepik имеет ряд автоматизированных курсов с выдачей условного сертификата по их окончанию. Для педагога главное – найти и выбрать необходимый и доступный курс, включить в методику обоснование его использования по дисциплине. Конечно, такой курс вначале нужно пройти самому, чтобы убедиться в его качестве.

4. Тестовые оболочки. Тесты удобнее всего проводить в автоматическом режиме. Для этого можно использовать большой арсенал тестовых оболочек, доступных онлайн. Но проще всего в БГУИР использовать собственную систему электронного обучения в Moodle. Многие учреждения высшего образования имеют подобные для дистанционного обучения. Даже без перехода очного обучения в удаленный режим эта система может быть использована, например, для размещения предметной информации (взамен электронных ресурсов по дисциплине, электронных учебно-методических комплексов, выполненных отдельными ресурсами), имеет возможность автоматизированного тестового контроля, фиксации оценок в постоянно доступном студентам и педагогу электронном журнале, систему статистики для анализа результатов.

Использование онлайн-сервисов, интернет-ресурсов в организации современного традиционного обучения радиоинженеров позволит более качественно удовлетворять потребности современных обучающихся, стимулирует процесс обучения, что приведет к повышению его эффективности и качеству результатов. Эволюция человечества неоспорима. Цифровизация общества уже происходит, образование также перестраивается. Это требует не всегда революционных, но и возможных в текущей ситуации, безболезненных, эволюционных путей. Е-дидактика предполагает новый взгляд на теорию обучения в эпоху цифровых технологий, перестройки менталитета практикующего педагога.

Список использованных источников

1. Кодекс Республики Беларусь об образовании от 13.01.2011 № 243-3 (с изм. и доп.) // Национальный реестр правовых актов Республики Беларусь. – 2011. – № 2/1795.
2. Google Drive [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://drive.google.com/>. – Дата доступа : 30.09.2020.
3. Google Form [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://docs.google.com/form>. – Дата доступа : 30.09.2020.
4. Google Presentation [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://docs.google.com/presentation>. – Дата доступа : 30.09.2020.
5. Kahoot! [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://kahoot.com/>. – Дата доступа : 30.09.2020.
6. Открытое образование: курсы ведущих вузов России для каждого без ограничений [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://openedu.ru>. – Дата доступа : 30.09.2020.
7. stepik – платформа открытого образования [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://stepik.org/catalog>. – Дата доступа : 30.09.2020.

УДК 621.396.96+621.452.32

ЧАСТОТНЫЕ СПЕКТРЫ СИГНАЛОВ, ОТРАЖЕННЫХ ОТ САМОЛЕТОВ С ТУРБОРЕАКТИВНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

СЛЮСАРЬ Н. М.

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

E-mail: slusar-47@tut.by

Аннотация. Рассматриваются частотные спектры и спектрально-временные структуры радиолокационных сигналов сантиметрового диапазона волн, отраженных от самолетов с турбореактивными двигателями.

Abstract. Frequency spectra and spectral-temporal structures are considered radar signals of the centimeter range of waves reflected from aircraft with turbojet engines.

Доплеровские сигнатуры и в целом динамические радиолокационные характеристики (ДРЛХ) воздушных объектов представляют интерес для теории и практики радиолокации с точки зрения решения задач радиолокационного обнаружения, сопровождения, распознавания целей, наведения управляемого оружия, а также снижения их радиолокационной заметности [1 – 6].

В докладе рассматриваются частотные спектры и спектрально-временные структуры радиолокационных сигналов сантиметрового диапазона волн, отраженных от самолетов с турбореактивными двигателями (ТРД).

Результаты получены в ходе натуральных экспериментов в полигонных условиях при полетах самолетов с существенными изменениями режимов работы двигателей. Рис. 1 иллюстрирует спектрально-временную структуру квадратурной составляющей комплексной огибающей реального радиолокационного сигнала с выхода приемного устройства РЛС 5Н62В при наблюдении самолета МиГ-21 на этапе его выхода из режима пикирования. Рабочие колеса первой и второй ступеней компрессора находятся на одной оси, имеют числа лопаток $N_1 = 24$, $N_2 = 53$ и вращаются с изменяющейся частотой $F_B(t)$.

Сопровождение цели осуществляется по «основной» («планерной») спектральной составляющей отраженного сигнала. Спектр сигнала преобразован на «нулевую» промежуточную частоту, так что «планерная» составляющая находится в начале оси частот и затем подавляется за счет спада АЧХ устройства преобразования сигнала в области частот ниже 50 Гц. Приведенный на рис. 1 фрагмент спектрограммы хорошо согласуется с ожидаемой структурой спектра и ее динамикой. Отчетливо видно, что структура спектра соответствует геометрическим параметрам ротора компрессора (числам лопаток первой ($N_1 = 24$) и второй ($N_2 = 53$) ступеней), а также кинематическому параметру – мгновенному (текущему) значению частоты вращения ротора $F_B(t)$. Наиболее интенсивная составляющая имеет частоту $N_1 F_B(t)$. Частотные траектории спектральных составляющих $F_k(t) = \kappa F_B(t)$, где $\kappa = 1, 2, 3, \dots$ – номер гармоники частоты вращения ротора, полностью отображают динамику этого ротора и режима работы двигателя сопровождаемой цели.

Частоты спектральных составляющих кратны частоте вращения ротора двигателя $F_B(t)$. Интенсивные составляющие соответствуют частотам первой $N_1 F_B(t)$ и второй $2N_1 F_B(t)$ гармоник частоты следования лопаток первого рабочего колеса.

Комбинационные частоты представлены, прежде всего, 5-й ($\kappa = 5 = N_2 - 2N_1$), 10-й ($\kappa = 10 = 2N_2 - 4N_1$), 19-й ($\kappa = 19 = 3N_1 - N_2$), 29-й ($\kappa = 29 = N_2 - N_1$) гармониками частоты вращения ротора двигателя $F_B(t)$.

На рис.2 представлена спектрально-временная структура квадратурной составляющей комплексной огибающей радиолокационного сигнала в полосе частот до 10 кГц при наблюдении самолета Як-28.

В отличие от самолета МиГ-21 этот самолет имеет два двигателя аналогичной конструкции ($N_1 = 24$, $N_2 = 53$). Каждый из двигателей формирует независимые сигналы аналогичной спектрально-временной структуры в соответствии с числами лопаток роторов компрессоров и частотами их вращения $F_B^{(1)}$ и $F_B^{(2)}$, где верхний индекс означает условный номер двигателя. Двигатели работают

несинхронно, что позволяет наблюдать траектории частот составляющих отдельно для каждого двигателя.

Следует обратить внимание на то, что комбинации частот составляющих от различных двигателей отсутствуют (по крайней мере, не наблюдаются). Этот факт подтверждает принятую при формировании модели отраженного сигнала гипотезу о независимом формировании сигналов каждым из двигателей цели и представлении результирующего сигнала суперпозицией частных сигналов.

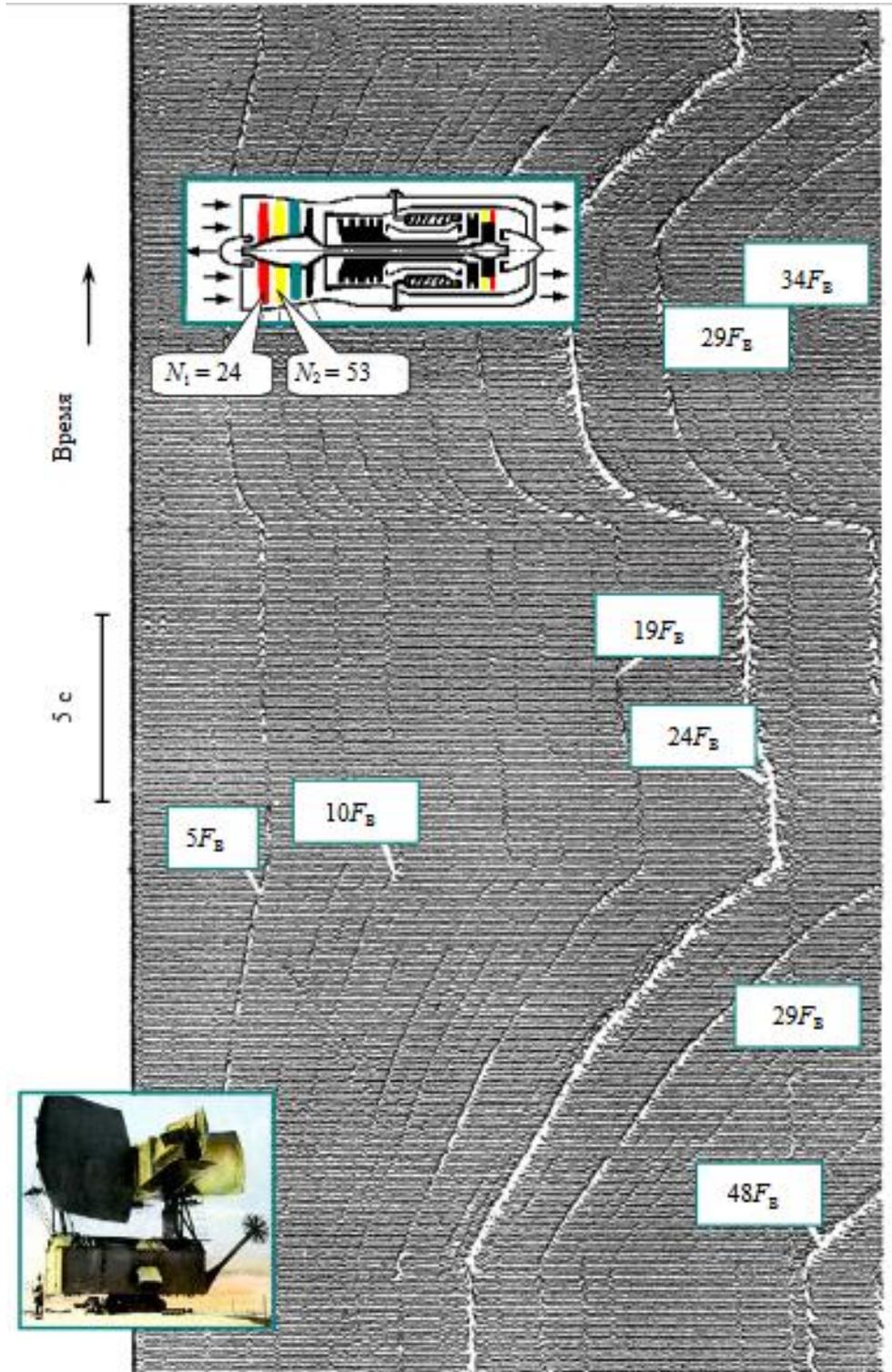


Рис. 1. Динамика спектра отраженного сигнала при выходе самолета МиГ-21 из пикирования

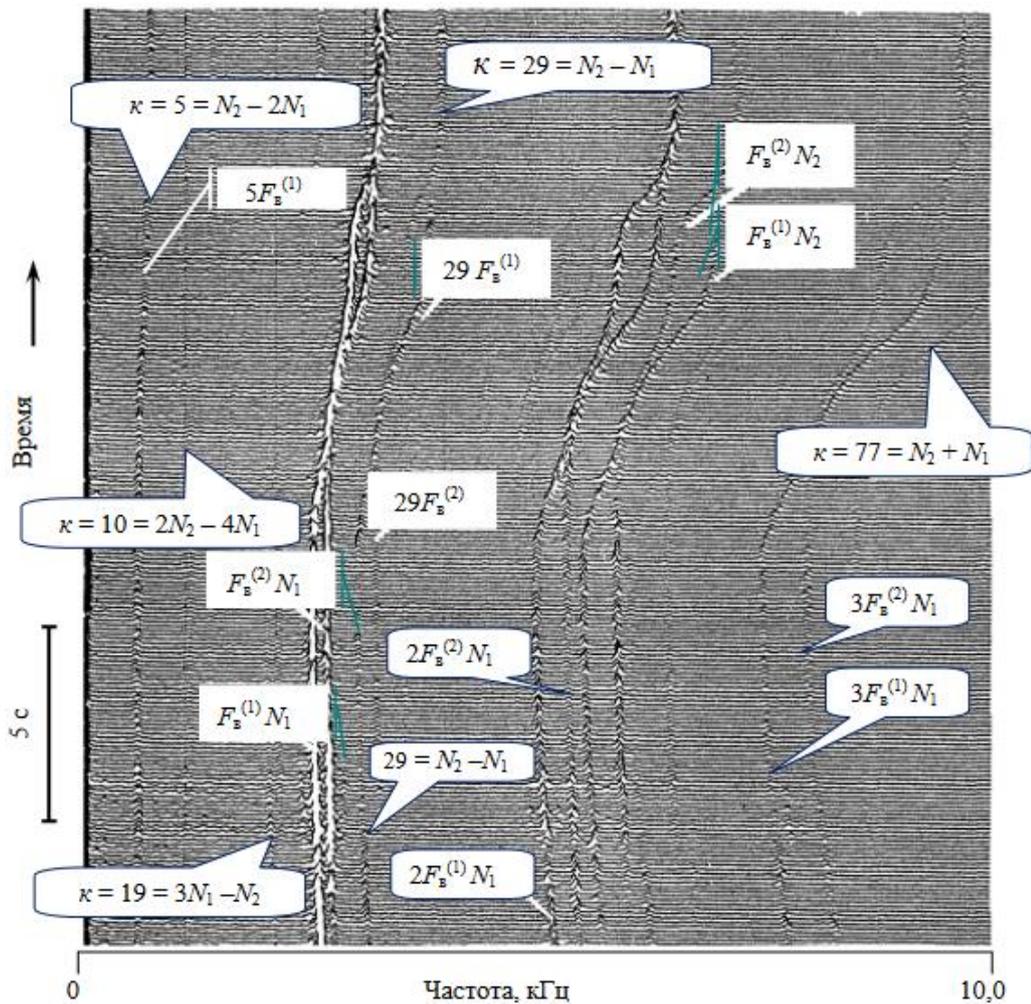


Рис. 2. Динамика спектра сигнала, отраженного от самолета Як-28

Кроме того, следует учесть, что каналы воздухозаборников двигателей на этих самолетах принципиально различны и по форме, и по длине, но это не сказалось на основных принципах формирования структуры спектров частот отраженных сигналов.

Напомним, что здесь представлены результаты спектрального анализа квадратурной составляющей комплексной огибающей отраженного сигнала. Спектр частот $f_k(t)$ отраженного сигнала от самолета в полете определяется частотой зондирующего сигнала f_0 , доплеровским сдвигом частоты $F_{дс}(t)$ и частотой вращения ротора двигателя $F_B(t)$:

$$f_k(t) = f_0 + F_{дс}(t) + \kappa F_B(t) ,$$

где

$$F_{дс}(t) = -\frac{2V_r(t)f_0}{c} = -\frac{2V_r(t)}{\lambda}$$

$\kappa = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$ – номер гармоники частоты вращения ротора двигателя;

$V_r(t)$ – радиальная составляющая скорости самолета;

λ – длина волны зондирующего сигнала.

Значению $\kappa = 0$ соответствует сигнал, отраженный от планера (фюзеляжа) самолета.

В обобщенном виде спектральная структура отраженного от самолета с ТРД сигнала и ее основные закономерности представлены на рис. 3.

Спектральная структура принятых сигналов на промежуточной частоте, которая больше ширины спектра отраженного сигнала, аналогична структуре отраженного сигнала. В этом случае спектр принятого сигнала в полосе обзора (с учетом разрешающей способности по частоте)

отличается от спектра отраженного сигнала лишь смещением на промежуточную частоту без наложения боковых полос.

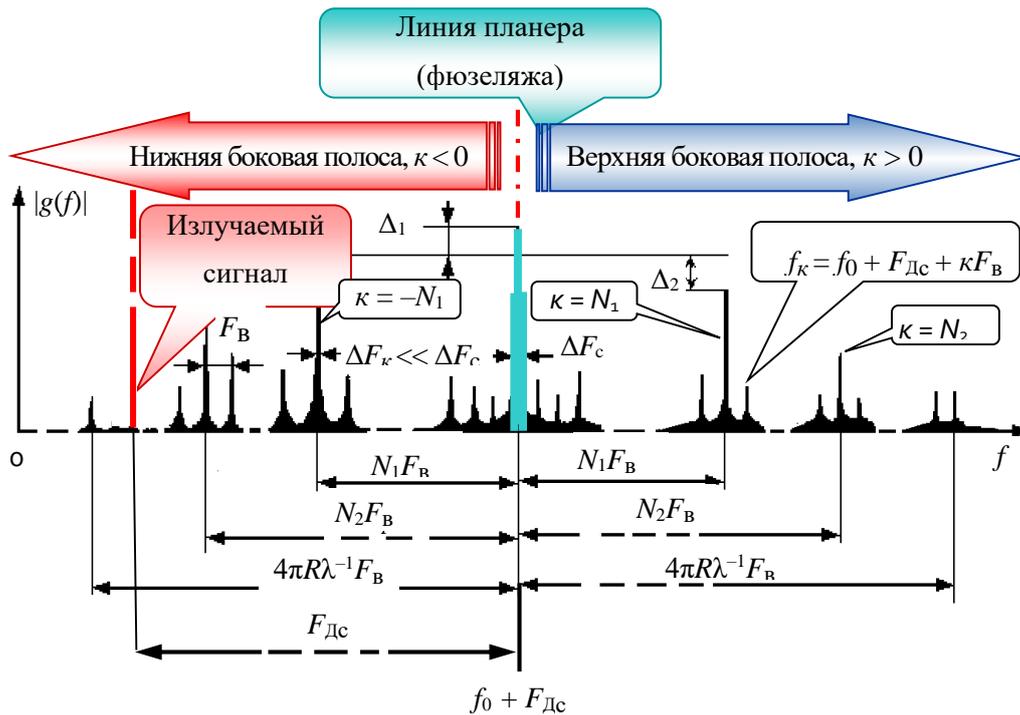


Рис. 3. Спектральная структура сигнала, отраженного от самолета с ТРД

В качестве иллюстрации на рис. 4 представлен амплитудно-частотный спектр принятого от приближающегося самолета Ту-16 сигнала на промежуточной частоте. Однако здесь эквивалентное значение частоты опорного сигнала (гетеродина)

$$f_{оп}(t) = f_0 + F_{Дс}(t) - F_{Пч}$$

лежит в области нижней боковой полосы частот несколько ниже частоты зондирующего сигнала, так что значение $F_{Пч}$ несколько превышает доплеровское смещение частоты $F_{Дс}$ и имеется частичное (с учетом предварительной полосовой фильтрации) наложение в нижней боковой полосе частот.

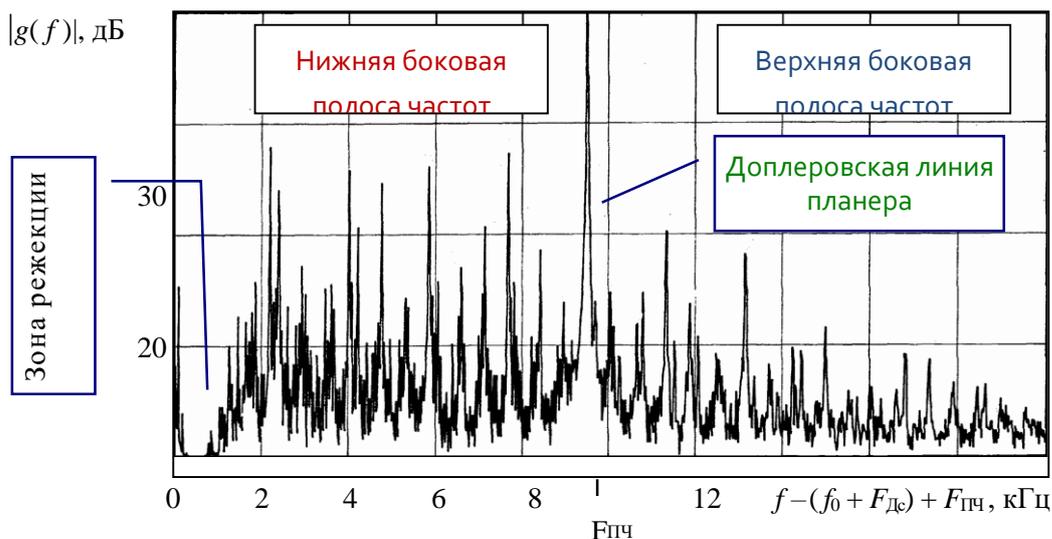


Рис. 4. Амплитудно-частотный спектр принятого от самолета Ту-16 сигнала на промежуточной частоте

На экранах индикаторов доплеровских РЛС отображаются результаты спектрального анализа принятых сигналов на промежуточной частоте, которая больше ширины спектра отраженного сигнала, и наложение составляющих полностью отсутствует. Фотография экрана доплеровской РЛС представлена на рис. 5.

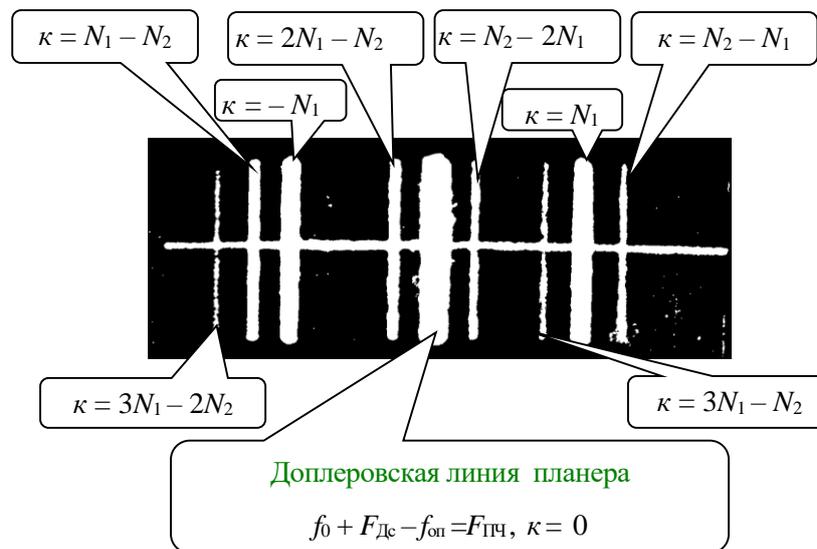


Рис. 5. Вид экрана доплеровской РЛС при сопровождении самолета МиГ-21

Горизонтальная развертка соответствует полосе доплеровских частот 18 кГц. (Частота возрастает слева направо, разрешающая способность по частоте равна 200 Гц.) Указаны номера гармоник частоты вращения. Середине развертки соответствует планерная составляющая доплеровского спектра ($\kappa = 0$).

Вращающиеся лопастные структуры ТРД, участвующие в формировании поля вторичного излучения, оказывают существенное влияние на отражательные свойства, динамические радиолокационные характеристики самолетов. Частотные спектры отраженных сигналов самолетов с ТРД в сантиметровом диапазоне волн определяются числами лопаток и частотами вращения рабочих колес компрессоров (при наблюдении с передней полусферы) и турбин (при наблюдении с задней полусферы) и несут информацию о технических, конструктивных характеристиках и текущих режимах работы ТРД.

Список использованных источников

1. Слюсарь Н. М. Радиолокационное распознавание, контроль действий и состояний целей с использованием эффекта вторичной модуляции: первые разработки и внедрения // Наука и военная безопасность. – 2004. – № 2. – С. 36 – 40.
2. Слюсарь Н. М. Вторичная модуляция радиолокационных сигналов динамическими объектами. – Смоленск: ВА ВПВО ВС РФ, 2006. – 173 с.
3. Слюсарь, Н. М. Рассеяние и вторичная модуляция радиолокационных сигналов динамическими объектами: моногр. / Н. М. Слюсарь. – Минск: ВА РБ, 2015. – 288 с.
4. Слюсарь Н. М. Эффект вторичной модуляции радиолокационных сигналов: теория и практика // Международная научно-техническая конференция, приуроченная к 50-летию МРТИ–БГУИР (Минск, 18–19 марта 2014 года): материалы конф. В 2 ч. Ч. 1. – Минск: БГУИР, 2014. – С. 72–73.
5. Слюсарь Н. М. Эффект вторичной модуляции радиолокационных сигналов: мифы и реальность // 4-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2011. Сб. науч. трудов: материалы форума в 3-х томах. Том 1. Конференция «Интегрированные информационные радиоэлектронные системы и технологии». Ч. 1. – Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ, 2011. – С. 47–50.
6. Слюсарь Н. М. Динамические радиоволновые технологии в противовоздушной обороне и народном хозяйстве // Новости науки и технологий. – Минск: ГКНТ–ГУ «БелИСА». – 2005. – № 2(3). – С. 42–51.

УДК 004.7

ACTIVE MONITORING OF COMPUTER NETWORKS WITH THE USE OF MULTI-AGENT APPROACH

ALEXEY M. IVANOV¹, BORIS A. ASSANOVICH²

¹LLC "SDL-SOFT"
(Moscow, Russia)

²YK Grodno State University
(Grodno, Republic of Belarus)

E-mail: iam@sdl.ru, bas@grsu.by

Abstract. The greedy monitor allocation algorithm for analyzing computer networks based on iterative maximization of path coverage in a network graph was modified and the multi-agent cooperative network monitoring algorithm has been proposed.

Introduction

Communication networks such as wireless sensor networks (WSNs), Internet of Things (IoT) and different ad-hoc networks have been becoming more and more complex nowadays. The growth of the above networks size and the use of a combination of a wide data transmission channels (optical, microwave links, etc.) leads to increase of their analysis complexity and management [1]. When network failures occur, their recovery becomes much more difficult due to the complex nature of modern computer networks. Fault detection is the process of determining that one or more failures may have occurred and fault localization is the process of determining the location of exact failures in the network based on the observed and measurement of traffic parameters. The description of malfunctions, symptoms and methods for their detection has long been studied and is well presented in the survey [2].

Diagnostics of failures in network structures is often divided into two types: passive analysis and active probing. In the first case, passive methods are used to measure a number of traffic parameters in the network, and in the second case, monitoring of both nodes and links of the network structure is implemented. The classification of these fault localization techniques has been provided in [2] and includes several categories, including AI techniques and graph-theoretic techniques. In [3] authors presented a traffic engineering (TE)-based machine learning approach that adopts a passive mechanism to learn the network traffic behavior from its technical parameters (number of flows, propagation delay, etc.), on the basis of which the authors claim that they can localize link failures with at least 90% accuracy using random forest algorithm. However, judging by the publications, the approach of active network monitoring, which is also called active probing [4], has received much greater use [5].

In this paper, we examined existing methods to the analysis of computer network problems using monitoring. Many publications on this topic prove the relevance of this topic. However, the results found in available works suggest the use of approaches containing improved diagnostics compared to exhaustive search of undirected graph paths based on the use of the greedy algorithm [6] and partitioning the graph into separate structures [7] to place monitors and analyze network topology. In this article, we are inclined to use a distributed agent approach for network diagnostics and propose an algorithm for multi-agent cooperative monitoring of network nodes and links. The remainder of the paper is organized as follows. In Section II we clarify the definitions used in this study and look into previous research within the area of computer network monitoring. Section III contains the description of multi-agent active monitoring approach. In Section IV the multi-agent cooperative network monitoring algorithm is presented. The conclusion of our study is shown in Section V.

Computer Network Structure

First of all, we shall introduce necessary definitions and notification. We model the network structure as an undirected graph $G(V,E)$, where the graph nodes, V , denote the network nodes (routers) and the edges, E , represent the communication links connecting them. The number of nodes and edges is denoted by $|V|$ and $|E|$, respectively. Further, we use $P_{s,t}$ to denote the path traversed by the information packet from a source node s to a destination node t . We also assume that packets are transmitted using standard forwarding, that is, each node relies on the destination address in the packet to determine the next hop. We shall define by x a node that produces route $P_{x,t}$ and belongs to path $P_{s,t}$. Due to the fact that in real networks nodes (routers) are often numbered in some numerical way, for specific network structure we will assign fixed integer values $i \in N$ for s or t -node and denote them as $No=i$ or $Node_i$.

We associate a positive cost $c_{s,t}$ with sending a message along the path $P_{s,t}$ between any pair of nodes $s, t \in V$. For every intermediate node $x \in P_{s,t}$ both $c_{s,x}$ and $c_{x,t}$ are at most $c_{s,t}$ and $c_{s,x} + c_{x,t} \geq c_{s,t}$. Usually the message cost includes some timing (round trip time RTT) or statistical information for all hops defined by $h_{s,t}$ in path $P_{s,t}$.

Further, it is obvious that each path includes a set of links f_j , between nodes s and x , which are also indexed by some integers $j \in N$, and for simplicity, we will mark them in the figure only through the j -index. In case a link f_j in the network fails, the routing protocol defines a new delivery tree, T_j , for every node $s \in V$. The tree T_j has the property that every path $P_{s,t}$ in it, that does not contain link f_j is also included in the tree T_j . The reason for this is that the failure of link f_j only affects those routing paths in T_s that contain f_j . Thus, we can infer the topology of a significant portion of T_j directly from T_s without any knowledge of the route computation algorithms.

Further, we shall analyze the placement of monitors to analyze network problems. At the same time, we will use the Controllable Arbitrary-path Probing (CAP) mechanism [7,8].

In complex computer networks we need a different approach for choosing the location of monitors and an appropriate network monitoring scenario, which will be discussed in the next section.

Multi-Agent Active Monitoring of Networks

The need for accurate and fast network monitoring methods has increased in recent years due to the complexity of networks and the need for quick troubleshooting. The term *network tomography* was introduced by Vardi [9] to encompass these class of approaches including the Path-oriented approach, which is interests us in this paper.

Obviously, we can relate the network paths $P_{s,t}$ to the node states through the Boolean linear system [10].

The goal of Boolean network tomography is to invert this Boolean linear system to solve for w given R and c . Actually, node failures are identifiable if and only if (1) has a unique solution. Unfortunately, the number of accessible nodes is much smaller than number of links inside the network.

However, in real systems it is rather difficult to analyze a computer network and find the optimal solution. Therefore, in practice, often use suboptimal approaches with some restrictions and use so-called Greedy Partial Multi-Set Cover Algorithm [6] and Minimum Monitor Placement Algorithm [7]. However, in the considered works, the interaction of monitors with each other is not mentioned and the monitoring is performed by sending data to the network operations center (NOC). In this work, we will assume a multi-agent approach for monitoring a computer network, in which this task is solved in a distributed manner using agent-based approach.

Consider a more complex segment of an existing computer network, shown in Fig. 1.

It corresponds to an undirected graph with the following parameters $|V| = 17$, $|E| = 30$. To solve the problem of placing monitors, we will use the analog of the greedy algorithm [6] in terms of maximizing the *route coverage* (RC) (additive values of link metrics due to the integrated consideration of new nodes put into the topology) but in iterative manner that is discussed below.

To do this, first perform an analysis of the network topology and construct a Path Table of nodes x_i and links f_j , in the paths $P_{s,t}$, which will contain information about the minimum required number of routes $P_{x,t}$ to bypass all network nodes (marked as $Node_i$ in Fig.1). This can be done by virtual placing the monitor

in each node $s \in V$ and finding a maximum number of hop-to-hops $h_{s,t}$ in the routes $P_{x,t}$ that relate to nodes, as well as the calculation of the RC for the selected monitor.

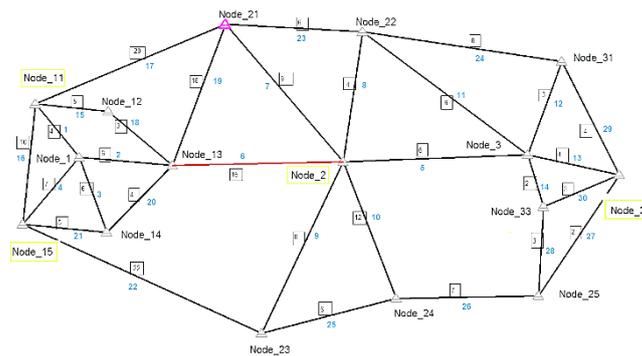


Fig.1. Topology of a computer network

Next, we find the node through which the minimum number of routs $P_{x,t}$ passes and select it as a monitor. Then we sort in descending order the candidates to become monitors by finding the RC of the remaining nodes by corresponding links for the selected monitor. We choose a node that is at the maximum distance from the first selected monitor and assign it to the next monitor. Observing the network topology we can visually verify the maximum spatial diversity of monitors in spatial structure of the network. We perform the next step in choosing monitors, taking into account the calculation of maximum coverage and maximum distance from previous monitors. Hence, we complete the algorithm when full network coverage and control of all links for all routes are completed.

Fig. 1 shows an example of a real network topology, where node No=11, through which a minimum number of routes passes, is selected as a monitor. The maximum number of remaining uncovered routes is $RC=8$. Then, after arranging the remaining candidates for coverage and distance from the previous monitor, No=32 is selected. In the next step, node No=2 is selected to place the monitor. Further, we see that two links ($[4],[19]$) remain uncovered. To increase RC, we can choose either placement of monitor in node No=1, or No=15. In reality, we can limit ourselves to the choice of three monitors considering the fact that other links in the routes during communications are not so critical to the network of failures.

Suppose we decide to completely control the network and select for the monitor node 15. Each selected node includes four links, which provides sufficient monitoring reliability in case of failure of one of the links. Thus, as a result of the algorithm, the following monitors (Mo): No=11 No=32, No=2, No=15 have been selected.

Agents Interaction Algorithm

In this section we shall present the interaction algorithm of agents-monitors (hereinafter referred to as *agents*) in detecting failures of nodes and links in a network. Agents work in standby and emergency mode.

After calculating the location of agents, we can draw up two general monitoring plans for all agents that they will use in their action: node monitoring plan (NMP) and link monitoring plan (LMP). NMP, LMP for a computer network from Fig.1 presented in Table 1 and Table 2 below. Actually these plans define the interaction algorithm to perform the network monitoring.

Each of the agents uses a column of the node table in standby mode. Choosing the next (highlighted by green in Table 1) node, it transmits a probe signal and, step by step, checks the route (path) obtained in control procedure with the one indicated in the plan. If the node does not respond at all, then we fix the probable failure of the node. If it was possible to reach the node step by step, but the route does not coincide, then we can define a hypothesis about the failure of one of the links in the route.

To evaluate the node functioning, we check in NMP the availability of routes to this node from the other monitors (we scan along the line of the plan corresponding to the failed node (see Table 1). If such routes exist, then we can a request for testing the node using the appropriate agent. To do this, we first send the probe signal to the Node where the agent is located in order to verify its operability. If such paths exist, then we can issue a request for testing the node using the appropriate agent. To perform it, we first send the probe to the point where the agent is located in order to verify its operability. And after a positive answer, we send him a task for test. If all monitors received a negative response when probing, we go to escalation of node failure.

Suppose in the next scan cycle node No = 2 using route 2 [7] 21, where 2 is the number of the outgoing node, 7 is the number of link, and 21 is the target node, a negative signal probe is received. In this case, agent No=2 sends test signals to agents capable of checking node No= 21. These are agents and corresponding messages:

- Agent_11 (2 [6] 13 [18] 12 [15] 11);
- Agent_32 (2 [5] 3 [13] 32);
- Agent_15 (2 [6] 13 [20] 14 [21] 15).

In response to agent availability, each of them is given a request to probe node No=21:

- Agent_11 (11 [17] 21);
- Agent_32 (32 [13] 3 [11] 22 [23] 21);
- Agent_15 (15 [21] 14 [20] 13 [19] 21).

If positive results are obtained from at least one agent, the hypothesis is considered incorrect and the agent proceeds to localize faulty links.

The above described algorithm can formally be written as a program script. We shall define it as Multi-agent cooperative monitoring (MACM).

The hypothesis test of a link failure is realized in a similar way. However, the LMP (see Table 2) is used as information to make a decision.

For example, we assume that in the process of scanning with node No=2 (2 [6] 13), link 6 became unavailable. To perform it, in the plan we find agents that can identify this failure and, as indicated above, after checking the availability of agents, we send request message to agents:

- Agent_11 (11 [15] 12 [18] 13 [6] 2);
- Agent_15 (15 [21] 14 [20] 13 [6] 2).

If a negative response came from two of these monitors when sensing, we take steps to escalation of link failure.

Conclusion

Thus, in this paper the known methods for finding network failures have been studied and a modification of the greedy monitor allocation algorithm for analyzing modern computer networks was iteratively modified, and the multi-agent cooperative network monitoring algorithm has been proposed. Further development of our multi-agent approach involves the correction of NMP and LNP plans in accordance with the current state of the network, which is performed by each monitor individually.

References

1. C. Savaglio, M. Ganzha, M. Paprzycki, C. Badica, M. Ivanovic, and G. Fortino, "Agent-based Internet of Things: State-of-the-art and research challenges", *Future Gener. Comput. Syst.*, vol. 102, 2020, pp.1038-1053.
2. M. Steinder and A. S. Sethi, "A survey of fault localization techniques in computer networks," *Sci. Comput. Program.*, vol. 53, no. 2, Nov. 2004. pp. 165-194.
3. M. Srinikethan, T. Truong-Huu, M. Gurusamy, "TE-Based Machine Learning Techniques for Link Fault Localization in Complex Networks", 6th Int. IEEE Conf. on Future IoT and CloudFiCloud 2018, Barcelona, Spain, August 6-8, 2018, pp.25-32.
4. M. Brodie, I. Rish, S. Ma, G. Grabarnik, and N. Odintsova, "Active probing". Technical report, IBM, 2002.
5. A. Dusia and A. S. Sethi, "Recent Advances in Fault Localization in Computer Networks," *Com.. Surveys Tuts.*, vol. 18, no. 4, pp. 3030-3051, May 2016.
6. Y. Bejerano and R. Rastogi, "Robust monitoring of link delays and faults in IP networks," *IEEE INFOCOM*, 2003.
7. L. Ma, T. He, K. K. Leung, A. Swami and D. Towsley, "Inferring Link Metrics From End-To-End Path Measurements: Identifiability and Monitor Placement," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 22, no. 4, pp. 1351-1368, Aug. 2014.
8. L. Ma, T. He, A. Swami, D. Towsley and K. K. Leung, "Network Capability in Localizing Node Failures via End-to-End Path Measurements," *IEEE/ACM Trans. on Networking*, vol. 25, no. 1, pp. 434-450, Feb. 2017.
9. Y. Vardi, "Network tomography: Estimating source-destination traffic intensities from link data," *J. of the American Statistical Association* vol. 91, no. 433, 1996.
10. R. Castro, M. Coates, G. Liang, R. Nowak, and B. Yu, "Network tomography: Recent developments," *Statistical Science*, vol. 19, no.3, pp. 499-517, 2004.

УДК 004.77:654

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ БЕСПРОВОДНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ИНЖЕНЕРНЫМ ОБОРУДОВАНИЕМ ЗДАНИЯ

САЛАНОВИЧ И. Н., ЗАХАРОВ И. А., ДВОРНИКОВА Т. Н.

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

E-mail: sivann97@gmail.com

Аннотация. В статье рассмотрены вопросы касающейся беспроводных систем управления оборудованием зданий. Проектирование современного жилого дома, квартиры или производства все больше и больше включает в себя различные системы безопасности и управления, поэтому в настоящее время очень востребованы беспроводные системы управления здания. Благодаря таким системам можно обеспечить беспроводной доступ к управлению параметрами света, температуры, сигнализации, находясь дома или в отъезде, это удобно при нынешней изоляции во время пандемии. Беспроводная автоматизированная система управления зданиями обладает многими преимуществами по сравнению с проводными системами. Монтаж беспроводной системы обходится дешевле, и ее архитектура во многих случаях обладает большей совместимостью. Расширение и модернизация таких систем требует минимального беспокойства пользователей. Ввод беспроводных систем в эксплуатацию требует меньше времени, так как беспроводные сканирующие инструменты упрощают задачу обнаружения проблем и подтверждения установки. Кроме того, беспроводные технологии требуют меньшего объема сырьевых материалов, включая медь, и менее трудоемки при монтаже.

Abstract. The article discusses issues related to wireless control systems for building equipment. The design of a modern residential building, apartment or production more and more includes various security and control systems, therefore, wireless building control systems are in great demand nowadays. Thanks to such systems, it is possible to provide wireless access to control parameters of light, temperature, alarm, while at home or away, this is convenient with the current isolation during a pandemic. A wireless building management system offers many advantages over wired systems. The wireless system is less expensive to install, and the architecture is in many cases more compatible. Expanding and upgrading such systems requires minimal user disturbance. Getting wireless systems up and running is less time-consuming because wireless scanning tools make it easier to find problems and confirm installations. In addition, wireless technologies require fewer raw materials, including copper, and are less labor intensive to install.

Введение

Использование беспроводных технологий – перспективное направление в развитии автоматизированных систем управления зданиями (АСУЗ). Сейчас это уже не только модная тенденция, но хорошо известная на международном рынке и проверенная временем технология для повышения эффективности как монтажных работ, так и функционирования АСУЗ. При этом очень важно понимать технические особенности ее реализации, возможности и ограничения.

Беспроводная автоматизированная система управления зданиями обладает многими преимуществами по сравнению с проводными системами. Монтаж беспроводной системы обходится дешевле, и ее архитектура во многих случаях обладает большей совместимостью. Расширение и модернизация таких систем требует минимального беспокойства пользователей. Ввод беспроводных систем в эксплуатацию требует меньше времени, так как беспроводные сканирующие инструменты упрощают задачу обнаружения проблем и подтверждения установки. Кроме того, беспроводные технологии требуют меньшего объема сырьевых материалов, включая медь, и менее трудоемки при монтаже.

Беспроводные системы идеально подходят для применения в зданиях, где прокладка проводки затруднена или физически невозможна. Например, беспроводные средства контроля менее разрушительны для декоративных поверхностей, таких как мрамор, гранит или стекло. Другие помещения, где беспроводные технологии могут предоставить преимущества для владельцев и операторов зданий, включают большие открытые пространства, постройки с большими кирпичными или бетонными поверхностями, а также здания с большими потоками посетителей или частыми изменениями режимов эксплуатации.

На территории или окрестностях зданий могут выполняться различные землеустроительные работы, в результате могут быть повреждены кабели или отключено

электричество, для управления и питания систем «умный дом» разработка беспроводных автоматизированных систем управления инженерным зданием позволит не прекращать работу устройств.

Теоретический обзор

АСУЗ работает на трех уровнях. Верхний уровень – *Ethernet*, связывающий контроллерные устройства и средства диспетчеризации. Этот уровень также позволяет получать доступ к АСУЗ через Интернет. Второй уровень – это магистральные сети обмена данными и контроллеры. На этом уровне осуществляется связь автоматических контроллеров, выполняющих всю работу, включая контроллеры воздухораспределителей с переменным расходом воздуха и прочее оборудование среднего размера. На третьем уровне расположены исполнительные устройства и датчики.

Исторически наиболее распространены беспроводные технологии на уровне датчиков, такие как средства контроля комнатной температуры. В настоящее время получил широкое распространение уровень сетей обмена данными, поскольку он позволяет уменьшить стоимость монтажа и обеспечивает непривязанный доступ к сети. Беспроводные технологии используются всеми тремя уровнями сетевых коммуникаций, поскольку верхний уровень также может использовать протокол *Wi-Fi*.

В данном докладе рассматривается разработанная автоматизированная беспроводная система управления инженерным оборудованием здания, структурная схема которой представлена на рис. 1.

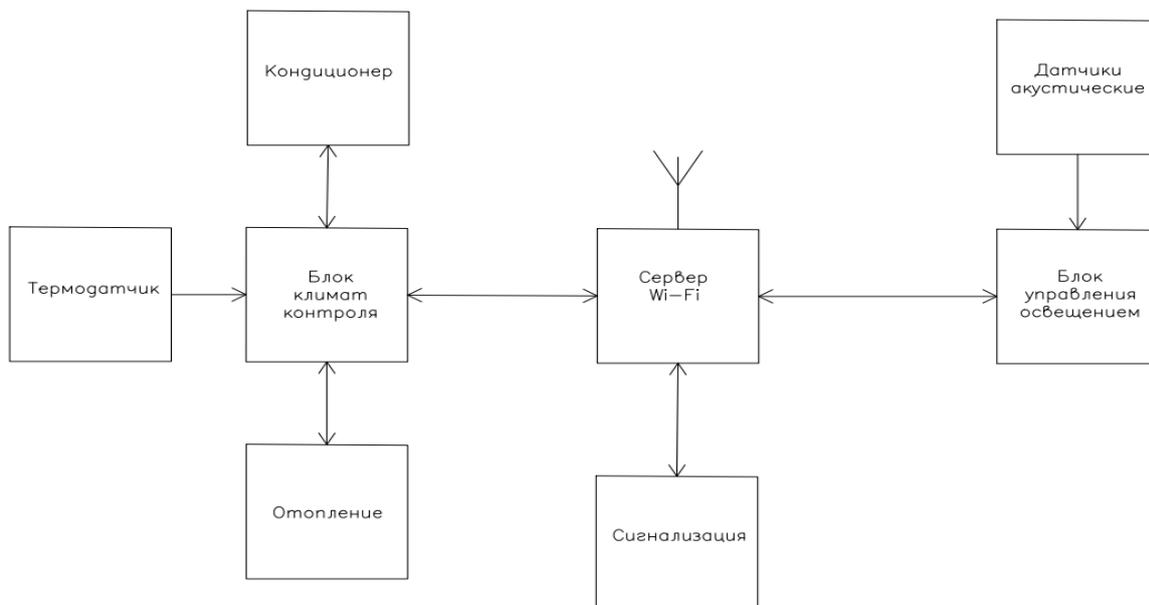


Рис. 1. Структурная схема автоматизированной беспроводной системы управления инженерным оборудованием здания

Система содержит: Сервер с Wi-Fi, блок климат контроля, термодатчики, система охлаждения – кондиционер, система отопления, блок управления освещением, акустические датчики, сигнализация.

Сервер с *Wi-Fi* предназначен для обмена информацией для настройки системы пользователями через приложения на смартфонах или планшетах.

Блок климат контроля предназначен для обработки и формирования команд по обеспечению благоприятной температуры в помещениях, для этого используются термодатчики, которые в свою очередь отсылают свою показания в блок, затем блок климат контроля формирует команды для системы охлаждения или системы отопления в зависимости от заданной температуры.

Система охлаждения производит охлаждение помещений за счет вентиляционной системы, которая в свою очередь расположена по всему периметру здания.

Система отопления предназначена для поддержания комфортной температуры в зимний период времени, за счет подогрева пола, а также настенных рефрижераторов.

Блок управления освещения предназначен для регулирования света за счет акустических датчиков, чтобы сократить затраты на электроэнергию.

Сигнализация предназначена для предотвращения проникновения в здание при отсутствии персонала, так же она оповещает о проникновении при помощи приложения на смартфонах пользователей.

Технологии *Wi-Fi* в данной системе, работает на частоте 2,4 ГГц, которая также известна как частотная полоса для измерительных приборов и медицинского оборудования. В *Wi-Fi* в этой полосе есть 11 пересекающихся каналов, от 2,412 до 2,462 ГГц. Если используются другие системы с беспроводными протоколами передачи данных таких как *EnOcean* и *ZigBee*, то в сети можно настроить передачу данных между устройствами через каналы *Wi-Fi*. Большинство устройств *ZigBee* автоматически выбирают эти каналы во время запуска сети, однако их можно перенастраивать вручную, чтобы обслуживающий персонал беспроводной системы мог контролировать каналы беспроводных сетей внутри здания.

Заключение

Внедрение разработанной автоматизированной беспроводной системы управления инженерным оборудованием здания, обеспечивает возможность удешевления, экономии энергии, гибкого управления элементами систем «умный дом» при помощи приложения и будет востребована как на производстве, так и в жилом комплексе.

Список использованных источников

1. А. П. Кашкаров Электронные схемы для «умного дома». – Москва: НТ Пресс, 2007.
2. Д. Росс Wi-Fi. Беспроводная сеть – Москва. НТ Пресс, 2007.

УДК 621.391.8:004.94

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПОДАВЛЕНИЯ ПРЕРЫВИСТЫХ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ

НГУЕН Д. В., ДАВЫДЕНКО И. Н

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

E-mail: nguyendinhvan2106@gmail.com

Аннотация. В статье проводится сравнительный анализ эффективности компенсации прерывистых активных шумовых помех автокомпенсаторами помех. Приведены различные алгоритмы работы одноканального цифрового автокомпенсатора помех. Анализ проводился для случая несканирующей основной антенны и одной дополнительной слабонаправленной компенсационной антенны. Результаты получены методом имитационного моделирования. Эффективность оценивалась по мощности остатков компенсации помехи после окончания переходного процесса. Параметры сравниваемых алгоритмов подбирались таким образом, чтобы длительность переходных процессов была одинакова.

Abstract. The article provides a comparative analysis of the effectiveness of digital algorithms for compensating intermittent jammer. The algorithms for the operation of a single-channel digital jammer canceller that implements the gradient approach to the formation of weighting coefficients are presented. The analysis was carried out for the case of a non-scanning main antenna and one additional weakly directed compensation antenna. The results are obtained by simulation. Efficiency was estimated by the power of the jammer compensation residues after the end of the transition process. The parameters of the compared algorithms were selected so that the duration of the transients was the same.

Модель прерывистых активных шумовых помех

Прерывистая активная шумовая помеха представляет собой периодическую последовательность мощных шумовых радиоимпульсов, излучаемых одним передатчиком помех. Модель помехи приведена на рис. 1.

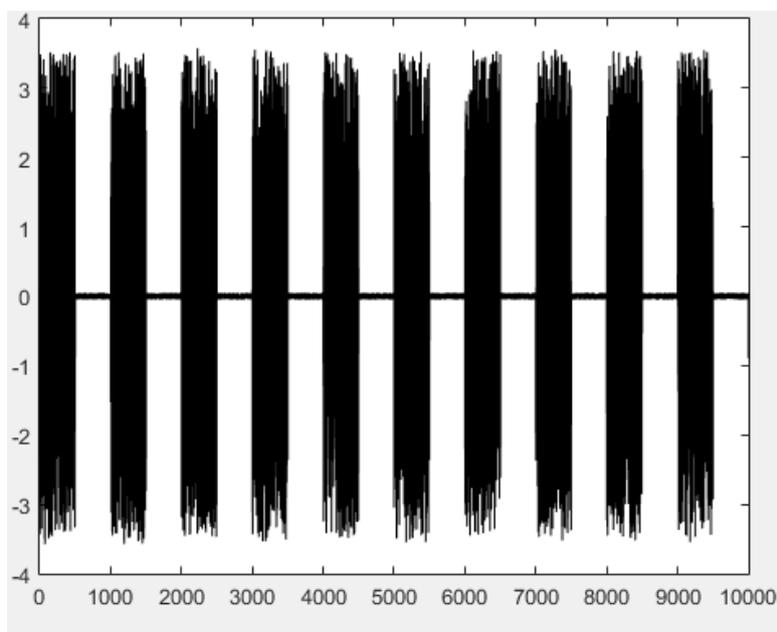


Рис. 1. Зависимость сигнала прерывистой шумовой помехи от номера итерации

Алгоритмы работы автокомпенсатора шумовой помехи

Существует большое количество алгоритмов адаптивной пространственной обработки сигналов, которые разбиваются на три большие группы [1, 2, 3]:

- алгоритмы, реализующие градиентный метод (*LMS*-алгоритм и его модификации);
- алгоритмы непосредственного обращения матрицы (*SMI*-алгоритмы);
- алгоритмы рекурсивных наименьших квадратов (*RLS*-алгоритмы).

Однако вычислительная сложность алгоритма *SMI* является высокой. По этой причине в настоящее время на практике применяются *LMS*-алгоритм и его модификации и алгоритм *RLS* [4].

В качестве аналогового прототипа формирователя весовых коэффициентов автокомпенсатора используют стохастический градиентный алгоритм. Стохастический градиентный алгоритм заключается в интегрировании сигнала ошибки, в качестве которого выступает градиент мгновенного значения выходной мощности помехи по формируемому весовому коэффициенту [2, р. 209; 3, с. 135]:

$$\frac{1}{K_v} \cdot \frac{dW}{dt} = U_{co} = -\frac{\partial P_{\text{ВЫХ}}(W)}{\partial W}, \quad (1)$$

где K_v - коэффициент преобразования интегратора по скорости; $P_{\text{ВЫХ}}(W) = |E_0 + W \cdot E_K|^2$; E_0, E_K - сигнал помехи в основном и компенсационном каналах приема.

Знак минус в алгоритме обеспечивает соблюдение условия устойчивости и возвращение весовых коэффициентов в оптимальное значение после некоторого отклонения от него. Алгоритм работы одноканального автокомпенсатора в основном определяется алгоритмом работы дискриминатора сигнала ошибки измерителя весового коэффициента:

$$U_{co} = -\frac{d|E_0 + W \cdot E_K|^2}{dW} = -2E_\Sigma \cdot E_K^*. \quad (2)$$

С учетом данного выражения алгоритм работы аналогового автокомпенсатора можно пояснить с помощью его эквивалентной структурной схемы, приведенной на рисунке 2 (* - символ комплексного сопряжения).

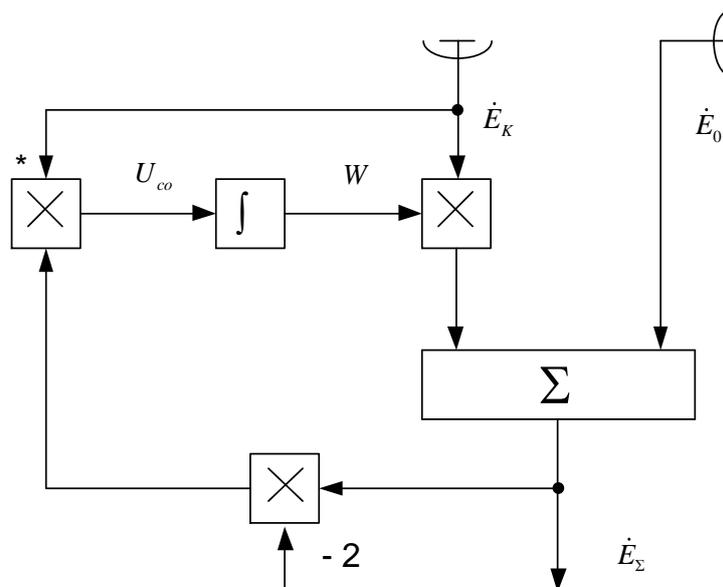


Рис. 2. Эквивалентная структурная схема одноканального автокомпенсатора шумовой помехи

Дифференциальное уравнение, описывающая работу одноканального аналогового автокомпенсатора шумовой помехи, имеет следующий вид:

$$\frac{1}{K_V} \cdot \frac{dW}{dt} = U_{co} = -E^*(t) \cdot \{E_0(t) + E_K(t) \cdot W\}. \quad (3)$$

Дискретный *LMS*-алгоритм формирования весовых коэффициентов может быть получен методом замены производных аналогового прототипа конечными разностями:

$$\frac{dW}{dt} \approx \frac{W(i) - W(i-1)}{\Delta t}, \quad (4)$$

где Δt – интервал дискретизации; i – номер дискрета времени.

С учетом выражений (3) и (4) классический алгоритм *LMS* может быть записан в следующем виде:

$$W(i) = W(i-1) - \mu \cdot E^*(i) \cdot E_\Sigma(i), \quad (5)$$

где $E_\Sigma(i) = E_0(i) + W(i-1)E_K(i)$; $\mu = 2K_V \cdot \Delta t$ – коэффициент сходимости алгоритма *LMS*.

Недостатками алгоритма *LMS* являются: возможность потери устойчивости при неправильном выборе коэффициента сходимости; зависимость скорости сходимости от мощности помехи. Достоинствами алгоритма *LMS* являются: минимальная вычислительная сложность; устойчивость к искажениям за счет обратной связи по выходному сигналу.

Первой попыткой устранения недостатка алгоритма *LMS*, связанного с зависимостью скорости сходимости от мощности помех, является использование ограничителя в цепи опорного сигнала умножителя обратной связи [5, 6]. Так как скорость сходимости пропорциональна мощности помех, то при малых уровнях мощности помех процесс настройки значительно затягивается [1, с.198, 223]. Чтобы увеличить скорость сходимости при малом уровне помехи, необходимо ослабить зависимость сигнала ошибки на выходе умножителя выходного сигнала и сигнала опорного (компенсационного) канала от мощности входной помехи. Дискретный вариант алгоритма с ограничителем (*LMS-OGR*) в непрерывном времени [1, с.199] можно записать в следующем виде:

$$W(i) = W(i-1) - \mu \cdot E_N^*(i) \cdot E_\Sigma(i), \quad (6)$$

где $E_N^*(i) = \frac{E_K^*(i)}{|E_K(i)|}$.

Второй попыткой устранения зависимости скорости сходимости алгоритма *LMS* от мощности помехи, является использование алгоритма *NLMS* (*Normalized LMS Algorithm*). Впервые метод был предложен в 1967 г. [7]. Алгоритм *NLMS* используется в тех случаях, когда алгоритм *LMS* не может гарантировать устойчивость из-за неизвестных характеристик помехи или при обработке нестационарных помех и имеет следующий вид [2, р. 262; 3, с. 167]:

$$W(i) = W(i-1) - \frac{\mu}{\delta + E_K^*(i) \cdot E_K(i)} E_K^*(i) \cdot E_\Sigma(i), \quad (7)$$

где δ - параметр регуляризации.

Определенное снижение вычислительной сложности прямых методов формирования весовых коэффициентов возможно при использовании второй группы методов обращения выборочной корреляционной матрицы – *RLS*-алгоритм. Алгоритм рекуррентного вычисления обратной корреляционной матрицы описывается следующим выражением [8]:

$$W(n) = -\hat{R}^{-1}(n)\hat{R}_0(n) = W(n-1) - \hat{R}^{-1}(n)E^*(n)E_\Sigma(n), \quad (8)$$

где $E_\Sigma(n) = E_0(n) + E^T(n)W(n-1)$;

$$R^{-1}(i) = R^{-1}(i-1) - \frac{\alpha R^{-1}(i-1)E^*(i)R^{-1}(i-1)}{1 + \alpha E^T(i)R_m^i E^*(i)}.$$

Сравнительный анализ эффективности алгоритмов

Сравнительный анализ эффективности алгоритмов работы одноканального автокомпенсатора активных шумовых помех производился методом имитационного моделирования [9]. Эффективность автокомпенсатора оценивалась по мощности остатков компенсации помехи после окончания переходных процессов. Соседние отсчеты и помехи и внутреннего шума являлись некоррелированными. Параметр для каждого алгоритма подбирался опытным путем, чтобы длительность переходных процессов для всех используемых алгоритмов была одинаковой и равной 700 итераций.

Результаты имитационного моделирования представлены на рис. 3 в виде зависимости выходной мощности автокомпенсатора (дБ) от номера итерации.

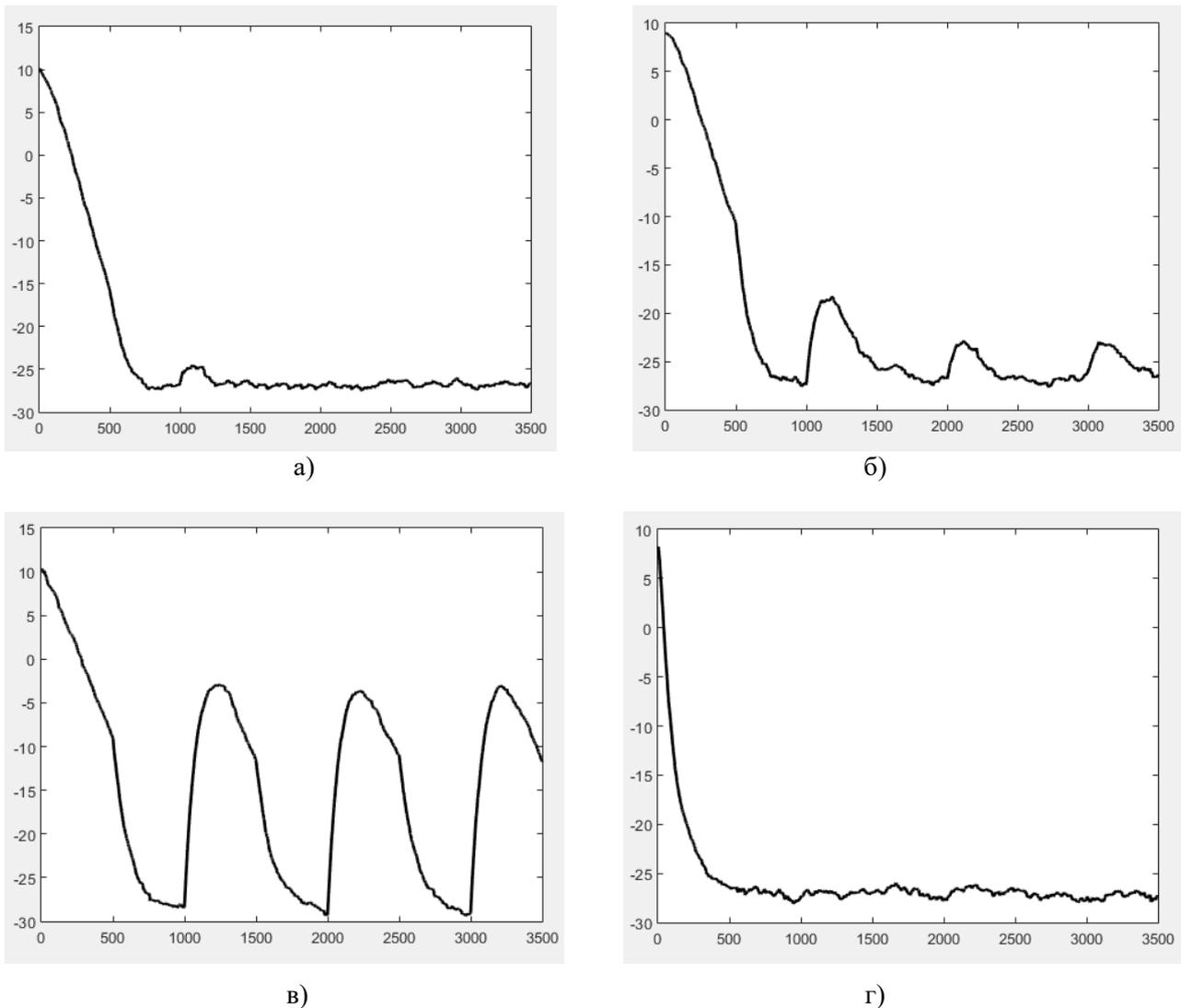


Рис. 3. Переходной процесс выходной мощности автокомпенсатора (дБ) от номера итерации для алгоритмов LMS(а), LMS-OGR(б), NLMS(в),RLS(г)

Из рис. 3 видно, что эффективность алгоритмов *LMS*, *RLS* практически одинакова: после окончания переходного процесса происходит снижение мощности помехи с 10 дБ до – 25 дБ. Самой худшей эффективностью обладает алгоритм *NLMS*, эффективность которого снизилась на 20 дБ на временном интервале, свободном от помехи. Эффективность алгоритма *LMS* с ограничителем снизилась на 5 дБ. Снижение эффективности алгоритма компенсации *NLMS* при подавлении прерывистой помехи связано с тем, что при кратковременном пропадании помехи происходит расстройка весовых коэффициентов за счет воздействия внутренних шумов каналов приема и при возобновлении действия помехи необходима повторная настройка весовых коэффициентов автокомпенсатора. Для алгоритма *LMS* быстрое действие автокомпенсатора зависит от мощности входного сигнала и сформированный за время действия мощной помехи весовой коэффициент практически не изменяется за время приема слабых по сравнению с помехой внутренних шумов каналов приема.

Заключение

Сравнительный анализ эффективности подавления прерывистых активных шумовых помех показал, что приблизительно одинаковой эффективностью обладают алгоритмы *LMS* и *RLS*. Эффективность алгоритмов *LMS* с ограничителем и *NLMS* при подавлении прерывистых шумовых помех является более низкой за счет разбалтывания весового коэффициента на временном интервале, свободном от помехи.

Список использованных источников

1. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки / М.: Радио и связь, 1986. 446 с.
2. Aurelio Uncini. Fundamentals of Adaptive Signal Processing / Springer, 2015. 704 p.
3. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы / Москва: Техносфера, 2013. 528 с.
4. Джиган В. И. LMS-алгоритм адаптивной фильтрации: первый или единственный для использования на практике? // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС), 2014. – №4. – С. 159–168.
5. Brennan L. E., Pugh E. L., Reed I. S. Control Loop Noise in Adaptive Array Antennas // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 1971. – Vol. 7, N2. Pp. 254–262.
6. Brennan L. E., Reed I. S. Effect of Envelope Limiting in Adaptive Array Control Loops // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 1971. – Vol. 7, N4. Pp. 698–700.
7. J. I. Nagumo, A. Noda. A learning method for system identification / IEEE Trans. on Automatic Control, 1967. – Vol. 12, N3. Pp. 282–287.
8. Sayed A. H. Fundamentals of adaptive filtering / NJ, Hoboken: John Wiley and Sons, Inc., 2003. 1125p.
9. Сергиенко А. Б. Алгоритмы адаптивной фильтрации: особенности реализации в MATLAB. В журнале «Exponenta Pro», 2003, №1. С. 18–28.

УДК 004.056.5

АППАРАТНО ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ФИЗИЧЕСКОГО РАЗГРАНИЧЕНИЯ ДОСТУПА ПЭВМ

МАРМУЗЕВИЧ М. А., БУНЕВИЧ М. А.

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

E-mail: marmuzevich@bsuir.by, mike_box@bk.ru

Аннотация. Одним из основных путей решения технических, социальных и экономических задач является использование информационных технологий. Целью данной работы была разработка аппаратно программного комплекса для защиты и ограничения доступа к информации путём дополнительной идентификации пользователя в системе. По результатам проведённых исследований предложен алгоритм работы устройства и разработан прототип аппаратно программного комплекса физического разграничения доступа ПЭВМ. Данный комплекс может быть использован в ПЭВМ различных конфигураций.

Abstract. One of the main ways to solve technical, social and economic problems it the use of information technologies. The purpose of this work was to develop a hardware and software complex for protecting and restricting access to service information by additional user identification in the system. Based on the results of the research, an algorithm for the operation of the device was proposed and a prototype of a hardware-software complex for physical access control of a PC was developed. This complex can be used in a personal computer of various configurations.

Современный этап развития информационных технологий характеризуется расширением сферы применения вычислительной техники и высоким уровнем использования автоматизированных систем управления и обработки информации. Наибольшую опасность с точки зрения утечки информации представляет утечка данных с носителей информации. Целью разграничения доступа к информации в первую очередь является предотвращение реализации угрозы нарушения конфиденциальности или несанкционированного доступа к информации. Можно выделить следующие виды несанкционированного доступа:

- доступ к носителям информации;
- локальный доступ к отдельным персональным компьютерам;
- локальный доступ к ресурсам сети;
- удаленный доступ к отдельным компьютерам или ресурсам сети.

Для первых двух видов важное значение имеют организационно-режимные меры доступа к машинным носителям информации такие, как пропускной режим, охрана, замки на дверях. В тоже время достаточно сложно организовать контроль за действиями пользователя, работающего с конфиденциальными файлами на ПЭВМ, что может дать ему возможность беспрепятственного доступа к информации на других жёстких дисках. Путём атак на средства аутентификации с целью получения пароля или других данных для идентификации в системе под другим логином возможно получить доступ или уничтожить ценную информацию.

Целью данной работы была разработка аппаратно программного комплекса, для защиты и ограничения доступа к носителям информации без дополнительной идентификации пользователя в системе. При включении компьютера Basic Input/Output System (далее BIOS), выдаст ошибку загрузки из-за отсутствия подключения носителей информации. Предложен следующий алгоритм работы комплекса: для идентификации в системе используется (Radio Frequency Identification далее RFID). Ключевым элементом которого является радиометка, которая состоит из:

- чипа – является средством хранения данных;
- антенны – посредством которой передается информация;
- оболочки – защищает антенну и чип от факторов окружающей среды;
- корпуса – также выполняет защитную функцию, но помимо этого еще является и средством крепления к объектам учета.

RFID карта MIFARE Classic представлена на рисунке 1.



Рис. 1. RFID карта MIFARE Classic

Одним из важных элементов системы является считывающее устройство (ридер). Процесс его работы организован следующим образом. Ридер отправляет сигнал чипу, который воспринимает его с помощью антенны и отправляет сигнал-ответ. Считывающее устройство его принимает и обрабатывает для дальнейшего использования в нашей системе. Использование данного способа идентификации – обеспечивает следующие преимущества: метки отличаются высокой безопасностью и сложностью подделки; устойчивостью к незначительным механическим воздействиям и факторам окружающей среды; возможностью хранения не только основных данных, но и дополнительной информации. При поднесении метки к ридеру считывается ключ, в результате обработки которого происходит разблокирование одного из носителей информации после этого пользователь может запустить операционную систему, где пройдёт идентификацию посредством сверки введённого им пароля. Структурная схема аппаратно программного комплекса физического разграничения доступа к ПЭВМ представлена на рисунке 2.

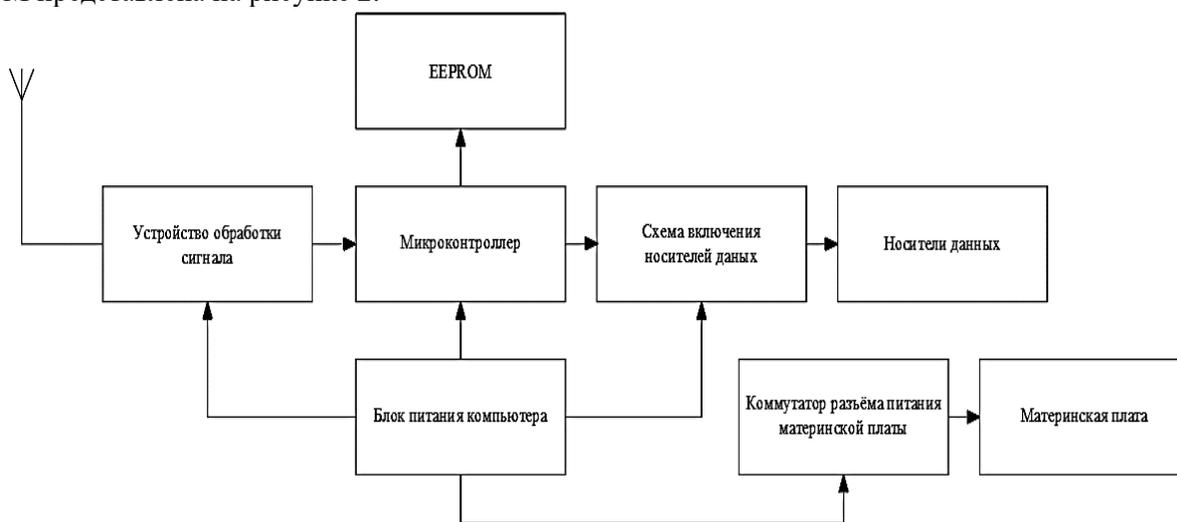


Рис. 2. Структурная схема аппаратно программного комплекса физического разграничения доступа к ПЭВМ

Разработанное устройство рассчитано на 5 носителей информации, электронные ключи хранятся в защищённой от считывания памяти контроллера и могут перезаписываться только при использовании карты с кодом прописанным в самой системе, предоставляемой в комплекте с комплектом. Количество носителей может варьироваться в зависимости от требований заказчика. К достоинствам комплекса можно отнести сравнительно высокую степень защиты благодаря криптозащите карт MIFARE, а так же небольшие габариты и вес что даёт возможность устанавливать в большинство стандартных корпусов ПЭВМ и подключаться к стандартным разъёмам, без создания заметных неудобств в работе пользователя.

По результатам проведённых исследований и лабораторной апробации разработан аппаратно программный комплекс физического разграничения доступа ПЭВМ. Данный комплекс может быть использован в различных организациях для защиты от утечек информации, который можно использовать в большинстве организаций для защиты от утечек информации, благодаря простоте и надёжности которого позволяют конкурировать с аналогичными решениями на программном уровне.

Список использованных источников

1. Рудометов Е. Материнские платы и чипсеты // Питер. 2007. 220 с.
2. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники // М.: 2014. 161 с.
3. Хорев П. Б. Программно-аппаратная защита информации // «Форум». 2019

УДК 654.92:629.331

ВЫБОР КАНАЛА СВЯЗИ ДЛЯ АВТОМОБИЛЬНОЙ СИГНАЛИЗАЦИИ

ЗАЙЦЕВ И. А., ДВОРНИКОВА Т. Н.

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

E-mail: cube12999@gmail.com

Аннотация. В данной работе рассмотрены преимущества и недостатки систем с GSM-каналом и радиоканалом. Целесообразность использования радиоканала связи для автомобильных сигнализаций.

Abstract. This paper presents the advantages and disadvantages of systems with a GSM channel and a radio channel. The feasibility of using a radio communication channel for car alarms.

В настоящее время большинство людей имеют автомобиль. Но не все имеют гараж или возможность поставить машину на платную парковку, поэтому многие люди просто паркуют автомобиль возле дома. Однако не всегда получается оставить машину где-то поблизости или в зоне прямой видимости.

Существует множество охранных систем, предназначенных для охраны автомобилей, которые отличаются друг от друга по эффективности и функциональным возможностям. Многообразие механических и электронных устройств охраны позволяет создавать наиболее эффективные комплексы охраны под любые условия.

Охранная система – это система технических средств, обеспечивающая получение, обработку, передачу и представление потребителям в заданном виде информации о проникновении на охраняемые объекты.



Рис. 1. Структурная схема сигнализации

Система сигнализации включает в себя центральный модуль, который принимает и анализирует информацию, получаемую от охранных датчиков. После чего этот модуль выполняет запрограммированные функции, при срабатывании охранных датчиков. Постановка или снятие с охраны осуществляется с помощью пульта управления.

Охранные системы подразделяются на пассивные и активные. К пассивным относятся комплексы средств и действий, направленный на привлечение внимания владельца имущества или охранных служб. Активные, в свою очередь, предотвращают попытки проникновения на охраняемый объект.

В случае несанкционированной попытки доступа к охраняемому объекту наиболее важным фактором является время, необходимое для обхода средств защиты, поэтому от скорости и качества передачи сигнала тревоги на центральный пульт зависит конечный результат попытки защиты имущества.

В связи с промышленным и технологическим прогрессами автомобильная промышленность внедряет в производство новые технологии, среди которых технология CAN (Controller Area Network) присутствует во всех автомобилях, выпущенных после 2000-ых годов. Технология CAN представляет собой сетевой интерфейс для создания бортовых мультипроцессорных систем реального времени. В связи с активным применением CAN большинство современных сигнализаций охраны автомобиля имеют CAN-модуль для увеличения функциональных возможностей и существенного упрощения установки.

На данный момент самой популярной системой охраны является сигнализация с GSM-каналом связи, в которой передающая часть содержит в себе GSM-модулем для уведомления владельца о каких-либо воздействиях на автомобиль. В системах присутствует радиоканал, который необходим для приёма командных сигналов. Двухнаправленная передача информации позволяет увеличить надежность охраны. Так при отсутствии подтверждения получения информации от пульта центрального наблюдения по одному каналу передачи информации её можно передать по резервному каналу системы передачи извещений. В системах с двусторонней направленностью также осуществляется и передача сигналов, описывающих состояние охранной системы автомобиля. Стоит отметить, что самые дорогие модели сигнализации (премиум-класса) поддерживают управление как посредством брелока управления по радиоканалу, так и с помощью сотового телефона через SMS-сообщения.

Системы на базе GSM получили достаточно широкое распространение благодаря их относительно невысокой стоимости, простоте установки и эксплуатации. Однако существенным недостатком подобных систем является низкая помехозащищенность, легкое подавляемость GSM-канала, работа сети GSM не всегда отличается высокой стабильностью, привязка к телефону и зоне покрытия мобильной сети, а также обслуживание SIM-карты охранной системы.

Если сигнал тревоги нет необходимости передавать на значительные расстояния, то целесообразнее использовать связь по радиоканалу. Радиус действия таких систем составляет обычно от нескольких сотен метров до нескольких километров в зависимости от условий распространения радиосигнала.

К радиоканальным системам малого радиуса действия относятся беспроводные системы, работающие в частотном диапазоне (433 МГц и 2,4 ГГц) с малой выходной мощностью (10 мВт и 100 мВт соответственно).

В структуру передатчика автомобильной сигнализации входят: датчики, блок питания, блок обработки сигналов, кодер, модулятор, усилитель, фильтр и антенна. В структуру приемника входят такие блоки как: антенна, усилитель, блок питания, преобразователь частоты, детектор, декодер.

Организация связи по радиоканалу имеет несколько преимуществ перед сигнализацией с GSM-каналом:

- канал связи можно защитить кодированием, что приводит к повышению надёжности связи, что в случае охранной системы является критически важным;
- за счёт того, что сообщения будут передаваться непосредственно на приёмную сторону, скорость получения сигнала тревоги на приёмной стороне будет выше;
- нет необходимости следить за состоянием счёта на 2 SIM-картах и мобильного телефона, а также за уровнем сигнала мобильного оператора на месте парковки.

Заключение

Таким образом, для организации автомобильной сигнализации более эффективна беспроводная система передачи информации по радиоканалу, так как она обладает существенными преимуществами, высокой помехоустойчивостью и скоростью передачи радиосигнала, по сравнению с системами, использующие GSM-канал связи.

Список использованных источников

1. Охранная система: <https://files.stroyinf.ru/Data1/6/6796/index.htm>.
2. Схемотехника аналоговых и аналого цифровых электронных устройств. 3 е изд. стер. / Волович Г. И. — М.: Додэка XXI, 2011. — 528с.: ил. — (Серия «Схемотехника»).

УДК 004.42:61

ВЫБОР КЛАССА ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ УЧРЕЖДЕНИЯ ЗДРАВООХРАНЕНИЯ

СЕРГЕЕНКО М. С., ДВОРНИКОВА Т. Н.

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

E-mail: mariadobashsu@gmail.com

Аннотация. В данной работе представлены результаты исследования оптимального выбора типового класса информационной системы для учреждения здравоохранения. Рассмотрены недостатки и преимущества типовых классов информационных систем относительно специфики медицинской информации и требований, предоставляемых к медицинским информационным системам.

Abstract. This paper presents the results of a study of the optimal choice of a typical class of information system for a healthcare institution. The disadvantages and advantages of typical classes of information systems are considered with respect to the specifics of medical information and the requirements for medical information systems.

В настоящее время широко используются информационные системы (ИС) в любой области человеческой жизнедеятельности. Столь широкое распространение систем обусловлено рядом преимуществ, которые обеспечивают ИС: увеличение эффективности и производительности процесса принятия решений и использования знаний. Таким образом, они помогают анализировать проблемы и создавать новые продукты, что в целом повышает эффективность работы предприятия (учреждения), следовательно, информационные системы являются перспективной и развивающейся областью, которая напрямую отвечает за качество оказываемых услуг любой хозяйственной отрасли деятельности человека. Главной задачей ИС является управления предприятием, организацией либо учреждением, то есть создание современной инфраструктуры. Поддержка информационной модели предметной области, для которой разрабатывается данная ИС, является ключевым требованием при проектировании, как и доступ к данным, непосредственно к сведениям самой ИС, так и обмен информацией с другими ИС.

В зависимости от сферы деятельности ИС будет иметь свои специфические особенности. Медицинская ИС (МИС) – комплексный программный продукт, предназначенный для автоматизирования всех основных процессов, связанных с работой медицинских учреждений общей и узкой специализации. Использование МИС позволяет эффективно наладить документооборот, гибко выстраивать работу с пациентами и вести оперативный учет работы административного персонала, контролировать все организационные и финансовые вопросы. МИС решает следующий ряд задач: управление данными и оптимизация процессов, слияние данных и отчетность, доступность информации. Из всего вышперечисленного очевидно, что МИС имеет ряд преимуществ: избавляет от заполнения бумаг, повышает качество обслуживания и снижает влияние человеческого фактора, телемедицина, согласованность работы [1]. Совокупность преимуществ и задач, выполняемых МИС значительно повышает качество медицинских услуг, предоставляемых медицинскими работниками, что подтверждает необходимость внедрения МИС в врачебную практику.

В соответствие с [2] можно выделить типовые классы ИС, которые классифицируются в зависимости от категории доступа обрабатываемой информации и от наличия подключения к открытым каналам передачи данных. В зависимости от категории доступа обрабатываемой информации ИС подразделяются на 4 группы. В свою очередь категории типовых ИС тесно связаны с категориями доступа и подразделяются в зависимости от специфики обрабатываемой информации.

Понятие медицинской информации является неоднозначным, в широком смысле медицинская информация – любая информация, относящаяся к медицине. А в узком смысле означает информацию, которая относится непосредственно к человеку как к пациенту. Очевидно, что данная информация затрагивает такие понятия, как «конфиденциальность данных» и «врачебная тайна», что значительно

сокращает выбор класса типовых ИС. Таким образом, можно выделить следующие классы типовых ИС, которые являются наиболее подходящими для медицинских информационных систем:

- 4-фл (совокупность информационных систем, которые обрабатывают информацию, распространение и (или) предоставление которой ограничено и не имеют подключений к открытым каналам передачи данных);

- 4-юл (совокупность ИС, которые обрабатывают информацию, распространение и (или) предоставление которой ограничено (информацию, затрагивающую безопасность организации, за исключением сведений, составляющих государственные секреты, и служебной информации ограниченного распространения), и не имеют подключений к открытым каналам передачи данных);

- 3-фл (совокупность ИС, которые обрабатывают информацию, распространение и (или) предоставление которой ограничено и подключены к открытым каналам передачи данных).

Помимо вышеперечисленного, критичным для МИС являются параметры, которые тесно связаны со спецификой медицинской информации, представленные в табл. 1 [3].

Таблица 1. Общие требования к МИС

| Вид структуры | Элементы | Связи |
|-----------------|--|---|
| Функциональная | Функции, задачи и операции | Информационные |
| Техническая | Устройства | Линии связи |
| Организационная | Коллективы людей и отдельные исполнители | Информационные, соподчинения и взаимодействия |
| Алгоритмическая | Алгоритмы | Информационные |
| Программная | Программные модули | Информационные и управляющие |
| Информационная | Формы существования и представления информации в системе | Операции преобразования информации в системе |

В категории типовых ИС -фл, обрабатываются следующие сведения:

- персональные данные;

- о факте обращения пациента за медицинской помощью и состоянии его здоровья, сведения о наличии заболевания, диагнозе, возможных методах оказания медицинской помощи, рисках, связанных с медицинским вмешательством, а также о возможных альтернативах предлагаемому медицинскому вмешательству, иные сведения, в том числе личного характера, полученные при оказании пациенту медицинской помощи, а в случае смерти – и информация о результатах патологоанатомического исследования (врачебная тайна);

- банковская тайна;

- налоговая тайна;

- о вопросах, по которым клиент обратился за юридической помощью, суть консультаций, разъяснений, справок, полученных клиентом от адвоката, сведения о личной жизни клиента, информация, полученная от клиента, об обстоятельствах совершения преступления по уголовному делу, по которому адвокат осуществлял защиту прав, свобод и интересов клиента, а также сведения, составляющие коммерческую тайну клиента (адвокатская тайна);

- об исключительном праве (интеллектуальной собственности) физического лица на охраняемые результаты интеллектуальной деятельности;

- иные сведения о частной жизни физического лица, доступ к которой ограничен законодательными актами Республики Беларусь;

Категория ИС, обрабатывающих сведения (юл):

- имеющие коммерческую ценность для их обладателя в силу неизвестности третьим лицам (коммерческая тайна);

- о счетах и вкладах (депозитах) юридических лиц, в том числе о наличии счета в банке, его владельце, номере и других реквизитах счета, размера средств, находящихся на счетах и во вкладах

(депозитах), а равно сведения о конкретных сделках, об операциях без открытия счета, операциях по счетам и вкладам (депозитам), а также об имуществе, находящемся на хранении в банке (банковская тайна);

– о юридических лицах, полученные органами, о плательщиках;

– об объектах, в отношении которых исключительные права на результаты интеллектуальной деятельности принадлежат Республике Беларусь;

– об информации, содержащейся в делах об административных правонарушениях, материалах и уголовных делах органов уголовного преследования и суда до завершения производства по делу в соответствии;

– об иной информации, доступ к которой ограничен законодательными актами Республики Беларусь.

Заключение

Таким образом, можно сделать следующие выводы. Как правило, для МИС предназначены такие классы как 3-фл и 4-фл, однако, класс 3-фл имеет подключения к внешним каналам передачи данных, что сказывается на критерии «безопасность и конфиденциальность информации», что может стать критичным при попытке несанкционированного доступа, однако класс 3-фл имеет выигрыш по критерию «открытость и поддержка стандартов», а также «интеграция информационных потоков». Выбор класса 4-юл обоснован тем, что в МИС, которая ориентирована на документооборот, содержится помимо информации, относящейся к «врачебной тайне», информация, которая относится к понятию «коммерческая тайна», а также отсутствие подключения к открытым каналам связи, в частности Интернет, обезопасит ИС от хакерских атак, а, следовательно, защитит внутрибольничную информацию: график проведения операций, заказ и хранение скоропортящегося сырья (органы, кровь) и так далее. Таким образом, наиболее оптимальным вариантом является совмещение типовых классов 4-фл и 4-юл для МИС.

Список использованных источников

1. Медицинские информационные системы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://evergreens.com.ua/ru/articles/medical-information-systems.html>.
2. Положение о порядке технической защиты информации в информационных системах, предназначенных для обработки информации, распространение и (или) предоставление которой ограничено, не отнесенных к государственным секретам (№62 от 30.08.2013).
3. Назаренко Г. И. Медицинские информационные системы: теория и практика/ Г. И. Назаренко, Г. С. Осипова. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2005. –320 с.

УДК 004.94:621.396.934

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ДВИЖЕНИЯ РАКЕТЫ ПО МЕТОДУ ПРОПОРЦИОНАЛЬНОГО СБЛИЖЕНИЯ

КУЗЬМЕНОК М. Д., ХИЖНЯК А. В.

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

E-mail: mkasu7x@gmail.com

Аннотация. Тезисы доклада посвящены описанию разработанной модели движения ракеты к цели. Данная модель разработана в среде MathLab и является базой для проведения исследований в области защиты летательных аппаратов. Необходимость разработки данной модели возникла ввиду дороговизны полноразмерных экспериментов по оценке движения ракеты к летательному аппарату. Вам предложено ознакомиться с общей структурой и результатами работы данной модели. Модель имеет возможность детальной настройки и учитывает множество параметров движения и окружающей среды. Результаты моделирования отображаются в виде графиков и трехмерной анимации.

Abstract. The theses of the report are devoted to the description of the developed model of the rocket movement towards the target. This model was developed in the MathLab environment and is the basis for research in the field of aircraft protection. The need to develop this model arose due to the high cost of full-scale experiments to assess the movement of a rocket to an aircraft. You are invited to familiarize yourself with the general structure and results of this model. The model has the ability to customize in detail and takes into account many parameters of movement and environment. Simulation results are displayed as graphs and 3D animations.

Введение

Анализ войн и вооруженных конфликтов последнего времени показывает, что огромное влияние на ход и развитие боевых действий оказывает применение противниками средств воздушного нападения. Боевые самолеты и вертолеты представляют собой наиболее совершенный вид вооружений, обладающий высокой ударной мощностью, большой досягаемостью, точностью попадания средств поражения в объекты, гибкостью в ходе боевого применения, мобильностью и значительной точностью, а значит и высокой эффективностью поражения.

Современный боевой летательный аппарат представляет собой комплекс дорогостоящих высокотехнологичных систем, поэтому особое внимание уделяется вопросам организации защиты летательных аппаратов от высокоточного оружия противника [2].

Переносные зенитные ракетные комплексы с инфракрасным наведением продолжают оставаться наиболее эффективным оружием против низколетящих летательных аппаратов. В настоящее время зенитные управляемые ракеты являются практически единственным видом среди зенитных ракетных средств, подготовка к использованию которых практически не может быть обнаружена средствами разведки, что позволяет применять зенитные управляемые ракеты внезапно и скоротечно, в том числе и на территории противника [3].

Среди средств защиты оптико-электронного диапазона основным в настоящее время остается применение отстрела ложных тепловых целей.

Для наиболее эффективного применения данного и других средств защиты необходимо обладать сведениями о факте пуска и координатах ракеты, выпущенной по летательному аппарату [1].

Таким образом, на основе данной проблемы были сформированы цели исследования, определены объект и предмет диссертационного исследования.

Цель исследования: разработка способа обнаружения-распознавания факта и координат точки пуска зенитных управляемых ракет с целью повышения живучести летательных аппаратов.

Объект исследования: системы защиты летательных аппаратов.

Предмет исследования: способы автоматического обнаружения факта пуска переносных зенитных ракетных комплексов.

Основная часть

Процесс наведения ракеты характеризуется, во-первых, нестационарностью, вызванной, в основном, изменением дальности цели и скорости полёта и, во - вторых, нелинейностью в кинематике относительного движения, в аэродинамике и в работе системы управления. Эти свойства определяют значительные сложности исследования наведения ракеты на цель. А проведение полнотатурных экспериментов является крайне дорогостоящим. Для решения задач этого исследования была разработана имитационная модель движения ракеты по методу пропорционального сближения [3].

В данной модели рассчитываются следующие параметры:

- разность их скоростей ракеты и летательного аппарата;
- динамика изменения их скоростей;
- их местоположение в пространстве друг относительно друга;
- аэродинамические свойства ракеты и летательного аппарата;
- условия окружающей среды;
- их местоположение в пространстве друг относительно друга;
- траектория движения летательного аппарата и выпущенной по ней ракеты;
- расстояние между ракетой и целью, при котором выпуск ложных тепловых целей даст наибольший результат;
- конечный промах ракеты по цели;

Данная модель разрабатывалась в среде MATLAB, а ее структурная схема отображена на рис. 1.

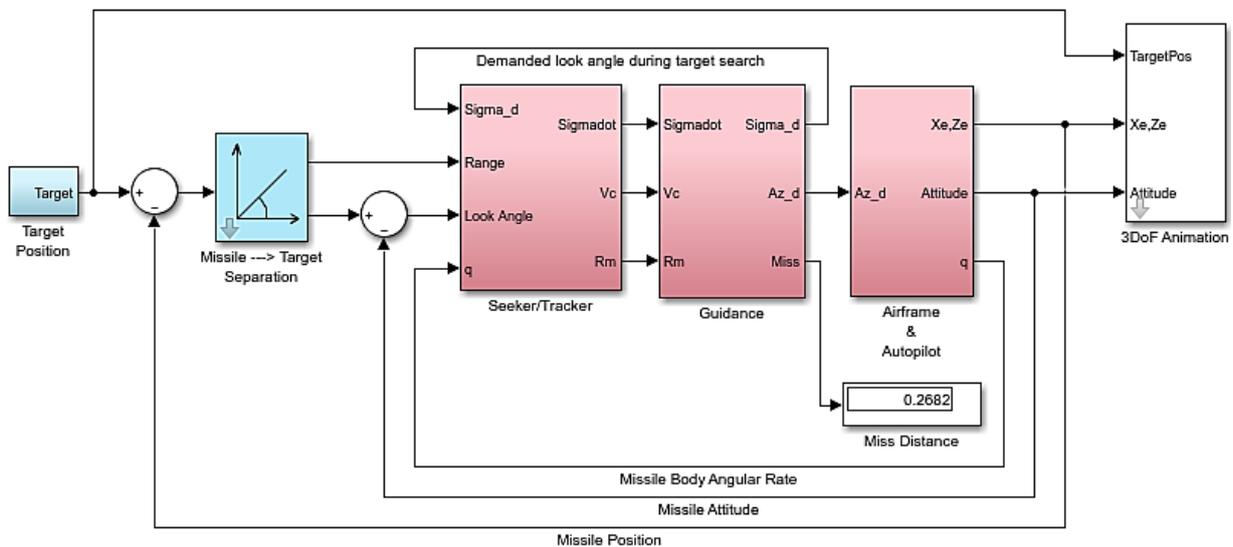


Рис. 1. Обобщенная структурная схема имитационной модели движения ракеты по методу пропорционального сближения

Для запуска процесса моделирования необходимо задать следующие параметры:
 исходное положение ракеты и цели в пространстве;
 высоту летательного аппарата;
 скорость движения летательного аппарата и максимальную скорость ракеты;
 условия окружающей среды;
 изначальное положение точки наблюдения;
 угол обзора в точке наблюдения;
 расстояние между ракетой и целью, при котором выпуск ложных тепловых целей даст наибольший результат;

Результатом работы данной модели являются графики, отображающие процесс сближения ракеты с летательным аппаратом (рис. 2.,3.) и 3-х мерная анимированная модель (рис. 4.).

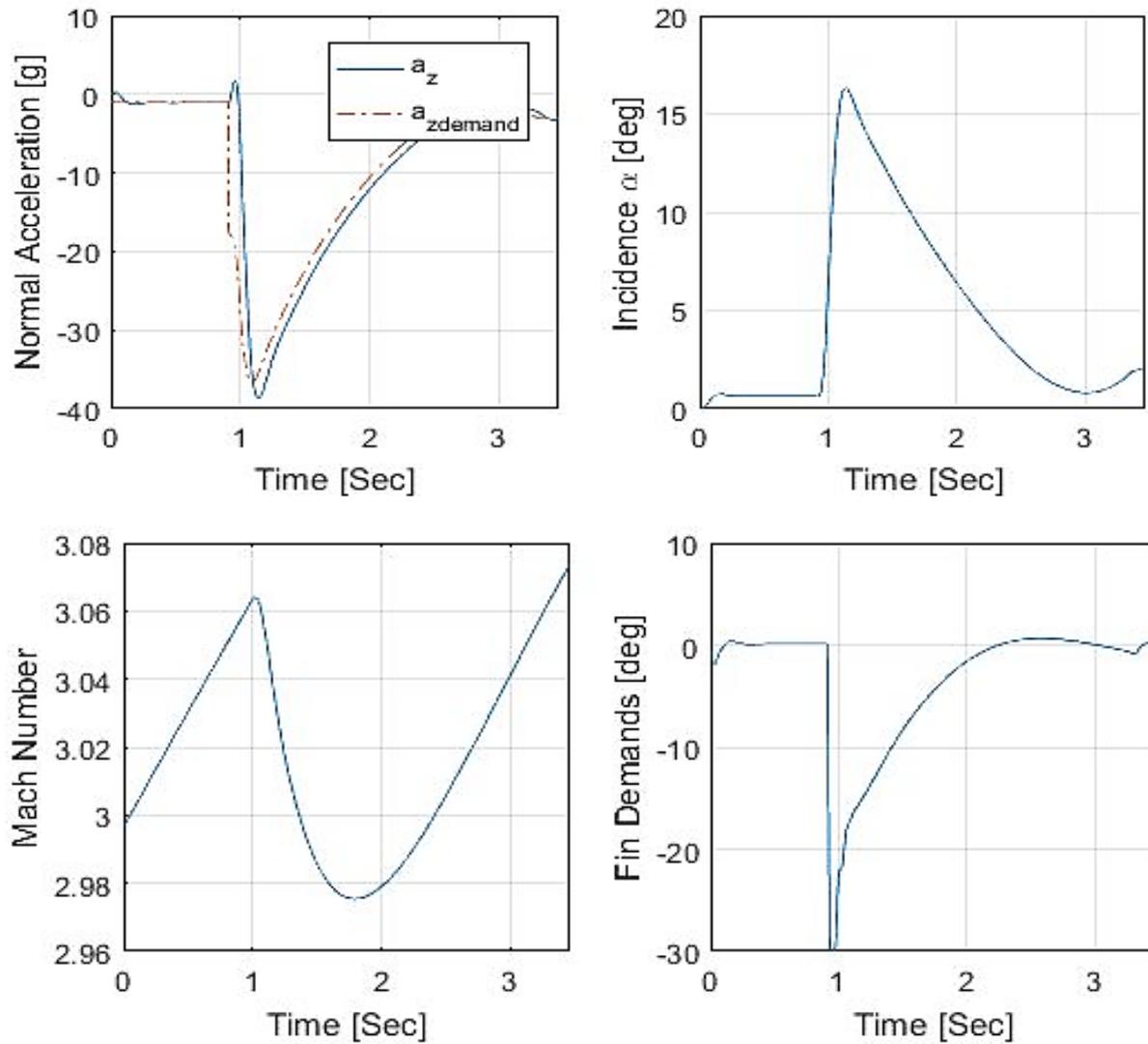


Рис. 2. Графики зависимости основных переходных процессов от времени

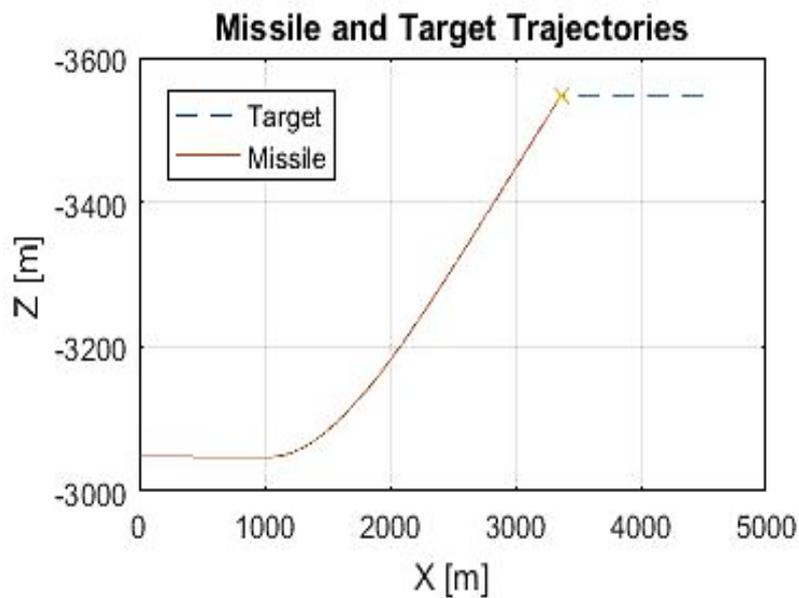


Рис. 3. Траектория движения ракеты и цели

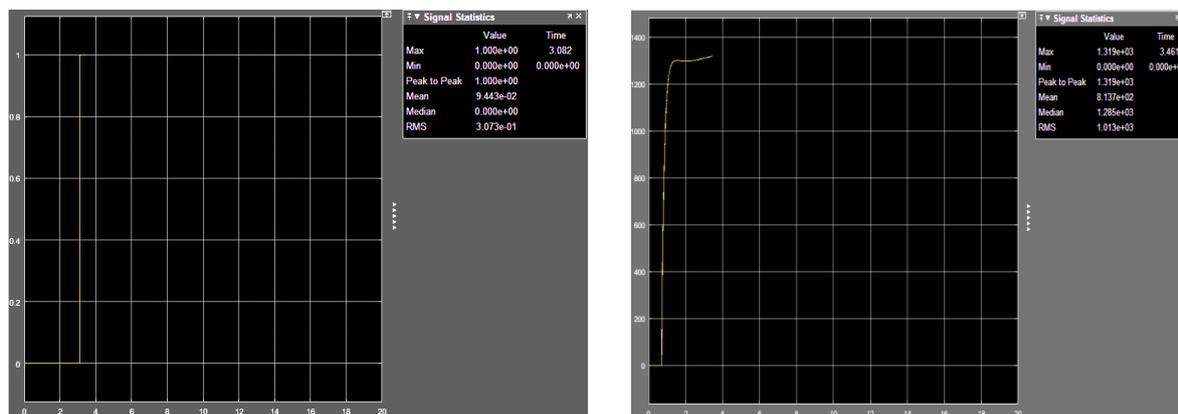


Рис. 4. Расчет точки подлета ракеты к цели на 500м. и ее ускорения

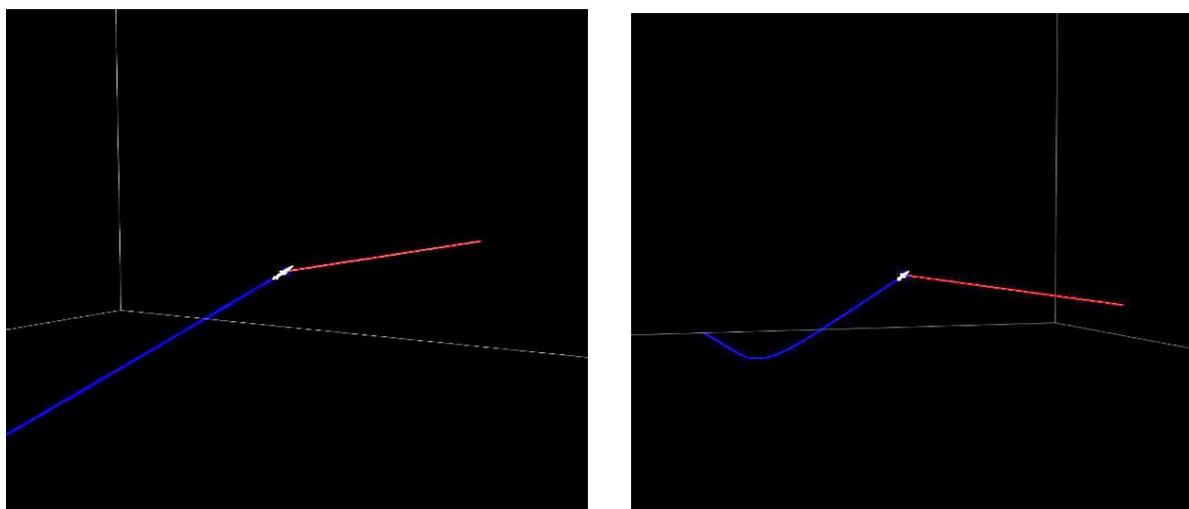


Рис. 5. Стоп кадры анимации движения ракеты к цели

Заключение

Таким образом, разработанная модель движения ракеты к летательному аппарату позволяет в лабораторных условиях оценить интервалы времени, в которых отстрел ложных тепловых целей даст наибольший результат.

Дальнейшим развитием данной модели является наложение способа обнаружения-распознавания факта пуска ракеты по цели и сопутствующих помех для полной имитации реальной боевой обстановки.

Список использованных источников

1. George J. Zissis. The Infrared and Electro – Optical Systems Handbook. Vol. 1 Sources of Radiation. – Michigan, USA: Infrared Information Analysis Center, Washington, USA: Optical Engineering Press, 1993. – 373 p.
2. Ллойд Дж. Системы тепловидения. Перевод с англ. М.: Мир, 1978. –414 с.
3. Неупоков Ф. Стрельба зенитными ракетами. М.: Военное издательство, 1991. –342 с.

УДК 620.3:37

ИННОВАЦИОННЫЕ СРЕДСТВА ОБУЧЕНИЯ МИКРО И НАНОТЕХНОЛОГИЯМ

КАРМАНОВА О. А., КОРОТКЕВИЧ А. В.

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

E-mail: karmanovaoa7@yandex.ru

Аннотация. В статье анализируются проблемы реализации проектирования интерактивного обучающего комплекса по микросистемным технологиям в эпоху киберсоциализации общества и связанные с этим перспективы развития.

Abstract. The article analyzes the problems of implementing the design of an interactive training complex based on microsystem technologies in the era of cyber-socialization of society and the related development prospects.

Введение

На современном этапе развития наук, микро- и нанoeлектронных технологий назрела необходимость перехода к практико-ориентированному типу непрерывного образования, с опорой на фундаментальное содержание наук и на неисчерпаемые возможности человека, как субъекта общего и профессионального развития, в том числе посредством использования огромных возможностей цифровых средств обучения [1].

Актуальность создания «Интерактивного обучающего комплекса по микросистемным технологиям», в первую очередь, обусловлена подготовкой в университете специалистов новой формации, таких, которые способны самостоятельно творчески мыслить, формировать и реализовывать принимаемые решения. Применение непрерывного обучения персонала, занимающегося этими задачами, крайне необходимо, поскольку инновационные циклы в этой области достаточно коротки, а производственные процессы, задействованные материалы и ресурсы находятся в стадии устойчивого развития.

Основная часть

По нашему мнению, возможности ЭВМ, как серьезного средства обучения, используются далеко не в полной мере. Развертывание обучающих программных учебных комплексов и виртуальных лабораторий позволяют студентам приобрести необходимые практические навыки, при этом, существенно снизить издержки на приобретение необходимого оборудования или его модернизацию.

Особенно остро стоит проблема интеграции теоретического материала с практическим применением в производстве для обучения технических специалистов. Использование элементов научно-исследовательской работы в учебном процессе позволяет студентам реализовывать свое инженерное творчество, получать опыт в проведении экспериментов, близких к реальной деятельности, в целом, повысить качество получаемого технического образования. Чем выше уровень интеграции науки и образования, тем большим потенциалом успешного развития обладает университет [2].

Цель проекта «Интерактивный обучающий комплекс по микросистемным технологиям» – разработать системный комплекс адаптированного теоретического лекционного материала с мультимедийными дополнениями, помогающий слушателям быстрее и полнее воспринимать новые знания; адаптированного практического материала, оснащенного набором интерактивных компонентов и элементов микросистем, на основе трехмерной симуляции физических процессов и явлений, при конструировании микроустройств на виртуальном тренажере, позволяющий, благодаря научному и техническому оснащению, не только отработать практические навыки, но принять участие в новых разработках.

«Интерактивный обучающий комплекс по микросистемным технологиям» состоит их модулей:

- учебных (лекционные, практические блоки, виртуальный тренажер);
- диагностики результатов обучения (тесты, практические задания, мониторинги активности и

результатов обучения);

- интерактивного взаимодействия (форумы, электронная почта, видеоконференции, чаты);
- администрирования (авторизация, распределения студентов по группам, тематический план, график выполнения заданий, календарь).

Преимущества модульного принципа построения компьютерных программ особенно наглядно проявляются на этапе сопровождения и модификации программных продуктов, позволяя значительно сократить затраты сил и средств на реализацию этого этапа.

Внедрение комплекса представит возможность студентам закрепить полученные на лекциях знания, в рамках дисциплины: «Микро- и наноэлектромеханические устройства», и приобрести необходимые практические навыки, не только во время ограниченных часов лабораторных работ в условиях реального эксперимента, но и дистанционно, неограниченное время, в виртуальной лаборатории Факультета радиотехники и электроники кафедры Информационных радиотехнологий университета.

Использование современных имитационных компьютерных моделей в «Интерактивном обучающем комплексе по микросистемным технологиям» позволяет идентифицировать пользователей; создать полноценную иллюзию работы с реальным оборудованием, фиксировать результаты обучения, обеспечивать возможность педагогу получать готовые результаты уровня обученности по дисциплине и включать, при необходимости, другие виды обучения в образовательный процесс.

Заключение

Таким образом, «Интерактивный обучающий комплекс по микросистемным технологиям» – это инновационный способ обучения по предмету: «Микро- и наноэлектромеханические устройства», обладающий интерактивностью и круглосуточной доступностью с любой точки мира, для обучения и повышения мастерства, следовательно, и карьерного роста будущих инженеров, владеющих современными технологиями. Приобретения этих навыков предоставляет возможность обучающимися открыть для себя путь к успеху, более благополучной и счастливой жизни; открывает возможность студентам для дистанционного обучения, в том числе, студента с ограниченными физическими возможностями.

Список использованных источников

1. Вербицкий, А. А. Цифровое обучение: проблемы, риски и перспективы / А. А. Вербицкий // Электронный научно-публицистический журнал "Номо Cyberus". - 2019. - №1(6). [Электронный ресурс] - Режим доступа: <http://journal.homocyberus.ru>. Дата доступа: 01.09.2020.
2. Внедрение элементов научно-исследовательской работы в процесс высшего технического образования [Электронный ресурс] //С. А. Биран, А. В. Короткевич, Д. А. Короткевич (Республика Беларусь, Минск, БГУИР) – Режим доступа: https://libelddoc.bsuir.by/bitstream/123456789/12111/1/Biran_Vnedreniye.PDF/. Дата доступа: 04.09.2020.

УДК 004.715

КРИТЕРИЙ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕЛИЧИНЫ АБОНЕНТСКОЙ НАГРУЗКИ БАЗОВОЙ СТАНЦИИ СЕТИ СВЯЗИ ТЕХНОЛОГИИ LTE НА ОСНОВЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ ДАННЫХ

ЖОЛУДЬ А. В., КОЗЕЛ В. М.

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

E-mail: ankazholud@yandex.ru

Аннотация. В докладе рассматриваются основные ключевые показатели эффективности (далее KPI) оценки производительности системы технологии LTE, которые необходимо учитывать при определении создаваемой абонентской нагрузки базовой станции. Рассматриваются корреляционные взаимосвязи между KPI, характеризующими абонентскую нагрузку. А также описание модели авторегрессии скользящего среднего ARIMA для формирования прогнозных данных временного ряда абонентской нагрузки.

Abstract. This paper discusses the main key performance indicators (hereinafter referred to as KPIs) for evaluating the performance of the LTE technology system, which must be taken into account when determining the created subscriber load of the base station. Correlations between KPIs that characterize the subscriber load are considered. As well as a description of the ARIMA moving average autoregression model for generating forecast data for a time series of subscriber loads.

Интенсивное развитие современных сетей передачи информации накладывает жесткие требования к своевременному принятию решений связанных с увеличением их емкости с целью недопущения катастрофических провалов в качестве предоставляемых услуг. Своевременность и правильность принимаемых решений во много зависит от возможности предсказания поведения абонентской нагрузки в элементах сети связи. В связи с вышеизложенным, развитие обсуждаемой темы является актуальной.

Ключевые показатели эффективности для сетей технологии LTE можно разделить на несколько категорий [1]:

- KPI характеристики доступа;
- KPI надежности;
- KPI мобильности;
- KPI характеристики обслуживания;
- KPI доступности;
- KPI использования ресурсов;
- KPI трафика.

Абонентская нагрузка зависит от числа активных пользователей и пропускной способности (скорости) соты, что оказывает влияние на скорость пользователя. Чем больший объем данных передается в единицу времени, тем большее кол-во ресурсных блоков необходимо для функционирования и маршрутизации трафика сети с заданной скоростью.

У любой соты сети сотовой связи любой технологии есть ограниченный ресурс. Из этого очевидно, что чем большее число пользователей одновременно используют ресурсы соты, тем меньше каждому из них достается.

На основании предположений и методов, описанных в [2], можно выбрать несколько KPI, наиболее полно соответствующих определению абонентской нагрузки базовой станции в сети LTE. Абонентская нагрузка зависит от среднего числа активных пользователей и средней пропускной способности (скорости) на соту, что оказывает влияние на среднюю скорость на пользователя. Существенную нагрузку может создавать как один пользователь, передающий большой объем данных, так и большой поток пользователей, передающих небольшие объемы данных. Чем больше трафика передается в единицу времени, тем большее кол-во ресурсных блоков необходимо для функционирования и маршрутизации трафика сети с заданной скоростью. Исходя из этого можно сказать, что KPI среднего числа активных пользователей, средней скорости на соту, средней скорости на пользователя, объема переданных данных и использования ресурсных блоков характеризуют величину абонентской нагрузки в общем смысле.

Среднее число активных пользователей доступно напрямую из счетчика системы производительности [3].

Средняя скорость на соту в DL [4]:

$$CellDLAveThrp = \frac{L.Thrp.bits.DL}{L.Thrp.Time.Cell.DL.HighPrecision}. \quad (1)$$

Средняя скорость на соту в UL [4]:

$$CellULAveThrp = \frac{L.Thrp.bits.UL}{L.Thrp.Time.Cell.UL.HighPrecision}. \quad (2)$$

Объем переданных данных в DL [4]:

$$Traffic_{DL} = \frac{L.Thrp.bits.DL}{8589934592}. \quad (3)$$

Объем переданных данных в UL [4]:

$$Traffic_{UL} = \frac{L.Thrp.bits.UL}{8589934592}. \quad (4)$$

Средняя скорость на пользователя в DL [4]:

$$UserDLAveThrp = \frac{L.Thrp.bits.DL - L.Thrp.DL.LastTTI}{L.Thrp.Time.DL.RmvLastTTI}. \quad (5)$$

Средняя скорость на пользователя в UL [4]:

$$UserULAveThrp = \frac{L.Thrp.bits.UL - L.Thrp.UL.LastTTI}{L.Thrp.Time.UL.RmvLastTTI}. \quad (6)$$

Процент использования ресурсных блоков в DL [4]:

$$RBUR_{DL} = \frac{L.ChMeas.PRB.DL.Used.Avg}{L.ChMeas.PRB.DL.Avail} \times 100\%. \quad (7)$$

Процент использования ресурсных блоков в UL [4]:

$$RBUR_{UL} = \frac{L.ChMeas.PRB.UL.Used.Avg}{L.ChMeas.PRB.UL.Avail} \times 100\%. \quad (8)$$

Корреляционный анализ для оценки степени связанности данных и выявления взаимосвязей между характеристиками абонентской нагрузки для дальнейшего регрессионного анализа и предсказания представлен в виде корреляционной матрицы между KPI в нисходящей линии связи рисунок 1 и доказывает высокую степень связанности данных друг с другом.

Среднюю скорость на соту можно рассматривать как максимальную пропускную способность базовой станции (*eNodeB*). Среднюю скорость на пользователя можно рассматривать как доступную пропускную способность между *UE* и *eNodeB*. Доля использования *PRB* или процент свободных *PRB* можно рассматривать как показатель оценки нагрузки *eNodeB*.

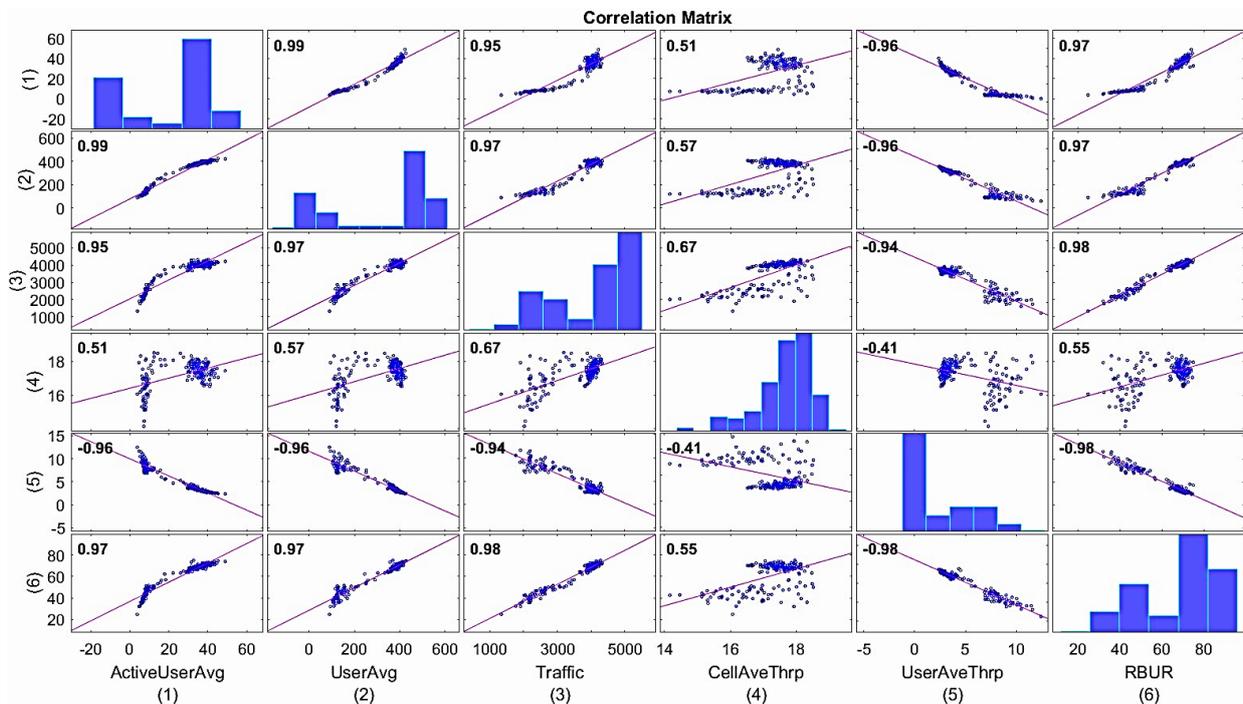


Рис. 1. Корреляционная матрица и графики взаимосвязи в нисходящей линии связи

Выбор KPI счетчиков. Счетчики, определяющие использование ресурсов *PRB*:

- *L.ChMeas.PRB.DL.Used.Avg*;
- *L.ChMeas.PRB.DL.Avail*;
- *L.ChMeas.PRB.DL.Used.Avg*;
- *L.ChMeas.PRB.UL.Avail*.

L.ChMeas.PRB.DL.Used.Avg и *L.ChMeas.PRB.UL.Used.Avg* определяют среднее количество физических ресурсных блоков, использованных в нисходяще и восходящей линиях связи соответственно.

L.ChMeas.PRB.DL.Avail и *L.ChMeas.PRB.UL.Avail* определяют количество физических ресурсных блоков доступных в нисходящей и восходящей линиях связи соответственно.

Счетчики, определяющие передачу данных:

- *L.Thrp.bits.DL*;
- *L.Thrp.Time.Cell.DL.HighPrecision*;
- *L.Thrp.bits.UL*;
- *L.Thrp.Time.Cell.UL.HighPrecision*.

L.Thrp.bits.DL и *L.Thrp.bits.UL* определяют общий объем трафика в нисходящей и восходящей линий связи соответственно на *PDCP* уровне в соте.

L.Thrp.Time.Cell.DL.HighPrecision и *L.Thrp.Time.Cell.UL.HighPrecision* общее время, в течении которого передаются данные нисходящей и восходящей линий связи соответственно на *PDCP* уровне в соте.

Счетчики, определяющие количество пользователей:

- $L.Traffic.User.Avg$;
- $L.Traffic.User.Max$;
- $L.Traffic.ActiveUser.Avg$.

$L.Traffic.User.Avg$ определяет отношение среднего числа UE в соте к среднему числу UE в режиме RRC подключения.

$L.Traffic.User.Max$ определяет максимальное число UE в соте.

$L.Traffic.ActiveUser.Avg$ определяет среднее число активных UE в соте.

Измерение пользовательской пропускной способности очень не простая задача и обычно не реализуется в коммерческих продуктах базовых станций, в то время как запланированная пропускная способность проще для вычисления и была стандартизирована $3GPP$ [5].

Используя формулу нахождения запланированной пропускной способности [5] можно вычислить абонентскую нагрузку используя счетчики базовой станции для расчета KPI .

$$\rho = \frac{CellThrp}{UserThrp} \sim \frac{1}{\left(1 - \frac{RBU [\%]}{100}\right)}, \quad (9)$$

где $CellThrp$ – средняя пропускная способность на соту; $UserThrp$ – средняя пропускная способность на пользователя; RBU – доля использованных ресурсных блоков в процентах, %.

Заключение

В практической части работы был вычислен временной ряд, характеризующий абонентскую нагрузку БС, подобраны параметры модели прогнозирования временного ряда $ARIMA$ для мониторинга тренда абонентской нагрузки и своевременного принятия решения о модернизации сети. Приведена оценка подобранной модели.

Методика, полученная в результате научного исследования, поможет в обеспечении контроля нагрузки базовых станции сети связи для своевременной технической поддержки в учете планирования емкости сети сотовой связи.

Список литературы

1. R. Kreher UMTS Performance Measurement. A Practical Guide to KPIs for the UTRAN Environment / R. Kreher - England: John Wiley & Sons Ltd, 2006. – 228 с.
2. Н. И. Листопад Системы и сети цифровой радиосвязи: учеб. Пособие / Н. И. Листопад, В. М. Козел, К. Л. Горбачев [и др.] – М.: Изд-во Гревцова, 2009. – 200 с.
3. G. Arvanitakis and F. Kaltenberger PHY and MAC layer modeling of LTE and WiFi RATs / G. Arvanitakis and F. Kaltenberger [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.eurecom.fr/publication/4879>
4. Huawei Technologies Co., Ltd eNodeB KPI Reference / Huawei Technologies Co., Ltd – China: Copyright © Huawei Technologies Co., Ltd., 2012. – 50 с.
5. 3GPP Performance measurements Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN), 3rd Generation Partnership Project (3GPP), TS 32.425, 2016.

УДК 004.42

МОДЕЛЬ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ОЖИДАЕМОЙ НАДЁЖНОСТИ ПРИКЛАДНЫХ КОМПЬЮТЕРНЫХ ПРОГРАММ

БОРОВИКОВ С. М., КАЗЮЧИЦ В. О.

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

E-mail: bsm@bsuir.by

Аннотация. Надёжность компьютерной информационной системы во многом определяется надёжностью разрабатываемого для этой системы прикладного программного обеспечения. На ранних этапах проектирования системы (до написания кода прикладных компьютерных программ) актуальным является оценка ожидаемой надёжности компьютерных программ, что позволит определить вклад прикладного программного обеспечения в ненадёжность проектируемой системы. Для определения ожидаемой эксплуатационной надёжности прикладной компьютерной программы, планируемой к разработке (до написания кода программы), предлагается модель, которая учитывает назначение компьютерной программы и её прогнозный объём, быстродействие процессора, прогнозное значение начального числа ошибок в компьютерной программе и планируемое в дальнейшем тестирование программы.

Abstract. The reliability of computer-based information systems is largely determined by the reliability of the applied software developed for this system. At the early stages of system design (before writing the code of applied computer programs), it is relevant to assess the expected reliability of computer programs, which will allow determining the contribution of applied software to the unreliability of the designed system as a whole. To determine the expected operational reliability of an applied computer program planned for development (before writing the program code), a model is proposed that takes into account the purpose of the computer program and its predicted volume, processor speed, the predicted value of the initial number of errors in the computer program and the planned further testing of the program.

Благодарность. Работа выполнена в рамках договора № Ф20МВ-021 «Статистические модели надёжности прикладных программных средств и их использование для оценки ожидаемой безотказности компьютерных программ на ранних этапах их разработки» на выполнение научно-исследовательской работы в соответствии с решением Научного совета Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований (протокол от 22.04.2020, № 1).

Надёжность компьютерных информационных систем, в том числе используемых для цифровой обработки сигналов и машинного обучения, во многом определяется надёжностью прикладного программного обеспечения.

Надёжность программного обеспечения зависит от наличия скрытых ошибок, оставшихся в компьютерных программах после их тестирования и принятия к использованию по функциональному назначению. Компьютерные программы без ошибок являются абсолютно надёжными. Но для современных программ, содержащих сотни тысяч и даже миллионы строк кода абсолютная надёжность практически недостижима. Объясняется это тем, что из-за конечной продолжительности этапа тестирования компьютерной программы нет возможности проверить все условия и пути, по которым может пойти процесс обработки данных. Оставшиеся необнаруженные ошибки могут проявлять себя при определённых условиях использования программы (например, при определённой совокупности исходных данных, и/или режимах ввода или вывода информации).

Для оценки надёжности программного обеспечения необходимо располагать моделью надёжности компьютерных программ. Здесь под моделью специалисты понимают, как правило, математическую модель, показывающую зависимость надёжности программы от некоторых определённых параметров. В число этих параметров включают характеристики будущей компьютерной программы (объём, количество ветвей, категория сложности, степень новизны, процент использования стандартных программных модулей и т.д.), характеристики производственной среды разработки и тестирования программы (специфика проектной организации, квалификация программистов, длительность и степень полноты тестирования и т.д.). Значения указанных характеристик либо предполагаются известными, либо для них получают прогнозные оценки.

Большинство предложенных моделей для оценки надёжности прикладных компьютерных программ носят ограниченный характер и исходят из того, что имеются определённые данные о тестировании компьютерной программы [1–3]. Но разработчики компьютерных информационных систем хотели бы знать ожидаемый уровень надёжности прикладных компьютерных программ на ранних этапах их разработки (до написания кода). Поэтому актуальным является вопрос, как оценить надёжность прикладных компьютерных программ в таких случаях.

В соответствии с ГОСТ 27.205-1997 об ожидаемой надёжности разрабатываемой компьютерной программы будем судить по интенсивности проявления скрытых ошибок, оставшихся в программе после её разработки и тестирования. Эту интенсивность (обозначим через λ) будем рассматривать в качестве интенсивности отказов компьютерной программы.

Большинство моделей надёжности компьютерных программ исходят из того, что интенсивность отказов λ прямо пропорциональна числу оставшихся в программе ошибок [3]. С учётом этого в работе [4] эксплуатационная интенсивность отказов $\lambda_{\text{экс}}$ компьютерной программы представлена в виде

$$\lambda_{\text{экс}} = C_{\text{п}} N_0 = C_{\text{п}} F_0 L = K_{\text{пр}} F_0 = K_{\text{пр}} \frac{N_0}{L}, \quad (1)$$

где $C_{\text{п}}$ – коэффициент пропорциональности; N_0 – начальное число оставшихся ошибок в компьютерной программе; F_0 – плотность ошибок компьютерной программы после написания её кода и устранения нарушений правил языка программирования (среднее число ошибок, приходящихся на строку кода: $F_0 = N_0 / L$); L – объём компьютерной программы в исполняемых строках кода; $K_{\text{пр}}$ – коэффициент преобразования, показывающий как начальное число ошибок N_0 или, что тоже самое, плотность ошибок F_0 трансформируются в эксплуатационную интенсивность отказов $\lambda_{\text{экс}}$.

На основе экспериментальных данных, приводимых в работе [4], для компьютерных программ некоторых областей применения получены значения коэффициента преобразования $K_{\text{пр}}$ (табл. 1).

Таблица 1. Надёжность прикладных компьютерных программ

| Область применения компьютерной программы | Среднее число ошибок, приходящееся на одну программу [4] | Средняя эксплуатационная интенсивность отказов $\lambda_{\text{экс}}$, 1/ч [4] | Значение $K_{\text{пр}}$, строка кода / ошибок в час | Коэффициент C , 1/ошибка | Коэффициент K_{Σ} |
|---|--|---|---|----------------------------|--------------------------|
| 1. Авиация | 1004 | 0,08 | 6,28 | $1,246 \cdot 10^{-7}$ | 5,23 |
| 2. Мониторинг и обеспечение безопасности | 769 | 0,0109 | 1,2 | $0,238 \cdot 10^{-7}$ | 1,00 |
| 3. Телекоммуникации, мобильные электронные устройства | 141 | 0,108 | 13,8 | $2,738 \cdot 10^{-7}$ | 11,5 |
| 4. Управление производственными процессами | 140 | 0,0076 | 3,8 | $0,754 \cdot 10^{-7}$ | 3,17 |
| 5. Автоматизированные системы управления | 1932 | 0,198 | 23 | $4,563 \cdot 10^{-7}$ | 19,2 |
| 6. Инструменты разработки программ, моделирование, испытательные стенды, обучение | 451 | 0,236 | 16,9 | $3,353 \cdot 10^{-7}$ | 14,1 |
| Среднее | 946 | 0,1 | 10,6 | $2,103 \cdot 10^{-7}$ | 8,83 |

Приведённые в табл. 1 коэффициенты $K_{\text{пр}}$ соответствуют случаю выполнения программ на компьютере с процессором, имеющим быстродействие 10 миллионов операций/с.

Согласно экспериментальным данным [4], для рассматриваемых прикладных компьютерных программ при суммарной продолжительности их тестирования, составляющей примерно 40 процентов

общего времени, отводимого на разработку, и использовании общепринятых методов тестирования, интенсивность отказов компьютерных программ за счёт выполнения тестирования уменьшалась примерно в 50 раз относительно их начальной интенсивности отказов λ_0 ($\lambda_0 / \lambda_{\text{экс}} \approx 50$). Тогда с учётом выражения (1) можно записать

$$\lambda_0 = 50 K_{\text{пр}} \frac{N_0}{L}. \quad (2)$$

Известно [4], что на вероятность возникновения отказа программы при её использовании по функциональному назначению влияют три внешние характеристики среды выполнения программы:

- быстродействие процессора (производительность компьютера);
- степень изменчивости входных данных и состояний управления компьютером;
- рабочая нагрузка, которую эксплуатационная среда будет оказывать на компьютерную программу.

Начальная интенсивность отказов компьютерной программы (до начала тестирования) с учётом быстродействия процессора компьютера может быть определена по модели Муса [3]:

$$\lambda_0 = C V N_0 = 3600 C \frac{0,7R}{B} N_0 = 2520 C \frac{R}{B} N_0, \quad (3)$$

где C – коэффициент пропорциональности, называемый коэффициентом проявления ошибок компьютерной программы; V – средняя скорость выполнения команд компьютерной программы (представляет собой возможное число прогонов компьютерной программы в течение одного часа); R – пиковое быстродействие процессора, указываемое производителем в технической документации, размерность: операций/с; B – количество команд (операторов) в компьютерной программе; множитель 3600 – коэффициент учёта быстродействия процессора в размерности «операций/ч»; множитель 0,7 – средний коэффициент, учитывающий реальное быстродействие процессора относительно пикового значения R ; $V_{\text{пик}}$ – пиковая скорость выполнения команд компьютерной программы, определяемая отношением $V_{\text{пик}} = R/B$.

Примерное значение числа команд B можно определить как

$$B = E_L L,$$

где E_L – коэффициент расширения кода (характеризует увеличение числа команд компьютерной программы относительно числа строк кода).

В случае неопределённости можно считать, что одна строка кода компьютерной программы транслируется в 10 машинных команд, т. е. $E_L = 10$ [5].

Используя выражения (2) и (3), с учётом значений $K_{\text{пр}}$, приведённых в таблице 1, определены средние значения коэффициента проявления ошибок C для компьютерных программ некоторых областей применения (см. таблицу 1, 5-й столбец).

Информация о влиянии изменчивости исходных данных и нагрузки на программу со стороны эксплуатационной среды содержится в коэффициенте C выражения (3). Представим коэффициент C в виде произведения

$$C = C_B \cdot K_{\text{вх}} \cdot K_{\text{н}} = C_B \cdot K_{\Sigma}, \quad (4)$$

а величины, входящие в выражение (4), будем называть как: C_B – базовый коэффициент проявления ошибок программы; $K_{\text{вх}}$ – коэффициент увеличения интенсивности отказов за счёт изменчивости входных данных; $K_{\text{н}}$ – коэффициент увеличения интенсивности отказов за счёт рабочей нагрузки на программу; K_{Σ} – суммарный коэффициент увеличения интенсивности отказов, обусловленный совместным действием изменчивости входных данных и рабочей нагрузки на компьютерную программу.

В качестве базового значения коэффициента проявления ошибок C_B примем коэффициент C для прикладных компьютерных программ, предназначенных для мониторинга и обеспечения безопасности. Пользуясь таблицей 1, можно записать: $C_B = 0,238 \cdot 10^{-7}$ 1/ошибка. Для программ этого назначения $K_{\Sigma} = 1,0$. В таблице 1 (6-й столбец) приведены рассчитанные значения коэффициента K_{Σ} для прикладных компьютерных программ других областей применения.

Будем считать, что интенсивность отказов компьютерной программы после выполнения её тестирования уменьшается в Q раз относительно начальной интенсивности отказов λ_0 . Величина Q показывает, во сколько раз за счёт тестирования уменьшится число оставшихся ошибок в

компьютерной программе относительно начального их числа (до выполнения тестирования), поэтому величину Q будем называть коэффициентом эффективности тестирования компьютерной программы. Используя выражения (3), (4) и принимая во внимание значение коэффициента $C_B = 0,238 \cdot 10^{-7}$ 1/ошибка, модель определения ожидаемой интенсивности отказов компьютерной программы, прошедшей тестирование ($\lambda_{\text{экс}}^{(i)}$), может быть представлена в виде

$$\lambda_{\text{экс}}^{(i)} = \frac{1}{Q} \left(2520 C^{(i)} \frac{R}{B} N_0^{(i)} \right) = \frac{60}{QB} K_{\Sigma}^{(i)} R N_0^{(i)} \cdot 10^{-6}, \text{ч}^{-1}, \quad (5)$$

где верхний индекс (i) указывает на то, что соответствующие характеристики относятся к компьютерным программам i -й области применения (см. таблицу 1).

В модель (5) значение R необходимо подставлять в размерности операций/с.

Для получения прогнозного значения параметра N_0 модели (5) рекомендуется обратиться к работам [6, 7], согласно которым значение N_0 определяется как функциональным назначением программы и прогнозным числом строк кода, так и характеристиками самой прикладной компьютерной программы и характеристиками производственной среды её разработки.

Значение коэффициента эффективности тестирования Q может быть определено экспертным методом в зависимости от предполагаемой продолжительности и технологии тестирования, а также опыта и квалификации тестируемых. Согласно [4], в случае общепринятых методов тестирования при продолжительности, составляющей не менее 40 процентов общего времени, отводимого на разработку компьютерной программы, может быть принято $Q \approx 50$.

Используя полученную модель надёжности (5), можно приближённо оценить ожидаемую надёжность планируемой к разработке прикладной компьютерной программы. Во многих случаях такой ориентировочный расчёт полезен, так как позволяет на раннем этапе разработки компьютерной программы получить представление о её ожидаемой надёжности и, следовательно, оценить надёжность компьютерной информационной системы.

Список использованных источников

1. Лю, М. Р. Справочник по надёжности программного обеспечения / М. Р. Лю. – Нью-Йорк: McGraw-Hill, 1996. – 805 с.
2. Prasad, C.M. Overview of Software Reliability Models / C. M. Prasad, Lilly Flowrence, C.V. Srikrishna // International Journal of Engineering and Management Research, October-2013. – Vol. 3. – Issue 5. – pp. 11–15. Available at: www.ijemr.net (accessed 17 October 2020).
3. Шубинский, И. Б. Функциональная надёжность информационных систем. Методы анализа / И. Б. Шубинский. – Москва : «Журнал Надёжность», 2012. – 296 с.
4. McCall, J. A. Software reliability, measurement, and testing guidebook for software reliability measurement and testing / J. A. McCall [et al.] // Final Technical Report, Vol II (of two); RL-TR-92-52. – Science Applications International Corp., Research Triangle Institute: Rome Laboratory, NY 13441-5700, 1992. – 256 p. Available at: <https://apps.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/a256164.pdf> (accessed 17 October 2020).
5. Чуканов, В. О. Надёжность программного обеспечения и аппаратных средств систем передачи данных атомных электростанций : учебное пособие / В. О. Чуканов. – М. : МИФИ, 2008. – 168 с.
6. Возможный подход к оценке надёжности разрабатываемых программных средств на ранних этапах проектирования информационно-компьютерных систем / С. М. Боровиков [и др.] // Globus: технические науки – от теории к практике : сборник научных публикаций. – 2020. – Вып. 1 (32). – С. 4–9. Режим доступа : https://globus-science.ru/Archive/new/Technicheskie_nauki_march_2020.pdf (дата доступа: 17 октября 2020).
7. Модель прогнозирования надёжности планируемых к разработке прикладных компьютерных программ / С. М. Боровиков [и др.] // Интернаука: научный журнал. – 2020. – № 12 (141), Ч. 1. – С. 68–72.

УДК 621.396.2:621.395

МОДЕЛЬ РАЗВЕРТЫВАНИЯ СЕТИ 5G В РЕСПУБЛИКЕ БЕЛАРУСЬ

КАРПУК А. А., КАБАК Н. И., БАХУР М. В.

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

E-mail: a_karpuk@mail.ru

Аннотация. Предложена модель развертывания сети сотовой подвижной связи стандарта 5G в Республике Беларусь. Описаны этапы перехода от сети стандарта 4G к сети стандарта 5G. Определен порядок развертывания макросот и микросот для оказания услуг электросвязи общего пользования по стандартам технологии 5G в Республике Беларусь.

Abstract. A model for the deployment of a 5G cellular mobile network in the Republic of Belarus is proposed. The stages of transition from a 4G network to a 5G network are described. The procedure for the deployment of macrocells and microcells for the provision of public telecommunication services according to 5G technology standards in the Republic of Belarus has been determined.

Каждое поколение беспроводных технологий традиционно вводится вместе с новыми диапазонами спектра, которые предоставляется для развертывания этой технологии. Поскольку число пользователей, использующих новую технологию, постепенно увеличивается, спектр может быть перенесен из более старой в более новую технологию. Однако в случае сети 5G дополнительным ограничением является то, что новые диапазоны спектра, предлагаемые для сетей 5G, находятся на более высоких частотах и, следовательно, не обеспечивают такой же уровень покрытия, как диапазоны спектра, на которых сети стандарта LTE развернуты в настоящее время. Для устранения этого ограничения в стандарте 5G NR предусмотрена возможность совместного использования радиointерфейсов NR и LTE [1]. Переход операторов оказанию услуг электросвязи общего пользования по стандартам технологии 5G с совместным использованием радиointерфейсов NR и LTE можно выполнить по этапам, предложенным В. Тихвинским в докладе на 3-ей Ежегодной Конференции по управлению спектром для стран СНГ и Центральной и Юго-Восточной Европы в апреле 2019 в г. Минске [2].

В исходном состоянии абонентские терминалы (АТ) взаимодействуют с усовершенствованными базовыми станциями (БС) стандарта 4G (eNB), которые взаимодействуют между собой по интерфейсу X2 и взаимодействуют с усовершенствованным пакетным ядром сети 4G по интерфейсу S1, передавая и получая пользовательские данные (интерфейс S1-U) и данные управления (интерфейсы S1-AP).

На первом этапе добавляются БС стандарта 5G, работающие в сети LTE (en-gNB), каждая из которых взаимодействует с одной из БС стандарта eNB по интерфейсу X2, передавая и получая пользовательские данные (интерфейс X2-U) и данные управления (интерфейс X2-C). В этой паре БС стандарта eNB является главной (Master), а БС стандарта ng-eNB – подчиненной (Secondary). БС стандарта ng-eNB взаимодействуют с пакетным ядром 4G в части передачи и получения пользовательских данных по интерфейсу S1-U. В этом варианте для работы с сетью в стандарте 5G требуются двухстандартные АТ, работающие одновременно с БС стандарта eNB и БС стандарта en-gNB. Двухстандартный АТ сначала регистрируется в сети 4G и передает ее ядру результаты измерений, выполняемых на сети радиодоступа NR. При удовлетворительном качестве радиосигнала сети NR БС стандарта 4G eNB инициирует запрос к БС стандарта 5G en-gNB на выделение двухстандартному АТ сетевых ресурсов. После завершения процедуры двухстандартный АТ подключается одновременно к сетям 4G и 5G.

На втором этапе БС стандарта 4G eNB модернизируются для работы в сети 5G до уровня ng-eNB, добавляются БС стандарта 5G gNB и добавляется функциональное ядро сети 5G. БС стандартов ng-eNB и gNB взаимодействуют с ядром сети 5G по интерфейсу NG, передавая и получая пользовательские данные (интерфейс NG-U) и данные управления (интерфейс NG-C). Между собой БС взаимодействуют по интерфейсу Xn. Кроме того, БС стандарта ng-eNB взаимодействуют с ядром сети 4G и обеспечивают работу в этой сети АТ стандарта LTE. Каждая БС стандарта gNB может либо находиться в связке Master-Secondary с одной из БС стандарта ng-eNB и обеспечивать работу

двухстандартных АТ в сети 5G, либо работать в сети 5G самостоятельно и обеспечивать работу в этой сети АТ стандарта NR.

Наконец, на третьем этапе выводится из эксплуатации пакетное ядро сети 4G, и все функции по оказанию услуг электросвязи общего пользования по стандартам технологии 4G, в том числе обеспечение работы АТ стандарта LTE, берут на себя БС стандарта 5G ng-eNB и функциональное ядро сети 5G.

Этапы 1 и 2 соответствует Спецификации 5G New Radio с неавтономной архитектурой NSA 5G NR, а этап 3 соответствует Спецификации 5G New Radio с автономной архитектурой SA 5G NR. На этапе 1 не используется функциональное ядро сети 5G, включающее технологии NFV (виртуализация сетевых функций), SDN (Software Defined Network, программно-определяемые сети), Cloud RAN (облачная инфраструктура) и Virtualized Backhaul (виртуализация транспортной сети). Вместо этих технологий работает пакетное ядро сети 4G, которое не может обеспечить оказание услуг сверхнадежной межмашинной связи с низкими задержками (URLLC) и имеет ограниченные возможности по оказанию услуг крупномасштабных систем межмашинной связи (mMTC). В связи с этим сети стандарта 5G в варианте этапа 1 создаются только для исследования и демонстрации возможностей сетей стандарта 5G при оказании услуг усовершенствованной подвижной сотовой связи (Extreme Mobile Broadband, eMBB). При реализации коммерческих проектов по созданию сетей стандарта 5G работы будут начинаться с этапа 2.

Перечень услуг электросвязи общего пользования по стандартам 5G, которые могут быть востребованы в Республике Беларусь, включает [3]:

- 1) eMBB с использованием 5G-устройств (смартфонов, планшетов, экранов и т.д.) внутри зданий;
- 2) eMBB с использованием 5G-устройств на территории плотной городской застройки;
- 3) eMBB с использованием 5G-устройств на территории обычной городской и пригородной (малоэтажной) застройки;
- 4) eMBB с использованием 5G-устройств на территории сельской застройки;
- 5) eMBB с использованием 5G-устройств в местах массового скопления пользователей (спортсооружения, концертные залы, вокзалы, аэропорты и т.д.);
- 6) eMBB с использованием 5G-устройств вдоль железнодорожных и шоссейных магистралей;
- 7) mMTC «Умный дом», «Умное здание», «Умный город», «Сенсорные сети», «Окружающая среда», «Умное сельское хозяйство», «Отслеживание грузов»;
- 8) системы URLLC для дистанционного мониторинга и управления в критических ситуациях («Безопасный город», «Дистанционная хирургия»);
- 9) системы URLLC для промышленной автоматизации «Умное предприятие»;
- 10) системы для управления транспортной инфраструктурой «Умные дороги»;
- 11) системы URLLC для управления беспилотными транспортными средствами.

При развертывании сети оператора для оказания услуг электросвязи общего пользования по стандартам технологии 5G в Республике Беларусь следует предусмотреть развертывание следующих макросот и микросот.

1. Развертывание макросот на территории сельской застройки, предназначенных для обеспечения покрытия более крупной и непрерывной широкой зоны. Антенны БС устанавливаются, как правило, на вершине мачты. Выполняется путем модернизации существующих БС стандарта 4G eNB до ng-eNB. На этапе 2 перехода к сети стандарта 5G модернизируются БС тех сельских районов, в которых запланировано оказание услуги 4. На этапе 3 модернизируются остальные БС. Модернизированные БС будут работать в диапазоне 700-800 МГц с шириной полосы 10-20 МГц, обеспечивать скорость обмена данными до 100 Мбит/с, иметь радиус зоны покрытия 5-10 км.

2. Развертывание макросот на территории обычной городской и пригородной застройки, предназначенных для обеспечения покрытия поселков городского типа, пригородов и городских кварталов с обычной (неплотной) застройкой, но исключая ненаселенные зоны между ними. Антенны БС устанавливаются, как правило, на мачте/крыше, а пользователи могут находиться либо вне помещения, либо внутри помещения. Выполняется путем модернизации существующих БС стандарта 4G eNB до ng-eNB. На этапе 2 модернизируются БС тех поселков и городов, в которых запланировано оказание услуг 3 или 7. На этапе 3 модернизируются остальные БС. Модернизированные БС будут работать в диапазоне 3,4-3,8 ГГц с шириной полосы 50-200 МГц, обеспечивать скорость обмена данными более 1 Гбит/с, иметь радиус зоны покрытия 1,5-5 км.

3. Развертывание макросот на территории плотной городской застройки, предназначенных для многоэтажных зданий, когда антенны БС устанавливаются, как правило, на уровне или выше уровня

крыши. Мощность БС может меняться в зависимости от местных потребностей развертывания и покрытия. Пользователи могут находиться либо вне помещения, либо внутри помещения. Выполняется путем модернизации существующих БС стандарта 4G eNB до ng-eNB и добавления БС стандарта 5G gNB. На этапе 2 модернизируются БС тех городов, в которых запланировано оказание услуг 2 или 7. На этапе 3 модернизируются остальные БС. Модернизированные и добавленные БС будут работать в диапазоне 3,4-3,8 ГГц с шириной полосы 50-200 МГц, обеспечивать скорость обмена данными более 1 Гбит/с, иметь радиус зоны покрытия 0,2-1,5 км.

4. Развертывание наружных микросот на территории обычной городской и пригородной застройки для тех макросот, в которых не обеспечивается требуемая пропускная способность. Антенны БС устанавливаются, как правило, на опорах. Пользователи могут находиться либо вне помещения, либо внутри помещения. БС микросот будут работать в диапазоне 26 ГГц с шириной полосы 400-1000 МГц, обеспечивать скорость обмена данными более 1 Гбит/с, иметь радиус зоны покрытия 50-200 м.

5. Развертывание наружных микросот на территории плотной городской застройки для тех макросот, в которых не обеспечивается требуемая пропускная способность. Антенны БС устанавливаются ниже уровня крыш зданий. Пользователи могут находиться либо вне помещения, либо внутри помещения. БС микросот будут работать в диапазоне 26 ГГц с шириной полосы 400-1000 МГц, обеспечивать скорость обмена данными более 1 Гбит/с, иметь радиус зоны покрытия 20-100 м.

6. Развертывание внутренних микросот внутри зданий на территории плотной городской, обычной городской и пригородной застройки для тех зданий, в которых не обеспечивается покрытие требуемого качества или требуемая пропускная способность для оказания услуг 1 или 7. БС и пользователи находятся внутри помещений. БС микросот будут работать в диапазоне 26 ГГц с шириной полосы 400-1000 МГц, обеспечивать скорость обмена данными более 1 Гбит/с, иметь радиус зоны покрытия 10-50 м.

7. Развертывание макросот, наружных и внутренних микросот в местах массового скопления пользователей (спортобъекты, концертные залы, вокзалы, аэропорты и т.д.), в которых запланировано оказание услуги 5. Если это отдельное сооружение, не покрываемое макросотой городской или пригородной застройки (например, Национальный аэропорт), то для него развертывается отдельная макросота с БС, работающей в диапазоне 3,4-3,8 ГГц с шириной полосы 50-200 МГц, обеспечивающей скорость обмена данными более 1 Гбит/с и радиус зоны покрытия 0,5-5 км. Если эта макросота на обеспечивает требуемой пропускной способности для оказания услуги 5, то внутри нее развертываются наружные и внутренние микросоты, работающие в диапазоне 26 ГГц с шириной полосы 400-1000 МГц, обеспечивающие скорость обмена данными более 1 Гбит/с и радиус зоны покрытия 20-100 м.

8. Развертывание макросот вдоль железнодорожных и шоссейных магистралей, для которых запланировано оказание услуги 6. Антенны БС направляются вдоль магистралей в обоих направлениях и на магистрали. БС макросот будут работать в диапазоне 3,4-3,8 ГГц с шириной полосы 50-200 МГц, обеспечивать скорость обмена данными более 1 Гбит/с, иметь длину зоны покрытия вдоль магистрали в одном направлении 0,5-5 км.

9. Развертывание наружных и внутренних микросот в городах и медицинских центрах, в которых запланировано оказание услуги 8. БС будут работать в диапазоне 3,4-3,8 ГГц с шириной полосы 50-200 МГц, обеспечивать скорость обмена данными более 1 Гбит/с, иметь радиус зоны покрытия 0,2-1 км.

10. Развертывание наружных и внутренних микросот на территории предприятий, для которых запланировано оказание услуги 9. БС будут работать в диапазоне 3,4-3,8 ГГц с шириной полосы 50-200 МГц, обеспечивать скорость обмена данными более 1 Гбит/с, иметь радиус зоны покрытия 0,2-1 км.

11. Развертывание наружных микросот вдоль дорог, для которых запланировано оказание услуги 10. Антенны БС направляются вдоль дорог в обоих направлениях и на дороги. БС будут работать в диапазоне 3,4-3,8 ГГц с шириной полосы 50-200 МГц, обеспечивать скорость обмена данными более 1 Гбит/с, иметь длину зоны покрытия вдоль дороги в одном направлении 0,2-1 км.

12. Развертывание наружных микросот вдоль дорог, для которых запланировано оказание услуги 11. Антенны БС направляются вдоль дорог в обоих направлениях и на дороги. БС будут работать в диапазоне 3,4-3,8 ГГц с шириной полосы 50-200 МГц, обеспечивать скорость обмена данными более 1 Гбит/с, иметь длину зоны покрытия вдоль дороги в одном направлении 20-100 м.

Список использованных источников

1. Bertenyi, B. 5G NR Radio Interface / B. Bertenyi e. a. // Journal of ICT Standardization. – May 2018. – Vol. 6, Issue 1 & 2. – P. 31–58. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://doi.org/10.13052/jicts2245-800X.613>. – Дата доступа: 12.10.2020.
2. Тихвинский, В. Российский путь к 5G / В. Тихвинский // Презентация доклада на 3-ей Ежегодной Конференции по управлению спектром для стран СНГ и Центральной и Юго-Восточной Европы 8-11 апреля 2019, Минск, Беларусь. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://drive.google.com/drive/folders/1YbF_a0fUaS68EMwHID-LSqc7XtechUKF. – Дата доступа: 12.10.2020.
3. Разработка рекомендаций по формированию экономически обоснованных размеров плат за выделение и использование радиочастотного спектра для оказания услуг электросвязи общего пользования по стандартам технологии 5G. Отчет по НИР (заключит.) / УО «Белорусская государственная академия связи»; рук. В. В. Дубровский. – Минск, 2019. – 240 с. – № ГР 20190711.

УДК 004.056.5

УГРОЗЫ БЕЗОПАСНОСТИ «ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ»

ГАРЕЛИК Д. Г.

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

E-mail: lumenusbass@gmail.com

Аннотация. Обзор и оценка различных угроз безопасности «интернета вещей» и потенциальных способов защиты от них.

Abstract. Review and assess various security threats to the Internet of Things and potential ways to protect against them.

Каждый день устройства IoT подвергаются опасности со стороны злоумышленников. Под угрозой оказываются аутентификация, целостность данных, контроль доступа. Анализ показывает, что 70 % процентов устройств IoT имеют крайне слабую защиту либо она отсутствует вовсе. Ниже приведены основные направления применения устройств IoT и их угрозы безопасности.

Медицинские устройства

PMD (Personal Medical Device) через беспроводной интерфейс связываются с базовой станцией, которая в дальнейшем используется для считывания состояния устройства, обработки медицинских отчетов или настройки и обновления медицинского устройства.

Существует несколько типов атак на медицинские устройства:

- перехват данных, при котором происходит утечка информации о пациенте;
- изменение целостности пакета информации, передаваемой по беспроводной сети, при которой изменяется сообщение с информацией;
- атаки, направленные на быстрый разряд батареи PMD.

Роутеры

Средний «возраст» прошивки на среднестатистическом роутере составляет порядка 3-4 лет. Этот возраст коррелирует со средним возрастом самого роутера. Пользователь чаще меняет само устройство чем обновляет его программное обеспечение. В текущий момент установлено, что пароли, в 15 случаев из 100, не менялись со значений по умолчанию, таким образом, доступ к управлению устройством можно получить, методом перебора типовых паролей по умолчанию.

Камеры и видеорегистраторы

В настоящее время злоумышленник может потенциально получить доступ более чем к 3,5 миллионам камер по всему миру. При этом для доступа к видео произвольно взятого пользователя требуется всего пара запросов в Shodan, один в Google, VLC-медиаплеер и не более 60 секунд времени. Порядка 90% всех DVR-камер, которые используются для видеонаблюдения предприятиями малого и среднего бизнеса, содержат те или иные уязвимости и могут быть взломаны.

Навигаторы

Системы глобального позиционирования глубоко проникли во все сферы нашей жизни, что большинство людей пользуются ими, не задумываясь о том, насколько им можно доверять. Между тем уже есть множество примеров, подтверждающих, что подобные системы уязвимы к разнообразным атакам, включая *spoofing*, то есть подмену сигнала.

Беспроводное управление

Компьютерные мыши и клавиатуры с радиоинтерфейсом и USB-трансивером не защищены от взлома: инструмент для осуществления атаки можно собрать из доступных комплектующих, а вестись она может с расстояния до 1 км. Исследователи Positive Technologies протестировали безопасность устройств Logitech, A4Tech и Microsoft и смогли перехватить данные, передаваемые клавиатурами и мышью, дешифровать трафик и осуществить ряд других атак. Обнаруженные уязвимости могут

приводить к утечке паролей, платежных реквизитов, персональных данных и другой важной информации.

Датчики (электричество, вода, сигнализация)

В ходе одного из исследований умных сетей электроснабжения (*smart grid*) были обнаружены тысячи пользовательских веб-панелей управления системами мониторинга солнечных электростанций. Примерно 5% систем вообще не требовали пароля для входа на страницу конфигурации, у остальных 95% систем пароль был, но его оказалось достаточно легко подобрать. Обойдя авторизацию, злоумышленник может удаленно установить модифицированную прошивку или просто поменять параметры системы, что приведет к аварии.

Безопасность устройств IoT, конфиденциальность и угрозы.

Конфиденциальность пользователей может быть скомпрометирована различными способами, для превентивной защиты использовать базовые правила обеспечения безопасности:

- 1) *Защита жизненного цикла данных по принципу end-2-end.* Для обеспечения безопасности данных в среде IoT во всей сети предоставляется сквозная защита данных. Данные собираются с различных устройств, подключенных друг к другу, и мгновенно передаются другим устройствам. Таким образом, необходим фреймворк для защиты данных и управления конфиденциальностью информации в полном жизненном цикле данных;
- 2) *Планирование безопасности.* Взаимодействие между устройствами в IoT может дифференцироваться в зависимости от ситуации. Следовательно, все устройства должны поддерживать требуемый уровень безопасности. Например, когда локальные устройства и датчики, используемые в домашней сети, безопасно взаимодействуют между собой, их связь с внешними устройствами должна осуществляться с той же политикой безопасности, что позволит сохранить приватность данных;
- 3) *Видимая безопасность и приватность.* Большинство проблем безопасности и приватности возникает из-за неправильной настройки прав пользователей. Пользователям сложно соблюдать политику безопасности полностью самостоятельно, поэтому необходимо выбрать такие механизмы защиты, которые будут применяться автоматически.

Основные проблемы IoT

Проблема безопасности – самая большая проблема в IoT. Данные приложений «интернета вещей» могут быть промышленными, корпоративными, потребительскими или личными. Эта информация подлежит защите от кражи или несанкционированного доступа. Например, приложения IoT могут хранить личную информацию о здоровье пациента или коммерческую о работе магазина.

Среди наиболее важных проблем, относящихся к IoT:

- 1) *конфиденциальность данных.* Некоторые производители смарт-телевизоров собирают данные о своих клиентах для анализа их предпочтений по отношению к контенту, поэтому такая информация может быть украдена во время передачи по сети;
- 2) *отсутствие стандартизации.* Существует множество стандартов, для IoT-устройств, которые в зависимости от страны или региона кардинально отличаются в рабочих диапазонах и типах модуляции, используемых в устройствах, поэтому сложно установить четкую границу между разрешенными и запрещенными устройствами, подключенными к интернету;
- 3) *технические сложности.* В связи с масштабностью использования устройств IoT весь трафик, создаваемый ими, соизмеримо увеличивается. Следовательно, существует потребность в увеличении пропускной способности сети. Это влечет за собой необходимость размещать и архивировать огромное количество данных для анализа.

Анализ различных видов атак и варианты решений

IoT сталкивается с различными типами угроз, включая активные и пассивные атаки, которые могут легко повлиять на работоспособность системы в целом. При пассивной атаке злоумышленник просто обнаруживает концентратор устройств или предпринимает попытку украсть информацию, но

никогда не воздействует физически. Однако активные атаки могут повлиять на реальную работоспособность устройств.

Активные атаки делятся на две подкатегории: внутренние атаки и внешние атаки. Такие атаки могут помешать взаимодействию умных устройств. Следовательно, политика безопасности должна активно применяться для предотвращения вредоносных атак на устройства. В этом разделе приведены различные типы атак, характер и проявление угрозы и оценка степени опасности. Угрозы классифицируют по четырем различным типам в зависимости от их проявления и предполагают возможные решения для защиты:

- 1) атака низкого уровня (злоумышленник пытается воздействовать на домашнюю сеть, но его атака не удалась);
- 2) атака среднего уровня (злоумышленник перехватывает пакеты данных, но не нарушает их целостность);
- 3) атака высокого уровня (осуществляется в сети умного дома, изменяет целостность данных или модифицирует данные);
- 4) атака чрезвычайно высокого уровня (злоумышленник атакует сеть, получает несанкционированный доступ и делает сеть недоступной, отправляя массовые сообщения или блокируя сеть).

Список использованных источников

1. J. S. Kumar and D. R. Patel. A survey on internet of things: Security and privacy issues. – International Journal of Computer Applications, vol. 90, no. 11, 2014.
2. Бирюков, А. А. Информационная безопасность. Защита и нападение / А. А. Бирюков. — 1-е изд. — 2016 : ДМК, . — 417 с. — Текст : непосредственный. Интернет угрозы. — Текст : электронный // IoT : [сайт]. — URL: <https://iot.ru> (дата обращения: 18.10.2020).

УДК 004.94:621.3.049.77-022.532

ЭЛЕКТРОННЫЕ СВОЙСТВА НАНОСТРУКТУРИРОВАННОГО ОКСИДА НИОБИЯ С ТЕРМИЧЕСКИ АКТИВИРОВАННЫМИ ТОЧЕЧНЫМИ ДЕФЕКТАМИ

ГВОЗДОВСКИЙ Д. Ч., СТЕМПИЦКИЙ В. Р.

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

E-mail: gvozдовsky@bsuir.by, vstem@bsuir.by

Аннотация. В работе представлены результаты квантово-механического компьютерного моделирования, проведенного с целью исследования электронных свойств структур на основе наноструктурированного оксида ниобия, для оценки возможности применения данных материалов в устройствах современной электроники. Расчеты фундаментальных свойств квазидвумерных материалов выполнялись с использованием современных первопринципных методов, основанных на теории функционала плотности. В качестве среды моделирования использовался программный пакет VASP (Vienna Ab initio Simulation Package), который предназначен для выполнения квантово-механических расчетов. В результате моделирования установлены следующие характеристики структур на основе оксида ниобия: бездефектный кристалл Nb₂O₅ является немагнитным материалом с запрещенной зоной равной 2,2 эВ; параметры элементарной ячейки: a=3.873 Å, b=4.061 Å, c=6.827 Å; α=90.08°, β=106.47°, γ=90.00°; у наноструктурированного оксида ниобия с вакансией иона ниобия и иона кислорода происходит увеличение ширины запрещенной зоны на 0,76 и 0,21 эВ, соответственно. Прямозонный тип проводимости сохраняется у всех исследуемых структур на основе наноструктурированного оксида ниобия. Полученные результаты количественно и качественно характеризуют электронные свойства кристаллических структур на основе Nb₂O₅ и могут быть использованы при разработке методов расчетов основных электрофизических параметров перспективных компонентов электроники.

Abstract. The article presents the results of quantum-mechanical computer simulation. The purpose of studying the electronic properties of structures based on nanostructured niobium oxide to assess the possibility of using this group of materials in modern electronic devices. Calculations of the fundamental properties of crystals were performed using first-principle methods based on the density functional theory. The VASP software package (Vienna Ab initio Simulation Package) was used as the simulation tool, which is designed to perform quantum-mechanical calculations. As a result of the simulation, the following characteristics of structures based on niobium oxide were established: Nb₂O₅ bulk crystal is a non-magnetic material with a band gap of 2.2 eV; unit cell parameters: a=3.873 Å, b=4.061 Å, c=6.827 Å; α=90.08°, β=106.47°, γ=90.00°; for nanostructured niobium oxide with a vacancy of a niobium ion and an oxygen ion, the band gap increases by 0.76 and 0.21 eV, respectively. The direct-gap type of conductivity is retained for all structures under study based on nanostructured niobium oxide. The results obtained quantitatively and qualitatively characterize the electronic properties of crystal structures based on Nb₂O₅ and can be used to develop methods for calculating the basic electrophysical parameters of promising electronic components.

Благодарность. Представленные результаты получены в рамках выполнения задач задания 3.3.06 «Структурные, электрофизические и мемристорные свойства наноразмерных легированных донорными примесями оксидных пленок с эффектом резистивного переключения для элементов памяти ИМС» по ГПНИ «Фотоника, опто- и микроэлектроника», подпрограмма «Микро- и нанoeлектроника». Для проведения компьютерного моделирования использовался вычислительный кластер БГУИР.

Введение

Одним из новых направлений в создании микропроцессорных устройств являются мемристоры (ReRAM элементы), физические принципы работы которого заключаются в изменении внутреннего сопротивления при прохождении тока [1]. В качестве диэлектрика в устройствах с эффектом резистивного переключения в многослойных структурах может быть использован наноразмерный слой легированного пористого оксида ниобия [2].

Моделирование атомно-структурных и электронных свойств наноразмерных объектов, в частности наноструктурированного оксида ниобия, является неотъемлемым инструментарием при оптимизации не только состава соединения, но и при получении оптимальных свойств материалов нанoeлектроники. Использование численного эксперимента позволяет удешевить, упростить и ускорить процесс поиска оптимального решения, а в некоторых случаях, дать объяснение возникающим низкоразмерным эффектам.

Экспериментальные образцы ReRAM-устройств были созданы в 2008 году [3, 4]. В полученных устройствах высокоомный слой Nb_2O_5 , помещался между верхним электродом из вольфрама W и нижним электродом из платины Pt. Таким образом, в качестве примесных атомов замещения были выбраны платина и вольфрам.

Теоретическое изучение структурных и электронных свойств наноструктурированного оксида ниобия проводится при помощи современных *ab initio* методов моделирования и позволяет установить закономерности изменения электронных свойств наноструктурированного оксида ниобия для различных структурных модификаций, а также зависимости от состава и наличия других точечных дефектов. На основании полученных данных о закономерностях и зависимостях энергетической дисперсии в наноструктурах на основе оксида ниобия, в состав которого внедрены атомы примеси и дефекты типа «вакансия», «вакансионный кластер» можно сформулировать ряд рекомендаций по применению наноструктурированного оксида ниобия в качестве материала элемента конструкции ReRAM.

Методика проведения моделирования

В качестве среды моделирования структурных и электронных свойств наноструктурированного оксида ниобия использовался программный пакет VASP (Vienna Ab initio Simulation Package) [5], который предназначен для выполнения *ab initio* расчетов квантово-механическими методами [6]. Расчеты выполнялись на основании теории функционала плотности DFT (Density functional theory) [7]. Для учета электронных волновых функций выбран подход проекционных присоединенных волн PAW (Projector augmented-wave) [8].

Проведена структурная оптимизация наноструктурированного оксида ниобия с термически активированными точечными дефектами (структур, имеющих в своем составе: вакансии атомов кислорода, вакансии атомов ниобия, атомы замещения платины и вольфрама). Оптимизация геометрии исследуемых структур считалась достигнутой, когда изменение энергии между двумя шагами составляло менее 10^{-6} эВ. Электронные волновые функции учитывались с помощью базисного набора плоских волн с энергией обрезания 600 эВ. Для расчетов наноструктурированного оксида ниобия интегрирование в импульсном пространстве осуществлялось по сетке k-точек $7 \times 7 \times 1$, сгенерированной по Monkhorst-Pack-схеме [9].

Нахождение основных энергетические состояния наноструктурированного оксида ниобия с термически активированными точечными дефектами проходит в несколько шагов:

1) Построение $2 \times 2 \times 2$ суперячейки кристалла Nb_2O_5 . Для устранения влияния волновых функций друг на друга из-за особенностей реализации квантово-механических расчетов в программном комплексе (трансляции ячеек) в суперячейках создан вакуумный слой толщиной 15 Å вдоль кристаллографического направления Z;

2) Проводится ряд несамосогласованных расчетов для определения наиболее стабильных положений атомов в квазидвумерной структуре на основе Nb_2O_5 (интегрирование в импульсном пространстве осуществлялось по сетке k-точек $4 \times 4 \times 1$, сгенерированной по Monkhorst-Pack-схеме).

3) Создание в квазидвумерной структуре на основе Nb_2O_5 точечных дефектов (вакансии атомов кислорода, вакансии атомов ниобия, примесные атомы замещения платины и вольфрама). Проведение дополнительных расчетов для определения наиболее стабильных положений атомов в полученных структурах.

4) Проведение статических самосогласованных расчетов с привлечением метода тетраэдра и поправок Блоха для наноструктурированного оксида ниобия с термически активированными дефектами. Наименьшая разница между рассчитанными и экспериментальными значениями параметров кристаллических решеток соответствует функционалу Пердью-Бюрке-Эрнцерхофа в сочетании со схемой дисперсионной коррекции Грина и поправками Бекке-Джонсона (PBE-D3(BJ)) [10].

Результаты и их обсуждение

По результатам квантово-механического моделирования установлено, что бездефектный кристалл Nb_2O_5 является немагнитным материалом с запрещенной зоной равной 2,2 эВ. Энергия кристаллической решетки составляет -3,0 эВ на атом. Параметры элементарной ячейки: $a=3.873$ Å, $b=4.061$ Å, $c=6.827$ Å; $\alpha=90.08^\circ$, $\beta=106.47^\circ$, $\gamma=90.00^\circ$. Бездефектный кристалл Nb_2O_5 относится к моноклинной кристаллической системе (группа симметрии $C2/m$).

Получены плотности электронных состояний для наноструктурированного бездефектного Nb_2O_5 и оксида ниобия с термически активированными точечными дефектами (вакансия атома кислорода,

вакансия атома ниобия, примесный атом замещения платины и примесный атом замещения вольфрама). На рисунке 1 представлена плотность электронных состояний для бездефектного квазидвумерного Nb₂O₅.

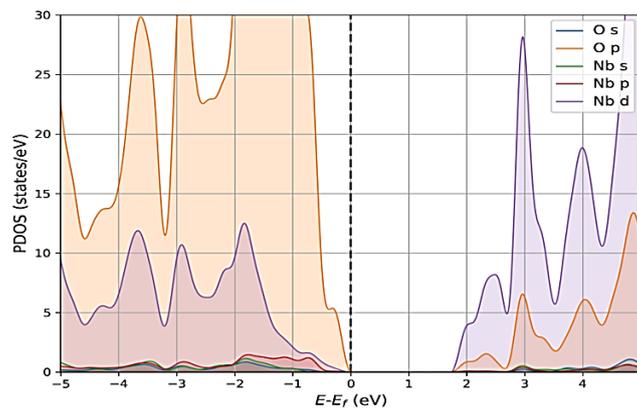


Рис. 1. Плотность электронных состояний бездефектного квазидвумерного Nb₂O₅

На рисунке 2 представлены плотности электронных состояний наноструктурированного оксида ниобия с точечными дефектами в виде вакансий атомов кислорода и ниобия.

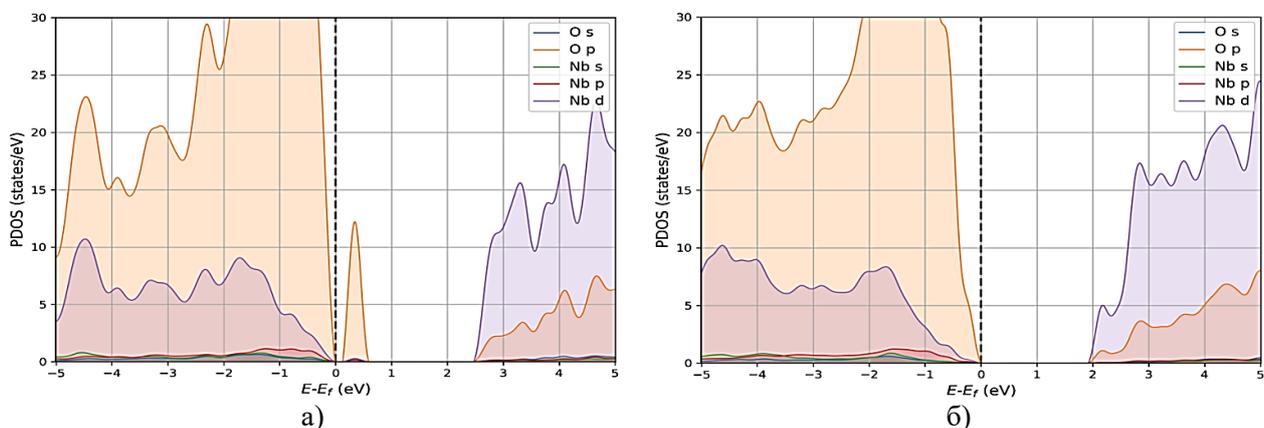


Рис. 2. Плотности электронных состояний наноструктурированного Nb₂O₅ с точечными дефектами: а – вакансия иона ниобия, б – вакансия иона кислорода

Как видно из рисунка 2(а) у наноструктурированного оксида ниобия с точечными дефектами в виде вакансии иона ниобия происходит увеличение ширины запрещенной зоны на 0,76 эВ по сравнению с бездефектным квазидвумерным Nb₂O₅. В запрещенной зоне кристалла оксида ниобия с вакансией иона Nb имеются дополнительные уровни ловушек с энергией 0,3-0,4 эВ, образованные нескомпенсированными *p*-электронами иона кислорода. Из рисунка 2(б) видно, что у наноструктурированного оксида ниобия с точечными дефектами в виде вакансии иона кислорода происходит увеличение ширины запрещенной зоны на 0,21 эВ по сравнению с бездефектным квазидвумерным Nb₂O₅. Установлено, что электронные состояния вблизи дна зоны проводимости заполнены в основном *d*-электронами ниобия, а электронные состояния вблизи потолка валентной зоны заполнены в основном *p*-электронами кислорода.

На рисунке 3 представлены плотности электронных состояний наноструктурированного оксида ниобия с точечными дефектами в виде примесных атомов замещения платины и вольфрама. Из рисунка 3(а) видно, что у наноструктурированного оксида ниобия с примесным атомом замещения платины происходит увеличение ширины запрещенной зоны на 0,47 эВ по сравнению с бездефектным квазидвумерным Nb₂O₅. В запрещенной зоне кристалла оксида ниобия с примесным атомом замещения платины имеются дополнительные уровни ловушек вблизи потолка валентной зоны с энергией 0,2-0,3 эВ, образованные нескомпенсированными *d*-электронами иона платины и *p*-электронами кислорода. Из рисунка 3(б) видно, что у наноструктурированного оксида ниобия с примесным атомом замещения вольфрама происходит увеличение ширины запрещенной зоны на 0,71 эВ по сравнению с бездефектным квазидвумерным Nb₂O₅.

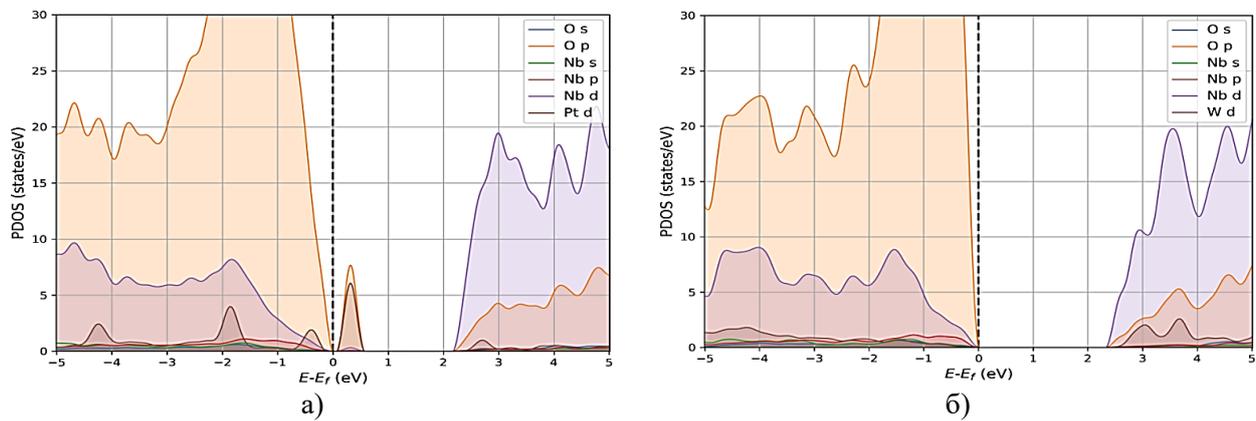


Рис. 3. Плотности электронных состояний наноструктурированного Nb_2O_5 с точечными дефектами: а – с примесным атомом замещения платины, б – с примесным атомом замещения вольфрама

Платина, в отличие вольфрама, в качестве примесного атома замещения оказывает большое влияние на окружающие ее атомы кислорода оксида ниобия. Это объясняется строением электронных оболочек атомов платины и вольфрама: $[\text{Xe}] 4f^{14}5d^96s^1$ и $[\text{Xe}] 4f^{14}5d^46s^2$, соответственно. У атома вольфрама $6s$ -оболочка заполнена полностью и не вступает во взаимодействие с электронами s - и p -электронами кислорода.

Заключение

С помощью *ab initio* моделирования структурных и электронных свойств наноструктурированного оксида ниобия с термически активированными точечными дефектами установлено, что кристаллы Nb_2O_5 с вакансиями иона ниобия и иона кислорода являются прямозонными полупроводниками с шириной запрещенной зоны 2,96 и 2,41 эВ. В запрещенной зоне кристалла оксида ниобия с вакансией иона Nb имеются дополнительные уровни ловушек с энергией 0,3-0,4 эВ, образованные нескомпенсированными p -электронами иона кислорода. Для кристалла Nb_2O_5 с платиной в качестве примесного атома замещения характерен прямой переход с шириной запрещенной зоны 2,67 эВ. У кристалла оксида ниобия с примесью платины имеются дополнительные ловушечные уровни вблизи потолка валентной зоны, образованные свободными d -электронами платины.

Полученные результаты количественно и качественно характеризуют электронные свойства наноструктур на основе Nb_2O_5 с термически активированными точечными дефектами и могут быть использованы при разработке методов расчета основных электрофизических параметров перспективных ReRAM элементов на основе оксида ниобия по результатам *ab initio* моделирования без привлечения дорогостоящих экспериментов.

Список использованных источников

1. Strukov, D. B., Snider, G. S., Stewart, D. R. The missing memristor found. *Nature*, 2008; 453(7191): 80-83. DOI:10.1038/nature06932.
2. Kumar, S., Davila, N., Wang, Z. Spatially uniform resistance switching of low current, high endurance titanium–niobium-oxide memristors. *Nanoscale*, 2017; 9(5): 1793-1798. DOI:10.1039/c6nr07671h.
3. Liu, X., Nandi, S. K., Venkatachalam, D. K. Finite element modeling of resistive switching in Nb_2O_5 -based memory device. 2014 Conference on Optoelectronic and Microelectronic Materials & Devices, 2014. DOI:10.1109/commad.2014.7038711.
4. Liu, X., Sadaf, S. M., Park, S. Complementary Resistive Switching in Niobium Oxide-Based Resistive Memory Devices. *IEEE Electron Device Letters*, 2013; 34(2): 235-237. DOI:10.1109/led.2012.2235816
5. Kresse, G., & Furthmüller, J. Efficiency of *ab-initio* total energy calculations for metals and semiconductors using a plane-wave basis set. *Computational Materials Science*, 1996; 6(1): 15-50. DOI:10.1016/0927-0256(96)00008-0.
6. Hafner, J., & Kresse, G. The Vienna AB-Initio Simulation Program VASP: An Efficient and Versatile Tool for Studying the Structural, Dynamic, and Electronic Properties of Materials. *Properties of Complex Inorganic Solids*, 1997; 69-82. DOI:10.1007/978-1-4615-5943-6_10.
7. Parr, R. G., & Yang, W. *Density-Functional Theory of Atoms and Molecules*. Oxford University Press, 1989.
8. Blöchl, P. E. Projector augmented-wave method. *Physical Review B*, 1994; 50(24): 17953-17979. DOI: 10.1103/physrevb.50.17953.
9. Monkhorst, H. J., & Pack, J. D. Special points for Brillouin-zone integrations. *Physical Review B*, 1976; 13(12): 5188-5192. DOI:10.1103/physrevb.13.5188.
10. Grimme, S., Antony, J., Ehrlich, S., & Krieg, H. A consistent and accurate *ab initio* parametrization of density functional dispersion correction (DFT-D) for the 94 elements H-Pu. *The Journal of Chemical Physics*, 2010; 132(15): 154104. DOI:10.1063/1.3382344.

УДК 621.395.631.4

МЭМС-ИНДУКТОР НА ОСНОВЕ АНОДНОГО ОКСИДА АЛЮМИНИЯ

КУШНЕР А. Д, КОРОТКЕВИЧ А. В.

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

E-mail: stusechka21@gmail.com

Аннотация. В работе рассматривается технология изготовления МЭМС-индуктора на основе анодного оксида алюминия. Предложена модифицированная геометрия индуктора соленоидного типа с использованием технологии поверхностной микрообработки.

Abstract. The paper discusses the technology of manufacturing a MEMS inductor based on anodic aluminum oxide. A modified geometry of a solenoid-type inductor using surface micromachining technology is proposed.

Актуальной является задача построения полностью интегрированных планарных катушек индуктивности для микросистем и монолитных СВЧ ИС, что представляет собой довольно сложную проблему. Пассивные элементы, такие как катушки индуктивности, не удовлетворяют всем требованиям современных устройств беспроводной связи и быстродействующих цифровых систем. Недостатками индуктивных элементов являются потери на вихревые токи, большая потребляемая мощность и проникновение электрического поля в подложку. Объединение технологий изготовления СВЧ ИС и микросистем позволит создавать новые устройства, обладающие целым рядом достоинств: миниатюрными размерами, небольшим весом, низким уровнем потребляемой мощности, возможностью массового производства, надежностью и воспроизводимостью.

Основной задачей при разработке МЭМС-индуктора с высоким показателем эффективности является снижение потерь и повышение добротности. Для этого при разработке индукторов необходимо учитывать их основные параметры: внешние размеры, ширину и шаг металлических дорожек, толщину металла, число витков и материал подложки [1].

Развитие объемных технологий и успехи в интеграции дискретных компонентов на кремниевой подложке привели к прогрессу в изготовлении микроустройств на кремнии. Однако в настоящее время активно разрабатываются альтернативные материалы для ВЧ применений. Одним из таких материалов является анодный оксид алюминия (АОА), обладающий хорошими физико-механическими свойствами, которые можно варьировать путем изменения режимов анодирования [2].

Цель работы заключается в разработке технологии изготовления МЭМС-индуктора на основе анодного оксида алюминия.

В данной работе предложена модифицированная геометрия индуктора соленоидного типа с использованием технологии поверхностной микрообработки. На рисунке 1 представлена схема соленоидного микроиндуктора, изготовленного из алюминиевой фольги. Индуктор состоит из подложки на основе пористого оксида алюминия, в которой сформированы алюминиевые проводящие линии. Верхний и нижний проводники катушки соединяются при помощи сквозных контактов.

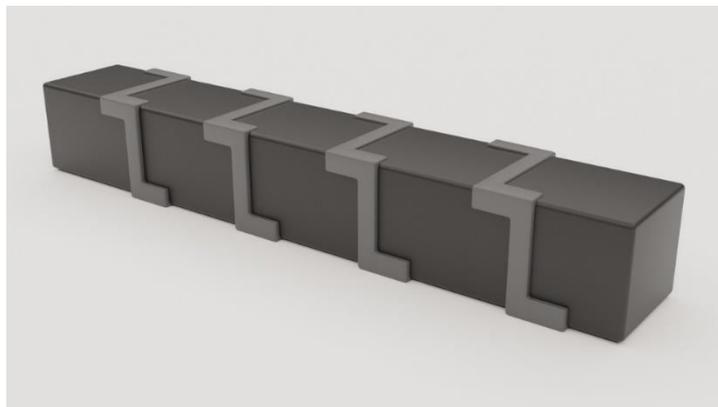


Рис. 1. Схема соленоидного индуктора

Методика проектирования МЭМС-индукторов на основе анодного оксида алюминия включает в себя следующие этапы:

1. Подготовка алюминиевой фольги;
2. Терморихтовка;
3. Химическая обработка;
4. Пористое анодирование на толщину 5 мкм;
5. Двухсторонняя фотолитография по рисунку дорожек;
6. Травление анодного оксида алюминия;
7. Сквозное пористое анодирование;
8. Удаление фоторезиста;
9. Травление анодного оксида алюминия.

На рисунке 2 представлен схема соленоидного микроиндуктора, изготовленного из алюминиевой фольги.

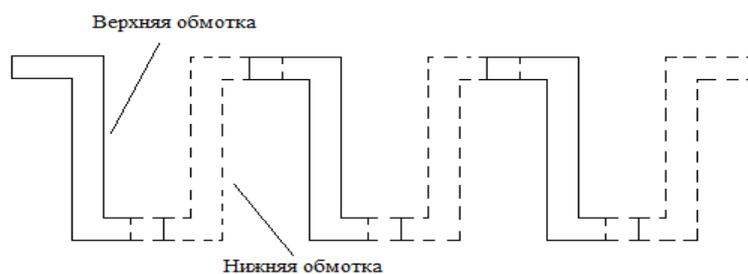


Рис. 2. Вид сверху соленоидного микроиндуктора

Соленоидный индуктор так же может быть изготовлен с воздушным сердечником, как показано на рисунке 3, для этого анодный оксид алюминия удаляется.

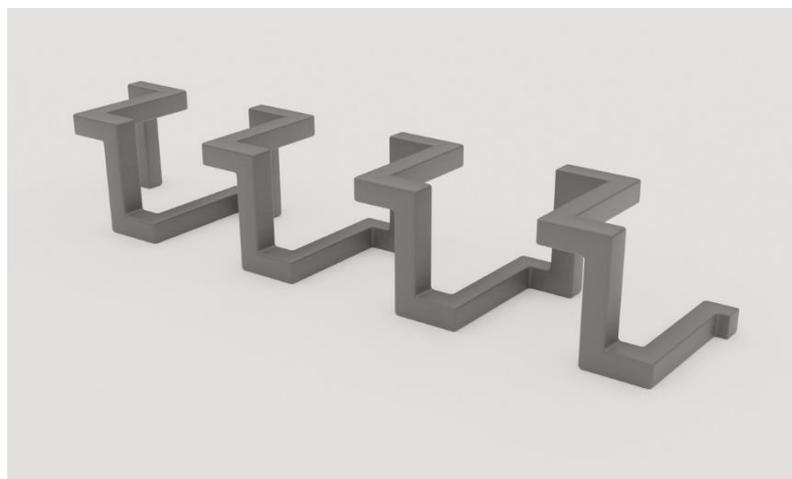


Рис. 3. Соленоидный микроиндуктор с воздушным сердечником

Особенностью предложенной методики является использование алюминия в качестве проводящих линий индуктора, а в качестве подложки - анодного оксида алюминия.

Список использованных источников

1. Varadan, V. K. RF MEMS and Their Applications / V.K. Varadan, K. J. Vinoy, K. A. Jose. – USA: Pennsylvania State University, 2002. – 528 p.
2. Лыньков, Л. М. Микроструктуры на основе анодной алюмооксидной технологии: монография / Л. М. Лыньков, Н. И. Мухуров. – Минск : Бестпринт, 2002. – 166 с.

УДК 629.733

ОПИСАНИЕ И ПРИНЦИПЫ РАБОТЫ СИСТЕМ РАДИОТЕЛЕМЕТРИИ НА ПРИМЕРЕ БПЛА

БАВБЕЛЬ Е. И., АНИСКЕВИЧ А. С.

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

E-mail: egorigorevichw9@gmail.com, dimovich000@gmail.com

Аннотация. Рассмотрен пример применения радиотелеметрических систем в составе беспилотных летательных аппаратов, приведен их принцип работы, а также описаны недостатки и преимущества исследуемых систем.

Abstract. An example of the use of radio telemetry systems as part of unmanned aerial vehicles is considered, their principle of operation is given, and the disadvantages and advantages of the systems under study are described.

В настоящее время развивается такая область радиоэлектроники как радиотелеметрия, занимающаяся вопросами измерения на расстоянии различных по своей природе величин с помощью радиосредств. Вначале потребность в радиотелеметрических системах возникла в связи с необходимостью проведения метеорологических исследований в нижних слоях атмосферы для нужд авиации с помощью шаров-зондов [1]. Сегодня же подобные системы широко используются при научных исследованиях околоземного и космического пространства с помощью искусственных спутников Земли и космических аппаратов, а также воздушного пространства посредством воздушных летательных аппаратов. Развитие радиотелеметрических систем позволило совершенствовать принципы построения систем в целом, так и отдельных их элементов и устройств, что позволило специалистам интегрировать радиотелеметрические системы в беспилотные летательные аппараты (далее БПЛА).

Радиотелеметрическая система (РТС) представляет собой специализированную многоканальную систему радиосвязи, предназначенную для получения информации о состоянии контролируемого объекта [1]. С помощью РТС производится сбор информации с БПЛА посредством аналоговых, либо цифровых датчиков. Преобразование и кодирование сигнала с последующей отправкой посредством радиопередачи на пункты приёма, для БПЛА ими может служить как отдельно взятый человек с пультом управления, так и полноценный комплекс управления несколькими аппаратами. Одной из особенностей, присущих БПЛА является необходимость ведения видеотрансляции с установленных камер в режиме реального времени, для возможности адекватного управления устройством.

Не стоит забывать и о выборе оптимальной частоты для системы в диапазоне *ISM* (от англ. *Industrial, Scientific, Medical*), равном 0,169...2,4 ГГц, не всегда очевиден. Характеристики антенны и ее местоположение, законодательные ограничения по максимальной выходной мощности, нежелательные источники помех, рабочая частота, конфигурация радио и затухание в среде распространения — все это определяет максимальное расстояние между приемником и передатчиком [2].

Основные принципы, применяемые при разработке устройств радиотелеметрии и БПЛА [3]:

— высокая надежность. Является одним из главных принципов, так как при выходе из строя частей системы БПЛА в лучшем случае придется возвращаться к центру управления для ремонта, а в худшем - возможна потеря всего БПЛА, либо серьезные повреждения силовой конструкции в результате падения;

— гибкая блочно-модульная организация. Позволяет в кратчайшие сроки заменить неработающий блок, установить дополнительное оборудование, либо полностью перепрофилировать устройство на другую задачу;

— использование стандартных цифровых интерфейсов. Помогает беспрепятственно обмениваться информацией с дополнительными устройствами и облегчает интеграцию вспомогательного оборудования;

— настраиваемые режимы работы обеспечивают оптимальную нагрузку на оборудование в соответствии с окружающей обстановкой;

— процессорная обработка используется самодиагностики системы, выполнения некоторых математических преобразований данных с датчиков для оптимальной пересылки.

Так, возможен следующий сценарий развития событий: БПЛА в автоматическом режиме перемещается в некотором интересующем нас секторе и пересылает видеотрансляцию и данные датчиков на пункт управления. Полученные данные обрабатываются в пункте управления (из-за наличия в нем больших вычислительных мощностей) в автоматическом режиме, например производится поиск движущихся объектов, или антропогенные изменения ландшафта, атмосферы [4]. При нахождении подобного в пункте управления запрашивается вмешательство оператора, который определяет алгоритм дальнейших действий - продолжение поиска, перевод устройства в другое место, либо запрос специалистов для решения обнаруженных проблем.

Как результат, повышается оперативность реагирования, увеличивается территория, за которой может следить один человек, автономность системы позволяет минимизировать человеческий фактор на ошибку и проводить поиск на протяжении долгого времени, безустанно, сменяя аппараты при необходимости дозаправки, или ремонта.

Список использованных источников

1. Барсуков Ф. И., Максимов М. В. Радиотелеметрия: М. Воениздат, 1962, 184 с.
2. Максимальная дальность связи по радиоканалу в системе: как этого добиться? [Электронный ресурс] // Компэл. – 16.12.2015. – Режим доступа: <https://www.compel.ru/lib/74345>; Дата доступа: 12.10.2020
3. Бортовые измерительные и радиотелеметрические системы [Электронный ресурс] // Научно-производственное предприятие «МЕРА». – Режим доступа: <http://www.nppmera.ru/assets/files/Bort.pdf>; Дата доступа: 14.10.2020
4. Бакин, Э. Н. Применение беспилотных летательных аппаратов вертолетного типа при организации воздушной радиационной и химической разведки / Э. Н. Бакин, А. Н. Петрикин, Д. Г. Колесов // Воздушно-космические силы. Теория и практика. – 2017. – № 3. – С.7–14.

УДК 621.396.6

ОСНОВНЫЕ ПРИЧИНЫ, ОКАЗЫВАЮЩИЕ ВЛИЯНИЕ НА КОРРЕКТНУЮ РАБОТУ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

ДЕНИС А. А., ДВОРНИКОВА Т. Н.

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

E-mail: den.rayker@mail.ru

Аннотация. Произведен анализ основных причин, оказывающих влияние на корректную работу радиоэлектронной аппаратуры. Подобран метод определения статистически более вероятных неисправностей, который позволит делать вывод о корректности работы электронного блока и, в случае отклонений, локализовать неисправность, тем самым увеличивая скорость диагностики. Преимуществами такого метода являются увеличенная скорость восстановления работоспособности объекта технического ремонта, наглядность получаемых результатов диагностики, мобильность.

Abstract. The analysis of the main reasons influencing the correct operation of electronic equipment is carried out. A method for determining statistically more probable malfunctions has been selected, which will make it possible to draw a conclusion about the correct operation of the electronic unit and, in case of deviations, localize the malfunction, thereby increasing the diagnostic speed. The advantages of this method are the increased speed of restoration of the serviceability of the object of technical repair, the clarity of the diagnostic results obtained, and mobility.

По мере роста сложности технической аппаратуры роль диагностики становится все более важной, а процесс тестирования становится более затруднительным.

Для облегчения процесса диагностики требуется изучить возможные причины возникновения неисправностей, чтобы подобрать оптимальный метод их поиска.

Среди многих факторов, влияющих на корректную работу радиоэлектронных приборов, можно выделить несколько основных:

- воздействие температуры;
- влажность;
- перегрузки по току и напряжению;
- механические воздействия. [1]

Существенное влияние на тепловую нагрузку радиоэлектронных средств оказывает температура окружающей среды. При повышенной температуре вероятность выхода из строя полупроводниковых компонентов резко увеличивается, так как внутренние процессы протекают быстрее, что обусловлено их физико-химической природой. Таким образом, большинство отказов, происходящих в радиоэлектронной аппаратуре, зависимы от температуры.

Все электронные компоненты чувствительны к влажности. Влажность, содержащаяся в воздухе, может проникать в них даже через защитный корпус, что ускоряет коррозию металлов, изменяет электрические характеристики диэлектриков, способствует тепловому распаду материалов и росту плесени.

При эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры могут возникнуть механические воздействия в виде ударов, линейных ускорений, вибраций, что может вызвать как механические повреждения, так и изменение электрических параметров радиодеталей и радиокомпонентов.

Выделяют пять основных причин, которые могут вызвать механические повреждения радиодеталей и радиокомпонентов или изменение их электрических параметров:

- статический отказ;
- хрупкий излом;
- нестабильность конструкции;
- ползучесть и усталость материала;
- коррозия.

Статический отказ – это поломка или полное разрушение радиодетали и радиокомпонента, или их деформация сверх допустимых пределов во время единичного приложения постепенно нарастающей нагрузки.

Хрупкий излом также возникает в условиях статической нагрузки, но в отличие от статического отказа характерен внезапностью наступления. Хрупкий излом в пластичном материале может возникнуть при наличии дефектов в сильно напряженных участках. [1]

Ползучесть и усталость материала – медленное, зависящее от времени, изменение механических и физических свойств компонентов и деталей под воздействием постоянной нагрузки или механического напряжения.

Коррозия – это электрохимический процесс, который протекает под действием приложенного электрического напряжения в присутствии электролита и металлов с высокими или низкими окислительно-восстановительными потенциалами.

Типовые признаки такой коррозии – временные и постоянные короткие замыкания.

Временные короткие замыкания приводят к отказу радиоэлектронных устройств, вызывая сбои в их работе. Постоянные короткие замыкания могут вызывать локальный перегрев печатного узла, который приводит к выгоранию электронных компонентов или участка печатной платы. [2]

При эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры в ее цепях возникают различные виды электрических перегрузок, наиболее опасным из которых являются перепады напряжения.

Такие перегрузки возникают в результате возникновения электромагнитных импульсов естественного происхождения, импульсов искусственного происхождения, а также за счет внутренних переходных процессов.

Одной из причин электрической перегрузки является электростатический разряд. Если два тела, имеющие разность электростатических потенциалов, находятся в непосредственной близости друг от друга, появляется вероятность электростатического разряда. При создании проводящего пути между этими двумя телами происходит перенос электростатического разряда до тех пор, пока заряды не будут нейтрализованы.

Некоторые из перечисленных неисправностей возможно однозначно определить с помощью термографического контроля.

При помощи этого метода можно бесконтактно проверить сложные электронные платы. Изменение или другое цветовое представление изображения может указывать на перегрев в паяном соединении, ненужный контакт или наличие неисправностей в структуре печатной платы.

Перепады температур могут выделить место повреждения и помочь быстро найти распространенные дефекты, что поможет увеличить скорость диагностики и снизить затраты на комплектующие и материалы, используемые в процессе ремонта.

Список использованных источников

1. Зеленский А. В. Основы конструирования электронных средств: учеб. пособие. Часть 1 / А. В. Зеленский, Г. Ф. Краснощекова. – Самара, 2008. – 76 с.
2. Порядин Р. Электрохимическая миграция. Борьба с невидимым врагом / ВЕКТОР высоких технологий – 2019. – №3.

УДК 621.391:629.733

ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОСИГНАЛА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМ ЛЕТАТЕЛЬНЫМ АППАРАТОМ

ПОВЕТКО П. В., МАРЧУК Т. М., КАРПУШКИН Э. М.

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

E-mail: povetko98@bk.ru

Аннотация. Основным требованием при организации связи с БПЛА, является обеспечение возможности передачи данных с заданной скоростью и вероятностью ошибки при больших расстояниях между летательным аппаратом и наземным пунктом управления, а также скрытности связи с БПЛА. При формировании радиосигнала можно использовать различные виды помехоустойчивой модуляции. В работе рассмотрены способы повышения надежности и скрытности управления беспилотным летательным аппаратом (БПЛА). Повышение качества радиолинии управления БПЛА зависит главным образом от правильного выбора вида модуляции радиосигнала. В докладе рассмотрены сравнительные характеристики видов модуляции и особенности их применения для решения различных задач с помощью БПЛА.

Abstract. The main requirement in organizing communication with the UAV is to ensure the possibility of data transmission at a given speed and error probability at large distances between the aircraft and the ground control point, as well as the secrecy of communication with the UAV. When forming a radio signal, you can use various types of noise-immune modulation. The paper considers ways to improve the reliability and secrecy of control of an unmanned aerial vehicle (UAV). Improving the quality of the UAV control radio link depends mainly on the correct choice of the type of radio signal modulation. The report examines the comparative characteristics of the types of modulation and the features of their application for solving various problems using UAVs.

Введение

В наше время многие развивающиеся страны совершенствуют и разрабатывают новые образцы БПЛА. На театре военных действий не редкостью стали случаи, когда при решении боевой или учебной задачи командование отдавало предпочтение цифровой машине, нежели летчику. Причиной этому стали непрерывность и бесперебойность работы, в условиях высоких перегрузок, и там, где человеческий организм попросту не в состоянии выдержать перегрузки.

Как правило, основная задача, возлагаемая на комплексы БЛА, – проведение разведки труднодоступных районов, в которых получение информации обычными средствами, включая авиаразведку, затруднено или же подвергает опасности здоровье и даже жизнь людей. Помимо военного использования применение комплексов БЛА открывает возможность оперативного и недорогого способа обследования труднодоступных участков местности, периодического наблюдения заданных районов, цифрового фотографирования для использования в геодезических работах и в случаях чрезвычайных ситуаций. Полученная бортовыми средствами мониторинга информация должна в режиме реального времени передаваться на пункт управления для обработки и принятия адекватных решений.

Теоретический обзор

Канал радиосвязи между БПЛА и наземным пунктом управления относится к авиационному каналу, который описывается многолучевой моделью с явлениями переотражения, рассеивания и дифракции [1]. Основным требованием при организации связи с БПЛА, является обеспечение возможности передачи данных с заданной скоростью и вероятностью ошибки при больших расстояниях между летательным аппаратом и наземным пунктом управления. При формировании радиосигнала можно использовать различные виды помехоустойчивой модуляции.

Ее выбор во многом зависит от особенностей задач, выполняемых БПЛА. Для сравнения энергетической эффективности радиосигналов на рисунке 1 показаны сравнительные характеристики нескольких видов модуляции [2].

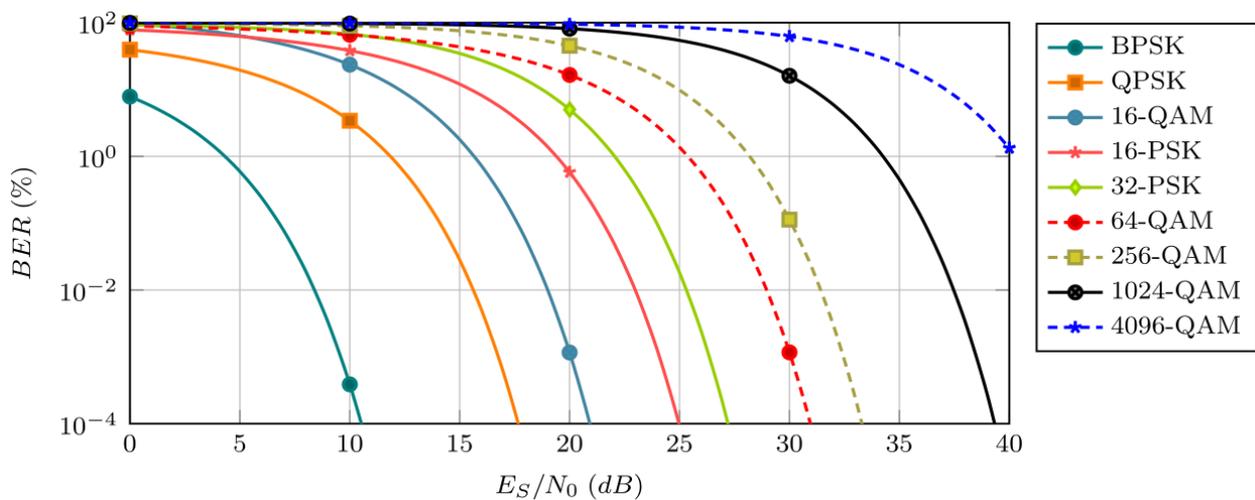


Рис. 1. Энергетические характеристики радиосигналов

С увеличением позиционности модуляции вероятность битовой ошибки увеличивается, то есть для поддержания заданного уровня битовой ошибки необходимо увеличить отношение сигнал/шум на входе приемника. Поэтому целесообразным является использование многопозиционной модуляции, например, 32-QAM, 64-QAM только при малых расстояниях между летательным аппаратом и наземным пунктом управления для передачи большего объема информации без изменения ширины полосы частот. Для обеспечения максимальной дальности связи лучше использовать энергетически более выгодные виды модуляции, такие как двоичная фазовая манипуляция (BPSK) и квадратурная фазовая манипуляция (QPSK) [2].

BPSK является наиболее помехоустойчивой из всех видов фазовых манипуляций, однако скорость передачи информации при BPSK наименьшая, поскольку каждый символ несет только 1 бит информации. Канал связи с беспилотным летательным аппаратом является частотно-селективным из-за многолучевости распространения сигналов. Для борьбы с многолучевостью сигналов была разработана технология мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM) [3]. Идея OFDM заключается в том, что полоса пропускания канала разделяется на группу узких полос (субканалов) каждая со своей поднесущей. На всех поднесущих сигнал передается одновременно, что позволяет обеспечить практически сколь угодно большую общую скорость передачи информации при небольшой скорости в каждом отдельном канале при необходимости. Однако в настоящее время требования к помехоустойчивости аппаратуры связи БПЛА выросли, в связи с чем целесообразно использовать технологию множественного доступа с кодовым разделением каналов (CDMA) [4].

Принцип CDMA заключается в расширении спектра исходного информационного сигнала. При этом обеспечивается высокая степень защиты от активных и пассивных помех, что позволяет работать при низких значениях отношения сигнал-шум со значительно меньшей мощностью передаваемого сигнала.

Наиболее широкое распространение получили CDMA-системы с расширением спектра, которое заключается в распределении информационных сигналов по широкой полосе частот. В DS-CDMA-системе каждому каналу выделяется своя уникальная псевдослучайная кодовая последовательность, отличающая его от других и одновременно используемая для повышения помехоустойчивости и обеспечения безопасности [4]. В передатчике узкополосный информационный сигнал умножается на эту псевдослучайную N-символьную последовательность. В эфире такой сигнал занимает полосу частот, значительно превышающую по ширине полосу частот исходного узкополосного сигнала. При этом использование шумоподобных сигналов с высокой тактовой частотой приводит к тому, что исходный узкополосный сигнал «размазывается» в широкой полосе и становится меньше уровня шума.

В приемнике исходный сигнал восстанавливается с помощью такой же псевдослучайной последовательности (обратная операция). Любые другие сигналы, отличные от исходного, поступающие на данный приемник, воспринимаются как шум.

Технология DS-CDMA обладает такими характеристиками, как помехозащищенность и помехоустойчивость, неподверженность интерференционным воздействиям и перехвату, низкие

уровни радиоизлучений и надежность связи, возможность работы в режиме многолучевого распространения, практические трудности с обнаружением, что удовлетворяет требованиям скрытности и защиты от несанкционированного доступа к передаваемой информации.

Заключение

Если необходимо передавать большое количество информации целесообразно применять технологию OFDM, которая позволяет обеспечить практически сколь угодно большую общую скорость передачи информации при небольшой скорости в каждом отдельном канале. CDMA система с расширением спектра используется для повышения помехозащищенности и скрытности связи, а так же для борьбы с направленными узкополосными помехами.

Список использованных источников

1. Крухмалёв В. В. Цифровые системы передачи: учеб. / В. В. Крухмалёв, В. Н. Гордиенко, А. Д. Моченов. – М.: Горячая Линия -Телеком, 2007. – 352 с.
2. Методы модуляции сигнала в цифровых системах связи. [Электронный ресурс] / М. гос. ун-т им. Ломоносова, фак. Радиофизики.
3. Richard V. N., Prasad. OFDM wireless multimedia communication. Artech House Boston London 2000.260p.
4. Волков Л. Н. Системы цифровой радиосвязи: Учебное пособие/ Л. Н. Волков, М. С. Немировский, Ю. С. Шинаков – Эко-Трендз: Москва, 2005, — 392 с.

УДК 659.1

ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ЦЕЛЕВОЙ АУДИТОРИИ ПРИ РАЗМЕЩЕНИИ РЕКЛАМНОЙ ПРОДУКЦИИ

РАДИОНОВИЧ В. В., КОЗЛОВ С. В.

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

E-mail: radionovich0@mail.ru

Аннотация. Современный мир невозможно представить без рекламы, поэтому ее грамотное размещение является важной задачей. При этом необходимо учитывать потребности различных людей в различном товаре, к тому же эти люди контактируют со средствами массовой информации в разное время. Поэтому данная задача невероятно сложна и требует самых современных методов вычислений.

Abstract. The modern world can't be imagined without advertising, so its proper placement is an important task. At the same time, it is necessary to take into account the needs of different people in a different product, moreover, these people are in contact with the media at different times. Therefore, this task is incredibly difficult and requires the most modern computational methods.

Введение

Медиапланирование является ключевым элементом современной рекламной деятельности, поскольку стоимость пространства времени – самая важная часть бюджета рекламодателя. Две основные роли медиапланирования сводятся к следующему – это анализ рынка и оценка эффективности каналов масс-медиа.

Медиапланирование – составление плана рекламной кампании, при оптимальном выборе необходимых каналов размещения рекламы в СМИ на основе данных маркетинговых и медиаисследований, проводимых в целях достижения максимальной эффективности рекламной кампании. В медиаплане рекламной кампании описываются выбранные типы рекламы, сроки размещения, стоимость (пакетная или разовая покупка, спонсорство), а также эффективность проводимой рекламной кампании. Любой медиаплан начинается с разбора потенциальной целевой аудитории, для которой предназначен товар или услуга. От этого зависит как и в какое время необходимо показывать рекламу.

Формализация целевой аудитории

Для начала формализации целевой аудитории необходимо определиться с главными параметрами. Самыми очевидными являются пол и возраст. Очень важным является социальное положение человека, однако оно определяется огромным количеством факторов. Например: область деятельности, уровень образования, уровень дохода, семейное положение, географическое положение и т.д. Между этими факторами может существовать некоторая корреляция. К примеру: уровень дохода связан с уровнем образования, которое в свою очередь говорит об определенных интеллектуальных особенностях человека, что указывает на хорошую конкурентоспособность, необходимую для достойного существования во многих странах мира, но в то же самое время в постсоветских странах данная зависимость не такая явная: многие хорошо образованные люди имеют проблемы с трудоустройством, уступая место людям с большим опытом работы в данной области. Есть и другие тонкости, связанные с рекламной кампанией. Например: товары для детей обычно покупают взрослые, поэтому при рекламировании подобных товаров необходимо охватывать и взрослую аудиторию, причем, скорее всего товары для детей чаще покупают женщины, чем мужчины. Даже на таком простом примере видно, что для успешной рекламной кампании необходимо учитывать много различных факторов.

Также необходимо разграничить эфирное время. Очевидно, что в разные моменты времени смотрящих телевизор будет разное количество. Кроме разницы в количестве существует разница в «качестве»: большую часть дня взрослые проводят на работе, некоторую часть учащиеся проводят в

школе и других учебных заведениях. Разумеется, в выходные и праздничные дни картина существенно меняется: у всех появляется больше свободного времени, поэтому больше времени на просмотр контента.

К примеру, дневное время можно считать с 7.00, потому что чаще всего рабочий день начинается в 9.00. В этом промежутке у людей есть немного времени на просмотр небольшой передачи, например, выпуска новостей, прогноза погоды и т.д. В крупных городах дневное время можно считать еще раньше, потому что многим работникам приходится вставать еще раньше, чтобы успеть на работу. В дневное время незначительно будут преобладать женщины из-за широко распространенного мнения, что мужчина должен обеспечивать семью, к тому же женщины могут уйти в декретный отпуск или на больничный из-за болезни ребенка. Однако, это преобладание с каждым годом становится все менее значительным из-за все более возрастающей роли интеллектуального труда, которым могут заниматься также же женщины, не испытывая физических трудностей.

Максимально большую аудиторию можно собрать у экрана в районе 20.00-23.00. В это время большинство людей уже вернулось домой для отдыха от рабочего дня. Телевизор в данное время смотрит самая разная аудитория, поэтому шанс прихода рекламы до целевой аудитории очень велик. Поэтому это время так дорого на ТВ, и для максимального эффекта необходимо учитывать различные особенности каждой страны: длительность рабочего дня, количество рабочих дней и т.д. Подобные особенности нужно учитывать при планировании любой рекламной кампании, потому что не зная их можно растратить бюджет без какой-либо отдачи. Разумеется, что в выходные и праздничные дни прайм-тайм меняется: он начинается раньше и длится больше времени.

Программы для детей преимущественно следует показывать с утра выходных и праздничных дней. В силу физиологических особенностей и отсутствие каждодневного труда, они полны энергии и просыпаются раньше взрослых, поэтому данное время идеально подходит рекламирования развлекательных товаров для детей, однако, как сказано выше, покупать их будут родители, так что их показ в другое время обоснован.

Таблица 1. Соответствие целевой аудитории и времени дня

| | |
|---|---|
| Дневное время 7.00-16.00 | Незначительное преобладание женщин |
| Прайм тайм с понедельника по субботу 20.00-23.00 | В данное время подходит для рекламы любых товаров и услуг, так как в это время пересекаются все целевые аудитории |
| Воскресенье 19.00-23.00 | |
| Спортивное время | Преимущественно мужская аудитория |
| Детское время: утро выходных дней, праздников, для более взрослой аудитории – 14.00-17.00 | Отлично подходит для рекламы детских товаров, мероприятий |

Заключение

В заключении необходимо отметить, что распределять аудиторию только по времени дня не совсем корректно, так как есть и другие факторы, которые могут повлиять на нахождение потенциальных покупателей товаров и услуг у экранов (время года, традиции разных стран, национальные праздники или просто неожиданные обстоятельства в политике, экономике и др.). Однако подобное разделение безусловно правильно и разумно и должно учитывать при планировании.

Список использованных источников

1. Понятие «рейтинг», способ расчета [Электронный ресурс]. – Режим доступа <https://xn--e1akbokk.com/kommunikatsii-mediaplanirovanie-massovyie/ponyatie-reyting-sposobyi-37637.html>.
2. Саймон Хайкинг Нейронный сети полный курс, 2-е издание / Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2006. –1104 с.

УДК 537.8

ПОБОЧНЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИЗЛУЧЕНИЯ ОТ СРЕДСТВ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ КАК УГРОЗА УТЕЧКИ ИНФОРМАЦИИ

БУНЕВИЧ М. А., МАЙОРОВ А. И., МАРМУЗЕВИЧ М. А., ВРУБЛЕВСКИЙ И. А.

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

E-mail: mike_box@bk.ru, hottab2000@gmail.com, mail.may2991@gmail.com, vrublevsky@bsuir.edu.by

Аннотация. Электронные устройства обработки и передачи информации при своей работе генерируют побочные электромагнитные излучения, которые являются паразитными. В рамках работы произведена оценка возможности перехвата информации, передаваемой по видеотракту ПЭВМ, с помощью SDR-приемников таких как *RTL-SDR USB Stick*, *RTL-SDR v3* и *AirSpy*. Показано, что с помощью приемника *AirSpy* можно перехватить текстовую информацию с ЭЛТ-монитора только при разрешении 800x600 и частоте кадровой развертки 60 Гц с расстояния не более 2 метров. Полученные результаты свидетельствуют, что имеется реальная угроза перехвата текстовой информации или изображений не только с помощью узкоспециализированного дорогого оборудования, но и бытовыми радиоприемниками и недорогими радиотехническими устройствами, которые широко представлены на рынке.

Abstract. Electronic devices for processing and transmitting information during their operation generate side electromagnetic emission, which are parasitic. Within the framework of the work, an assessment was made of the possibility of intercepting information transmitted through the video path of a PC using SDR receivers like as *RTL-SDR USB Stick*, *RTL-SDR v3* and *AirSpy*. It is shown that using the *AirSpy* receiver it is possible to intercept text information from a CRT monitor only at a resolution of 800x600 and a vertical scan rate of 60 Hz from a distance of no more than 2 meters. The results obtained indicate that there is a real threat of interception of a text information or images not only with the help of highly specialized expensive equipment, but also with household radios and inexpensive radio devices that are widely represented on the market.

Практически все электронные устройства обработки и передачи информации генерируют электромагнитные излучения, являющиеся паразитными, т.е. побочными. В зависимости от вида излучателя и расстояния от него до точки измерения, соотношение между компонентами побочного электромагнитного поля отличается [1]. Основными распределенными источниками электромагнитного поля являются симметричные и несимметричные кабели.

Поскольку подавляющее большинство персональных электронно-вычислительных машин (далее — ПЭВМ) для передачи информации использует цифровые интерфейсы, задача потенциального злоумышленника по перехвату информации по каналу побочных электромагнитных излучений (далее – ПЭМИ) в общем случае заключается в решении бинарной задачи: определить, что

Развитие перечисленных выше технологий привели к появлению нового типа устройств, так называемых программно-определяемых радиосистем (*Software Defined Radio*, далее – SDR).

Схема типичного SDR-приемника показана на рисунке 1. Входной сигнал усиливается и делится на компоненты I и Q путем смешивания с сигналом гетеродина (для получения квадратурной компоненты он смещается на 90°). Эта архитектура получила название прямое преобразование. После фильтрации сигналов основной полосы в фильтре нижних частот, они оцифровываются в паре аналогово-цифровых преобразователей. Далее в цифровом преобразователе частота сигнала понижается до рабочего диапазона процессора управляющего компьютера. В настоящее время SDR-приемники доступны в свободной продаже.

Обработка сигнала осуществляется программным обеспечением (далее – ПО). Широкое распространение получило открытое ПО такое как: *GNURadio*, *SDRSharp*, *LimeSDR*, *HDSDR*, *Gqrx* и другие. Данные программы имеют различный интерфейс и отличаются функционалом, но суть у них одна: обработка принятого оцифрованного сигнала в соответствии с параметрами, заданными пользователем. Перечисленное ПО доступно для всех популярных операционных систем.

В рамках работы была произведена оценка возможности перехвата информации, передаваемой по видеотракту ПЭВМ, за счет ПЭМИ с помощью SDR-приемников *RTL-SDR USB Stick*, *RTL-SDR v3* и *AirSpy*.

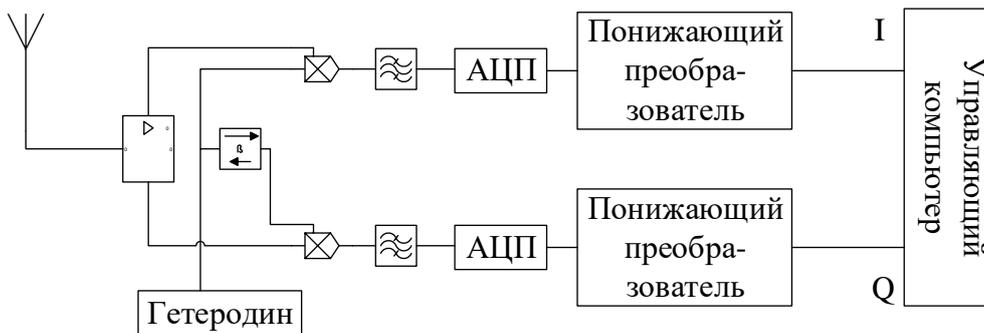


Рис. 1. Структурная схема типичного SDR-приемника.

Прием сигналов ПЭМИ велся на штыревые антенны различной длины, дипольную активную антенну АИ 5-0 и другие. В качестве источника сигналов ПЭМИ выступала ПЭВМ соединенная по средствам интерфейса VGA с жидкокристаллическим монитором (далее – ЖК-монитор) или монитором с электронной лучевой трубкой (далее – ЭЛТ-монитор).

Эксперимент проводился при нормальном уровне электромагнитных шумов в условиях городской застройки. На мониторы выводилась текстовая большим шрифтом и тест-изображение, представляющее собой чередование черных и белых пикселей.

При использовании приемника *RTL-SDR USB Stick* удалось обнаружить сигнал ПЭМИ на расстоянии до 5 метров при эксплуатации ПЭВМ с ЭЛТ-монитором и на расстоянии 3 метров – с ЖК-монитором, однако восстановить изображение из принятого сигнала не удалось.

При использовании приемника *RTL-SDR v3* удалось обнаружить сигнал ПЭМИ на расстоянии до 7 метров при эксплуатации ПЭВМ с ЭЛТ-монитором и на расстоянии 4 метров – с ЖК-монитором, восстановить изображение из принятого сигнала также не удалось.

С помощью приемника *AirSpy* удалось перехватить текстовую информацию только при разрешении монитора 800x600 и частотой кадровой развертки 60 Гц на расстоянии 2 метра с ЭЛТ-монитором. Результат перехвата показан на рис. 2. Также перехваченное изображение реагировало на вывод тест-изображения на значительно больших расстояниях, чем предыдущие образцы.

**БГУИР
2020**



Рис. 2. Исходное и перехваченное изображение.

Неудачные попытки перехвата изображения с помощью приёмников *RTL-SDR USB Stick* и *RTL-SDR* связаны с небольшой пропускной способностью этих приёмников.

Таким образом существует реальная угроза перехвата изображения не специализированным оборудованием, которое стоит на вооружении спецслужб, а, фактически бытовым радиоприемником и оборудованием общей стоимостью около 200\$. Такое положение вещей требует пересмотреть модель угроз информационной безопасности, принятую в организации и обеспечить вокруг ПЭВМ, на которых обрабатывается конфиденциальная информация, максимально возможную контролирующую зону.

Список использованных источников

1. Гольдштейн Л. Д., Зернов Н. В. Электромагнитные поля и волны // М.: «Советское радио». 1971. 664 с.
2. Крылова С. Л. Исследование побочных электромагнитных излучений видеосистемы ПЭВМ в учебной лаборатории информационной безопасности [Электронный ресурс] — Режим доступа: <https://www.sworld.com.ua/konfer35/597.pdf> — Дата доступа 11.04.2018
3. Оценка возможности перехвата информации, передаваемой по видеотракту ПЭВМ, с помощью SDR-приемника // Материалы 24 научно-практической конференции «Комплексная защита информации» – С. 58-63.

УДК 621.382.3

ПОИСК ИНФОРМАТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ДЛЯ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ИНДИВИДУАЛЬНОЙ НАДЁЖНОСТИ ТРАНЗИСТОРОВ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ И ОТБОРА ВЫСОКОНАДЁЖНЫХ ЭКЗЕМПЛЯРОВ

КАЗЮЧИЦ В. О.

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

E-mail: vladkaz@bsuir.by

Аннотация. Описывается применение метода индивидуального прогнозирования надёжности радиоэлектронных изделий по информативным параметрам, а также приводятся основные этапы ускоренных испытаний полупроводниковых приборов на надёжность.

Abstract. A method of individual forecasting of the reliability of radio-electronic products by informative parameters is described, and the main stages of accelerated testing of semiconductor devices for reliability are given.

Введение

В настоящее время развитие радиоэлектроники позволяет создавать информационные радиосистемы, которые решают различные задачи при самых специфических условиях эксплуатации. Надёжность любой информационной системы зависит от входящих в её состав устройств. В то же время, надёжность этих устройств напрямую зависит от используемых в них компонентов. Особые требования предъявляются к проектированию радиоаппаратуры военного и космического назначения. Такие устройства обладают высокой надёжностью, однако требуют крайне больших затрат для контроля параметров и соблюдения высокого уровня надёжности при производстве. В свою очередь, при производстве изделий массового использования не уделяется достаточного внимания вопросам надёжности этих изделий. Возникает вопрос, как можно обеспечивать достаточный уровень надёжности изделий, при этом не имея больших затрат на производство компонентов. Для решения этой задачи предлагается использовать индивидуальное прогнозирование надёжности радиоэлектронных изделий.

Индивидуальное прогнозирование надёжности

Основными компонентами радиоэлектронных устройств, на которые следует обратить внимание при обеспечении требуемого уровня надёжности, являются полупроводниковые приборы (микросхемы, транзисторы и т.д.). Решение задач по прогнозированию надёжности радиоэлектронных изделий предполагает проведение предварительных исследований, включающих испытания на безотказность полупроводниковых приборов интересующего типа. После таких испытаний исследуемые экземпляры уже не могут использоваться в составе аппаратуры, поскольку они могли отказать за время испытаний, а в случае, если не отказали, то их рабочий ресурс, скорее всего, на исходе. Но с помощью подобных испытаний можно определить информативные параметры полупроводниковых приборов исследуемого типа, что в дальнейшем позволит в начальный момент времени прогнозировать надёжность «новых» (других, не принимавших участия в испытаниях) экземпляров полупроводниковых приборов интересующего типа [1].

В настоящее время не существует общего набора информативных параметров, с помощью которых можно классифицировать полупроводниковые приборы по уровню их надёжности. Поэтому определение информативных параметров для полупроводниковых приборов конкретных групп (транзисторы, диоды, стабилитроны, тиристоры и т.д.) является актуальной задачей.

В работе [2] предложен способ отбраковки биполярных транзисторов по следующему параметру Π , который имеет повышенную информативность:

$$\Pi = I_{\text{э}} \cdot \frac{1 - h_{21Б}}{h_{22Б} - h_{22Б}^0}, \quad (1)$$

где $h_{21Б}$ – статический дифференциальный коэффициент прямой передачи тока при коротком замыкании на входе и напряжении коллектор-база, равном предельно допустимому значению по ТУ, при включении по схеме с общей базой;

$I_{\text{э}}$ – ток эмиттера, при котором величина $h_{21Б}$ достигает максимума;

$h_{22Б}$ – выходная проводимость при холостом токе на входе при включении его по схеме с общей базой, измеренная при эмиттерном токе $I_{\text{э}}$;

$h_{22Б}^0$ – выходная проводимость при холостом токе на входе при включении по схеме с общей базой, измеренная при эмиттерном токе $I_{\text{э}} = 0$.

Рассчитанный по измеренным статистическим параметрам информативный параметр Π сравнивается с эталоном, установленным заранее статистически для данного типа биполярных транзисторов [3]. Данный подход не является универсальным и может быть использован только для отбраковки биполярных транзисторов.

Ускоренные испытания на безотказность

Как говорилось ранее, для обеспечения требуемого уровня надёжности радиоэлектронных устройств следует проводить испытания на безотказность компонентов для поиска информативных параметров, по которым можно выявлять высоконадёжные экземпляры. Наиболее подходящими для данной цели являются ускоренные испытания на надёжность.

Различают ускоренные испытания в нормальном и форсированном режимах. Ускорения испытаний в нормальном режиме достигают уплотнением рабочих циклов или экстраполяцией по наработке. Ускорения испытаний в форсированном режиме достигают интенсификацией деградационных процессов [4]. Испытания в нормальном режиме показывают точные результаты по надёжности изделий, однако могут занимать очень продолжительное время. Поэтому, предпочтение отдаётся ускоренным испытаниям в форсированном режиме. Ускорение деградационных процессов может быть достигнуто разными методами. Как правило, универсальным является значительное увеличение температуры окружающей среды. При таком подходе следует контролировать выбранные ранее параметры изделия до момента, когда оно выйдет из строя (случится отказ). После анализа результатов выбираются параметры, значения которых за время проведения испытаний вышли за границы допустимых.

Было принято решение провести исследования по поиску информативных параметров для транзисторов большой мощности. Чтобы учесть особенности структур, а также унифицировать набор параметров, для исследований были выбраны две группы транзисторов: биполярные типа КТ819В и полевые типа КП744А. Исследования проводятся на базе УО «БГУИР» совместно со специалистами ОАО «ИНТЕГРАЛ». Важным этапом исследований является выбор электрических параметров, «подозреваемых» на информативность и измерение этих параметров в начальный момент времени у каждого экземпляра исследуемой выборки. Обработка последующих результатов испытаний на безотказность выборок приборов позволит найти связь между уровнем надёжности приборов и значениями в начальный момент времени принятых во внимание их электрических параметров. Это позволит определить совокупность наиболее информативных параметров и использовать её для практического решения задачи прогнозирования индивидуальной надёжности полупроводниковых приборов рассматриваемых типов.

Заключение

При обеспечении надёжности радиоэлектронных устройств следует применять методы индивидуального прогнозирования по информативным параметрам компонентов. Для получения универсального подхода к прогнозированию надёжности полупроводниковых приборов было принято решение провести испытания на безотказность транзисторов большой мощности с последующим выявлением информативных параметров.

Список использованных источников

1. Боровиков, С. М. Статистическое прогнозирование для отбраковки потенциально ненадёжных изделий электронной техники / монография. – М. : Новое знание, 2013. – 343 с.
2. Бусыгин В. Н. Способ отбраковки биполярных транзисторов // А.с. СССР 1632187. Опубл. 20.07.91. Бюл. №20.
3. Горлов, М. И. Современные диагностические методы контроля качества и надежности полупроводниковых изделий // М. И. Горлов, В. А. Сергеев; под науч. ред. М. И. Горлова. – 2-е изд. – Ульяновск : УлГТУ, 2015. – 406 с.
4. РД 50-424-83 Методические указания. Надежность в технике. Ускоренные испытания. Основные положения

УДК 004.056.5:004.7

ПРОВЕДЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОЙ АТАКИ НА ЛОКАЛЬНУЮ ИНФОРМАЦИОННУЮ СЕТЬ

ЦЫМБАЛОВ А. Д., ГРИНКЕВИЧ А. В.

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

E-mail: grimjoy66@gmail.com

Аннотация. В работе рассмотрен один из сценариев проведения информационной атаки, такой, как сканирование ЛИС на всем диапазоне сети класса С для получения информации об организации сети, системе защиты информации, обнаружения уязвимостей.

Abstract. This paper considers one of the scenarios for conducting an information attack, such as scanning a LIC over the entire range of a class C network to obtain information about the network organization, information security system, and vulnerability detection.

В работе рассмотрен один из сценариев проведения информационной атаки, такой, как сканирование ЛИС на всем диапазоне сети класса С для получения информации об организации сети, системе защиты информации, обнаружения уязвимостей.

В качестве атакуемой ЛИС примем усредненные значения, полученные при проведении анализа на 5 разных ЛИС, результаты сканирования представлены в таблице 1.

Таблица 1. Результаты анализа безопасности ЛИС

| Результаты опыта ЛИС | Диапазон сканирования ЛИС СПО | Кол-во обнаруженных ресурсов ЛИС | Количество обнаруженных уязвимостей | Кол-во удачно эксплуатированных уязвимостей |
|----------------------|-------------------------------|----------------------------------|-------------------------------------|---|
| Сеть № 1 | 256 хостов | 49 | 5 | 3 |
| Сеть № 2 | 256 хостов | 59 | 6 | 4 |
| Сеть № 3 | 256 хостов | 55 | 4 | 4 |
| Сеть № 4 | 256 хостов | 53 | 4 | 3 |
| Сеть № 5 | 256 хостов | 48 | 3 | 3 |
| Итого | 1280 | 264 | 22 | 17 |
| Ср. значение | 256 | 52,8≈53 | 4,4≈4 | 3,4≈3 |

Предположим что в начальный момент времени $P_z = 1$, а $P_a = 0$. Представим

$$P_z = 1 - P_{ia} = 1 - \sum_{i=1}^N N \times P_s \times P_u. \quad (1)$$

где P_z – вероятность работоспособности ЛИС;
 P_s – вероятность найти хотя бы одну уязвимость в ЛИС, которую можно эксплуатировать;
 P_u – вероятность что обнаруженные уязвимости будут удачно эксплуатированы СПО;
 P_{ia} – вероятность проведения удачной информационной атаки на ресурсы ЛИС;
 N – диапазон адресов поиска уязвимости;
 P_s – рассчитываем по формуле локальной теоремы Муавра-Лапласа.

$$P_s = P_n(m) \approx \frac{1}{\sqrt{n \times p \times q}} \times \varphi(x) = \frac{1}{\sqrt{n \times p \times q}} \times \varphi\left(\frac{m - n \times p}{\sqrt{n \times p \times q}}\right). \quad (2)$$

где m – количество ресурсов на которых обнаружена уязвимость, примем ранее высчитанное усредненное значение $m = 4$;
 n – диапазон сканирования ресурсов сети, $n = 256$;

p – вероятность того, что на сканируемом диапазоне будет обнаружена хотя бы одна уязвимость которую можно эксплуатировать

$$p = \frac{m}{n} = \frac{17}{256} \approx 0,0664. \quad (3)$$

q – вероятность того, что не будет обнаружена хотя бы одна уязвимость, которую можно использовать на диапазоне сканирования ЛИС

$$q = 1 - p \approx 0,934. \quad (4)$$

P_u рассчитываем по формуле Бернулли

$$P_u = C_n^m \times p^m \times q^{n-m}, \quad (5)$$

где m – количество ресурсов на которых обнаружена уязвимость, примем ранее высчитанное усредненное значение $m = 4$;

n – диапазон сканирования ресурсов сети, $n = 256$;

p – вероятность того, что выявленную уязвимость получится эксплуатировать $p = 0,5$;

q – вероятность того, что выявленную уязвимость не получится эксплуатировать $q = 1-p = 0,5$.

Проведем расчеты для нашей усредненной сети для определения изменений зависимости P_z от количества ресурсов ЛИС при проведении атаки. Результаты расчета представлены в табл. 2.

Таблица 2. Зависимости P_z от количества определенных сетевых ресурсов ЛИС

| Кол-во рес-ов ЛИС | 3 | 5 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 |
|-------------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| P | | | | | | | | | | |
| P_s | 0,0008 | 0,0042 | 0,0317 | 0,054 | 0,0863 | 0,1295 | 0,1826 | 0,242 | 0,3011 | 0,3485 |
| P_u | 0,75 | 0,75 | 0,75 | 0,75 | 0,75 | 0,75 | 0,75 | 0,75 | 0,75 | 0,75 |
| P_z | 0,9995 | 0,9960 | 0,9522 | 0,9085 | 0,8375 | 0,7318 | 0,5874 | 0,4077 | 0,2064 | 0,0158 |

Изобразим зависимость вероятности работоспособности (неудачи НСД) ЛИС от количества верно определенных ресурсов при сканировании на рис. 1.

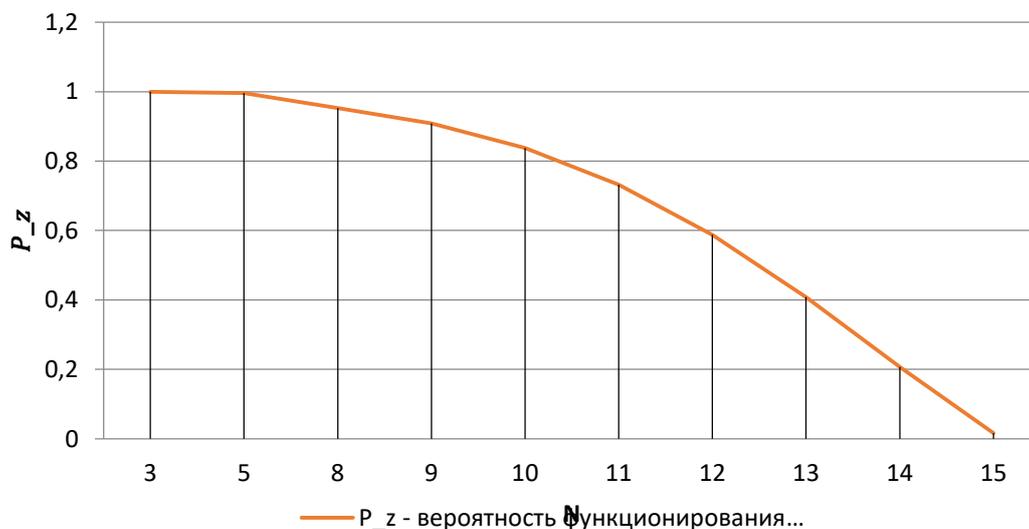


Рис. 1. Зависимость P_z от количества верно определенных ресурсов

Заключение

Анализ полученных результатов (рис. 1) показал, что вероятность удачного использования обнаруженной уязвимости P_u колеблется возле постоянной величины равной 0,75 соответственно с ростом обнаруженных уязвимостей вероятность проведения удачной информационной атаки увеличивается, а вероятность работоспособности ЛИС уменьшается и становится практически равной нулю при 15 верно определенных хостах, что является 28% от общего количества хостов ЛИС. Проведя анализ формул по которым проводился расчет, можно сделать вывод, что для уменьшения эффективности информационной атаки необходимо влиять на следующие параметры:

- 1 Количество верно обнаруженных хостов сети и определенных на них уязвимостей;
- 2 Вероятность верного определения параметров хостов и реально существующих уязвимостей;
- 3 Вероятность успешной эксплуатации выявленной уязвимости.

Список использованных источников

1. Вентцель, Е. С. Теория вероятностей: 7-е изд. / Е. С. Вентцель. – М.: Высшая школа, 2001. – 575 с.
2. Андрончик, А.Н. Защита информации в компьютерных сетях практический курс / Андрончик, А.Н., УГТУ-УПИ, 2008. – 248 с.

УДК 004.351:004.056.5

РАДИО ИДЕНТИФИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

ПОДЫМАЦКИЙ В. М.

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

E-mail: vladislav123q321q@mail.ru

Аннотация. Каждая организация старается найти оптимальные решения для организации своего бизнеса, чтобы сэкономить средства, повысить эффективность работы и доход. Технология RFID предлагает оригинальное и современное решение для учета и контроля товара на складе. Традиционные штрих-коды на каком-то этапе неплохо справлялись с задачей учета и контроля за потоками товаров, но сейчас, когда склады содержат огромное количество товаров, этот процесс отнимает все больше времени и становится трудоемким, кроме того, проблема безопасности и предотвращения воровства решается на недостаточно высоком уровне.

Abstract. Each organization tries to find optimal solutions for organizing its business in order to save money, increase work efficiency and income. RFID technology offers an original and modern solution for accounting and control of goods in stock. Traditional barcodes at some stage did a good job of accounting and controlling the flow of goods, but now that the warehouses contain a huge amount of goods, this process takes more and more time and becomes laborious, in addition, the problem of security and theft prevention is solved by not high enough level.

RFID (англ. Radio Frequency IDentification, радиочастотная идентификация) — способ автоматической идентификации объектов, в котором посредством радиосигналов считываются или записываются данные, хранящиеся в так называемых транспондерах, или RFID-метках.

Любая RFID-система состоит из считывающего устройства (считыватель, ридер или интеррогатор) и транспондера (он же RFID-метка, иногда также применяется термин RFID-тег).

По дальности считывания RFID-системы можно подразделить на системы:

- ближней идентификации (считывание производится на расстоянии до 20 см);
- идентификации средней дальности (от 20 см до 5 м);
- дальней идентификации (от 5 м до 300 м)

Большинство RFID-меток состоит из двух частей. Первая — интегральная схема (ИС) для хранения и обработки информации, модулирования и демодулирования радиочастотного (RF) сигнала и некоторых других функций. Вторая — антенна для приёма и передачи сигнала.

С введением RFID-меток в повседневную жизнь связан ряд проблем. Например, потребители, не обладающие считывателями, не всегда могут обнаружить метки, прикреплённые к товару на этапе производства и упаковки, и избавиться от них. Хотя при продаже, как правило, такие метки уничтожаются, сам факт их наличия вызывает опасения у правозащитных и религиозных организаций.

Уже известные приложения RFID (бесконтактные карты в системах контроля и управления доступом, системах дальней идентификации и в платёжных системах) получают дополнительную популярность с развитием интернет-услуг.

На рис. 1 представлен сценарий взаимодействия метки с системой на примере контроля доступа на предприятие.

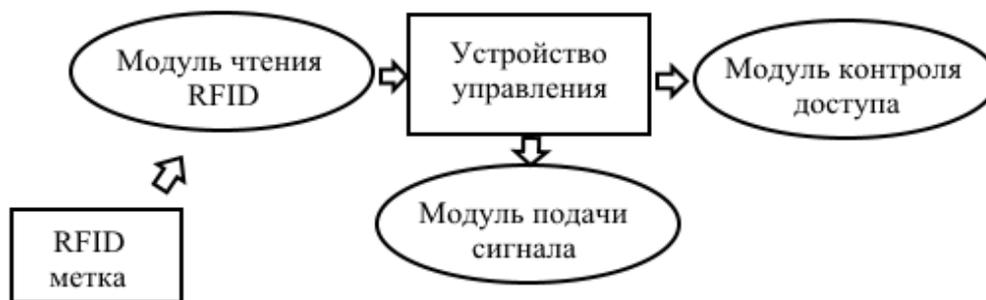


Рис. 1. Концепция взаимодействия метки с системой

Сотрудник предприятия или злоумышленник, проходя через контрольно-пропускной пункт, предоставляет для считывания свою RFID-метку. Модуль, отвечающий за считывание информации, должен получить информацию с RFID-метки и оценить полученные данные, сверяясь с базой данных системы, содержащей таблицу соответствия между данными на метках и сотрудниками, обладающими метками. Если предоставленная метка зарегистрирована в базе данных, то модуль контроля доступа открывает проход работнику. В случае ошибки идентификации — просигнализировать о попытке проникновения на предприятие.

По функциональности RFID-метки, как метод сбора информации, очень близки к штрих-кодам, наиболее широко применяемым сегодня для маркировки товаров. Компании, устанавливающей RFID-систему, не нужно тянуть за собой устаревшее оборудование и частоты, подстраивать под задачу уже имеющееся на объекте оборудование, есть возможность внедрять самые передовые разработки. Несмотря на удешевление стоимости RFID-метки, в обозримом будущем полное вытеснение штрих-кодов радиочастотной идентификацией вряд ли состоится по экономическим причинам. Многие системы радиочастотной идентификации в Республике Беларусь внедряются впервые. Основные области применения RFID — логистика, производство и контроль доступа. Распространению радиочастотной идентификации может помочь повышение осведомленности потребителей, размещение производства меток в Республике Беларусь, а также удешевление производства и эксплуатации технологии.

Список использованных источников

1. Kamran A. RFID Applications: An Introductory and Exploratory Study // International Journal of Computer Science Issues, Vol. 7, Issue 1, No. 3, January 2010, pp.2–4.
2. Власов М. RFID: 1 технология — 1000 решений: Практические примеры использования RFID в различных областях. 2014г. 218 с.
3. Граванова И. RFID в торговле: возможности и угрозы. Эл. ресурс. URL: <http://internet.cnews.ru/reviews/free/trade2006/articles/rfidtrade/>. Дата обращения 29.04.2016.
4. Власов А. И., Михненко А. Е. Информационно-управляющие системы для производителей электроники // Производство электроники. 2006. № 3. С. 15–21.
5. Власов А. И., Михненко А. Е. Принципы построения и развертывания информационной системы предприятия электронной отрасли // Производство электроники. 2006. № 4. С. 5–12.
6. Верейнов К. Д., Власов А. И., Дудко В. Г., Тимошкин А. Г. Концепция комплексной автоматизации систем управления производством и разработками на базе современного аппаратного и программного обеспечения // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Автоматизированные системы управления производством и разработками. 1994. № 2. С. 50–66.
7. Григорьева А. Какое будущее ждет RFID технологию в России? Эл. ресурс. URL: <http://www.idexpert.ru/reviews/9785/>. Дата обращения 29.04.2016.
8. Поздняев А. С., Власов А. И. Становление и развитие образовательного сегмента национальной нанотехнологической сети в современных экономических условиях. // Вестник Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана. Серия: Приборостроение. 2010. № S. С. 178–187.
9. Власов А. И., Ганев Ю. М., Карпунин А. А. Системный анализ «бережливого производства» инструментами визуального моделирования // Информационные технологии в проектировании и производстве. 2015. № 4 (160). С. 19–24.
10. Wolfram G. Gampi B. Gabriel P. The RFID Roadmap: The Next Steps for Europe // Springer Science & Business Media, August 2008, pp 112–118.
11. Hasan N. Roadmap for RFID Implementation in Libraries: Issues and Challenges. //International Journal of Information, Library and Society, (2014). 3(1),pp. 65–71.

УДК 004.42:004.054

СИСТЕМА КОМПЬЮТЕРНЫХ ПРОГРАММ ДЛЯ ГРУППОВОГО ТЕСТИРОВАНИЯ ЗНАНИЙ СТУДЕНТОВ ТЕХНИЧЕСКИХ СПЕЦИАЛЬНОСТЕЙ

ДЕМИДОВИЧ Г. Н., САННИКОВ П. П.

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

E-mail: dgn1248@tut.by, efil@tut.by

Аннотация. Система компьютерных программ для группового тестирования знаний студентов технических специальностей является клиент-серверной средой, которая позволяет создавать тесты, проводить индивидуальное и групповое тестирование, с использованием отдельных компьютеров, локальной компьютерной сети, а также удаленно через Internet. Система позволяет использовать четыре вида традиционных тестовых заданий и задание, позволяющее проверить правильность составления студентами структурных, функциональных и фрагментов принципиальных схем. Она позволяет случайным образом формировать требуемое число тестов примерно одинаковой сложности из базы тестовых заданий, автоматически выставлять оценки и документировать результаты тестирования. Система компактна, в ней используется традиционный компьютерный интерфейс и быстро осваивается студентами.

Abstract. The system of computer programs for group testing of knowledge of students of technical specialities is the client server environment which allows to create tests, to hold individual and group testing, with usage of separate computers, a local computer network, and also is remote through Internet. The system allows to use four types of traditional test jobs and the job, allowing to check up correctness of compilation by students structural, functional and fragments of schematic diagrams. She allows to form in a random way demanded number of tests approximately identical complexity of basis of test jobs, automatically to put down marks and to document results of testing. The system is compact, in it the traditional computer interface is used and quickly mastered by students.

В настоящее время существует множество компьютерных программ для создания тестов, проведения компьютерного тестирования знаний обучающихся, а также сбора и анализа полученных результатов тестирования. Их спектр широк - от простейших, которые реализованы на базе стандартных средств типа Microsoft Word, Microsoft Excel до мощных систем тестирования типа MyTestX [1]. Однако для группового тестирования студентов по инженерным специальностям в области радиоэлектроники в них имеется существенный недостаток, состоящий в том, что отсутствуют средства тестирования знаний необходимых для правильного построения электрических структурных, функциональных и фрагментов принципиальных схем. Поэтому создание системы компьютерных программ для обеспечения возможности составления тестовых заданий для студентов технических специальностей, которое наряду с основными традиционными способами тестирования знаний студентов, позволяют расширить возможности контроля знаний с учетом технической направленности обучения является актуальной. При этом должна быть обеспечена возможность реализации как индивидуального, так и одновременного группового тестирования знаний студентов на занятиях в компьютерном классе, а также удаленно через Internet.

Анализ состояния разработок в области тестирования знаний показал, что существующие аналоги компьютерных программ для оценки знаний учащихся и студентов не имеют достаточных функциональных возможностей для создания тестовых заданий по специализированным направлениям обучения, требующим знаний составления графических схем, в том числе и электрических. Кроме того, большинство известных компьютерных тестирующих программ недостаточно защищены от несанкционированного доступа и ориентированы, в основном, на операционную систему Microsoft Windows.

Устранив отмеченные недостатки существующих аналогов компьютерных тестирующих программ, можно значительно улучшить качество оценивания знаний студентов технического профиля подготовки, а также предоставить возможность проводить как локальное, так и групповое тестирование, например, в локальной компьютерной сети, или удаленно в сети Internet, а также сетях, использующих различные операционные системы [2].

К настоящему времени разработан и внедрен в учебный процесс программный комплекс для проведения группового тестирования студентов на кафедре «Системы Телекоммуникаций», ныне

кафедры «Инфокоммуникационных технологий» БГУИР, как результат дипломной работы студента Санникова П.П. Данный программный комплекс состоит из двух программ, которые взаимодействуют друг с другом по двухуровневой сетевой архитектуре.

Первая программа выполняет функции сервера. Она содержит набор инструментов, обладающих широкими функциональными возможностями для создания базы тестовых заданий. Причем этот набор максимально адаптирован к типовым стандартным интерфейсам пользователя ПК, что обеспечивает удобство как при создании и запуске тестов по локальной компьютерной сети или на локальном компьютере, так и при выполнении тестовых заданий студентами удаленно, через Internet.

В программе-сервере имеются возможности для создания тестов со следующими типами ответов: традиционный - выбор одного или несколько верных ответов на предложенное тестовое задание (вопрос); сопоставление значений физических величин и анализ формул; словесный ответ с последующей проверкой преподавателем; точный количественный или словесный ответ; структурная или функциональная схема; ответ в виде аналитической записи (формулы).

Программа-сервер имеет мощный интеллектуальный алгоритм для сравнения ответов студента с эталонными ответами преподавателя. Этот алгоритм позволяет корректно оценивать различные по форме, но правильные, по существу, ответы. Программа также реализует гибкий способ оценивания сложности тестового задания на основе предварительного задания категории (веса) сложности каждого отдельного вопроса, что позволяет проводить тестирование для разных оценочных шкал, а также задавать уровень сложности теста в целом. При этом программа сама выбирает из базы тестовых заданий вопросы, соответствующие требуемой сложности теста, и предъявляет тестовые задания в случайном порядке при каждом очередном запуске теста на исполнение.

Вторая программа является клиентской и предназначена для организации выполнения студентами тестовых заданий. Клиентская программа регистрирует студента на серверной программе и производит загрузку и воспроизведение теста, сформированного программой-сервером. Связь между программами производится по TCP протоколу и шифрованием всех передаваемых данных по симметричному алгоритму DES. Применение криптографии в передаче данных сводит практически к нулю возможность взлома и подмены результатов сдачи теста. Клиентская программа имеет простой и интуитивно понятный интерфейс, что позволяет существенно сократить затраты времени на предварительное ознакомление студентов с программой.

Обе программы являются кроссплатформенными и могут работать на различных устройствах, таких как персональные компьютеры, планшеты и смартфоны. Программы, написаны с использованием технологии Adobe AIR, совместимы с различными операционными системами (Microsoft Windows, Linux, Mac OS и др). Технология Adobe AIR позволяет запускать программы прямо в браузере пользователя, благодаря чему клиентская программа способна работать в режиме веб-приложения, что позволяет запускать предварительно установленную на компьютер студента программу напрямую, например, с сайта bsuir.by и удаленно проводить тестирование.

Эффективность системы тестирования подтверждается тем, что полученные, в среднем, по десятибалльной системе, результаты тестирования студентов в течение нескольких семестров, в процессе изучения таких дисциплин как «Компьютерные сети и системы радиодоступа», «Системы доступа к телекоммуникационным и компьютерным сетям» и оценки знаний студентов на экзаменах по этим дисциплинам отличались максимум на $\pm (1, 2)$ балла.

Список использованных источников

1. Гринчук, С. Н. Технологии компьютерного тестирования: учеб.-метод. пособие / С. Н. Гринчук, И. А. Дзюба, Е. В. Шакель. – Минск: РИВШ, 2016. – 208 с.
2. Прончев, Г. Б. Автоматизированная информационная система контроля знаний удаленного доступа / Г. Б. Прончев, Н. Г. Прончева, А. В. Гришков // Молодой ученый. - 2011. - №12. Т.1. С 5 – 11.

УДК 681.586

УСТРОЙСТВО РЕГИСТРАЦИИ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ НА БАЗЕ МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ

АНТУНЕВИЧ А. Л., ИЛЬЁВ И. Г., КРИВЕЦ А. Ф.

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

E-mail: antunart@yandex.ru

Аннотация. В докладе рассмотрены вопросы разработки, реализации и исследования устройства регистрации параметров движения механических объектов. В качестве чувствительного элемента использован инерциально-измерительный модуль MPU6050, включающий трехосевые гироскоп и акселерометр, выполненные по технологии микроэлектромеханических систем.

Abstract. In the report questions of working out, embodying and examination of the device of recording of parameters of a motion of mechanical objects are considered. As a sensing device the inertial-measuring module MPU6050 including a three-axial gyroscope and an accelerometre, executed on technology of microelectromechanical systems is used.

В ходе экспериментальных исследований динамики механических объектов возникает задача фиксации параметров их движения. Источниками первичной информации выступают, как правило, различного рода датчики. В частности, при исследовании механических систем, интерес представляет информация о перемещении, угловой скорости и ускорении объектов.

В настоящее время широкое применение нашли инерциальные измерительные модули (ИИМ) на базе микроэлектромеханических систем (МЭМС), включающие в свой состав две триады датчиков угловой скорости (ДУС) и датчиков линейных ускорений (ДЛУ) [1]. К основным достоинствам, отличающим использование МЭМС-датчиков, относятся: малые массогабаритные характеристики, низкое энергопотребление, высокая надежность, стойкость к внешним воздействиям, относительно низкая стоимость.

Данные с датчиков ИИМ записываются в выделенные регистры микросхемы ИИМ. Для конфигурации ИИМ, а также считывания и первичной обработки данных, поступающих с датчиков, используют процессорный модуль, основой которого является, как правило, микроконтроллер [2].

Предлагаемый вариант структурной схемы устройства регистрации параметров движения механических объектов на базе МЭМС-датчиков представлен на рис. 1.

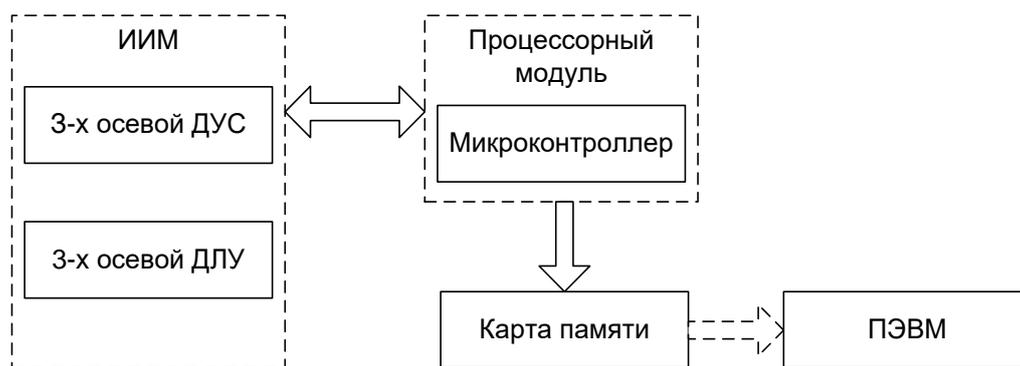


Рис. 1. Структурная схема регистратора параметров движения механических объектов на базе МЭМС-датчиков

Процесс получения данных с помощью устройства, построенного по приведенной схеме (рис. 1.) включает два этапа: запись первичных значений исследуемых физических величин на карту памяти и их окончательную обработку с помощью программного обеспечения для математического анализа на персональной электронной вычислительной машине (ПЭВМ). Достоинствами такого подхода являются простота, надежность и высокая частота регистрации данных, основным недостатком –

отсутствие возможности наблюдения за значениями исследуемых параметров в процессе их регистрации.

Предлагаемое устройство для записи угловых скоростей и линейных ускорений механических объектов реализовано на основе доступных компонентов:

ИИМ – GY-521 на микросхеме MPU6050;

микроконтроллер – STM32F103C8T6 на отладочной плате;

карта памяти – карта типа SD емкостью 1 Гб.

Связь модуля GY-521 с микроконтроллером осуществляется по интерфейсу I2S, микроконтроллера с картой памяти – SPI. Код программного обеспечения для микроконтроллера STM32F103C8T6 написан в среде Arduino IDE.

Внешний вид компонентов устройства представлен на рисунке 2, готового устройства со снятой верхней крышкой – на рисунке 3.

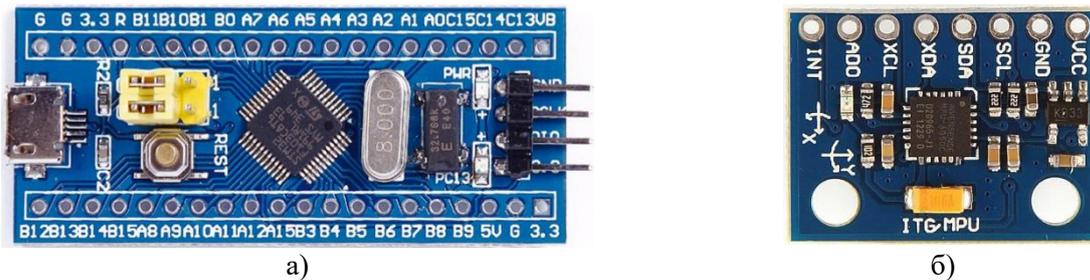


Рис. 2. Внешний вид компонентов устройства: а – отладочная плата микроконтроллера STM32F103C8T6, б – ИИМ GY-521



Рис. 3. Внешний вид устройства регистрации параметров движения механических объектов (со снятой верхней крышкой)

ИИМ GY-521 жестко закреплен на корпусе устройства, остальные компоненты размещены в поролоновом вкладыше, что обеспечивает их защиту от механических повреждений. Питание устройства производится от малогабаритного литий-ионного аккумулятора напряжением 3,7 В емкостью 2 А ч через стабилизатор напряжения на 3,3 В, размещенный на отладочной плате микроконтроллера STM32F103C8T6.

Кроме того, предусмотрена световая индикация процесса функционирования устройства: при включенном питании и нормальной работе устройства светодиодный индикатор мерцает с частотой 2 Гц, при заполнении карты памяти – 1 Гц, в случае неисправной связи между компонентами устройства, либо неисправности (необнаружении) карты памяти – непрерывно горит.

Для исследования характеристик и калибровки датчиков разработанного устройства построена лабораторная установка. Основой установки является датчик механических колебаний в двух плоскостях с возможностью регулировки амплитуды и частоты колебаний. Экспериментальные исследования устройства регистрации параметров движения механических объектов показали наличие шумовой составляющей в данных ИИМ (рисунок 4).

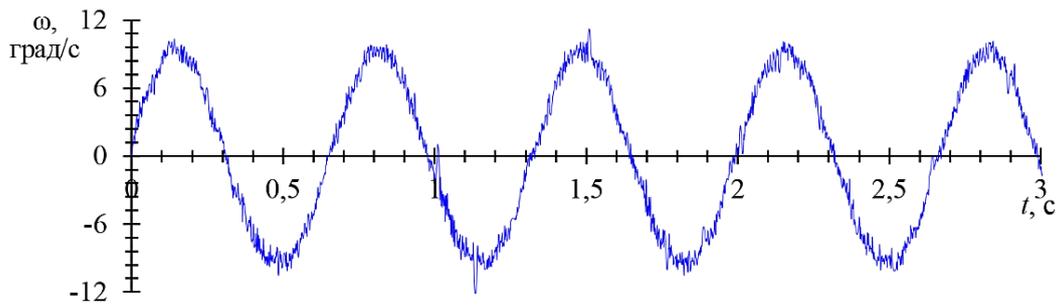


Рис. 4. Фрагмент записи данных угловой скорости (заданная частота колебаний 1,5 Гц)

Опытным путем установлено, что фильтрацию получаемых с датчиков данных целесообразно проводить в два этапа: на первом этапе осуществлять очистку полезного сигнала от шумов с помощью цифрового фильтра нижних частот (ФНЧ), встроенного в ИИМ (рисунок 5); на втором этапе использовать дополнительные меры, к примеру, фильтрацию с помощью фильтра с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ) (рисунок 6).

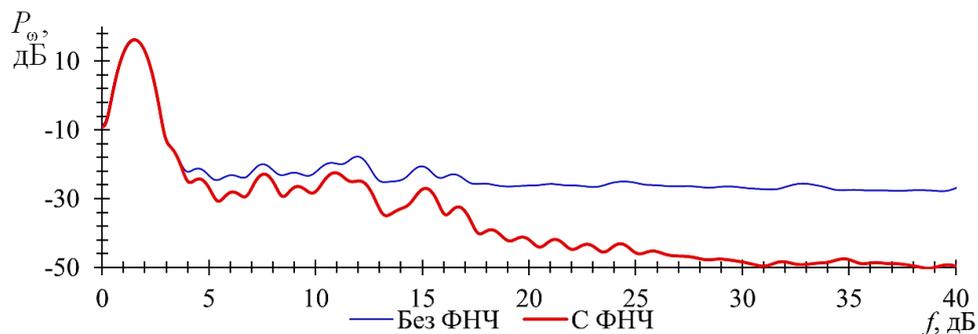


Рис. 5. Результаты спектрального анализа данных угловой скорости

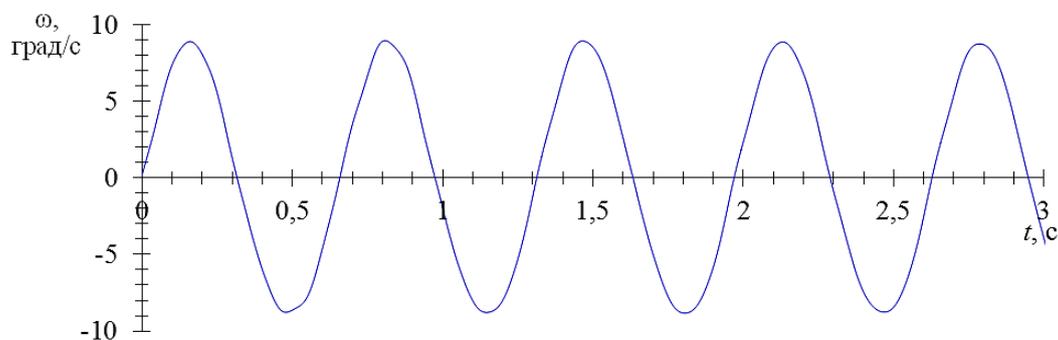


Рис. 6. Результаты двухэтапной фильтрации фрагмента данных угловой скорости (с использованием ФНЧ и БИХ-фильтра)

Таким образом, применение МЭМС-датчиков способствовало реализации простого и доступного по стоимости устройства регистрации параметров движения механических объектов. Использование указанного устройства совместно с ПЭВМ позволяет проводить анализ амплитудных и частотных свойств исследуемых объектов или системы тел.

Дальнейшее совершенствования разработанного устройства направлено на реализацию возможности по его быстрой конфигурации (выбору интересующего датчика, заданию пределов измерения, настройке частоты среза ФНЧ) непосредственно перед началом работы путем задействования порта последовательного ввода-вывода микроконтроллера (UART). Кроме того, интерес представляет реализация адаптивного задания пределов измерения физической величины, в зависимости от характера ее изменения в режиме реального времени. Указанные возможности направлены на повышение точности измерения исследуемой физической величины и достижение наивысшей возможной частоты регистрации данных.

Список использованных источников

1. Сахарук, Д. А. Исследование ошибок инерциального измерительного модуля на микроэлектромеханических датчиках / Д. А. Сахарук, А. Б. Сивашко // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2010. – № 3. – С. 42–47.
2. Вопросы разработки инерциальных пешеходных навигационных систем на основе МЭМС-датчиков [Электронный ресурс] / П. С. Маринушкин [и др.] // Наука и Образование. МГТУ им. Н. Э. Баумана. Электрон. журн. – 2015. – № 6. – С. 157–173. – Режим доступа: https://rus.neicon.ru/xmlui/bitstream/handle/123456789/17610/SEBMSTU_Jun2015_157to173.pdf?sequence=1. – Дата доступа: 19.01.2019.

УДК 539.216.2

ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ СТРУКТУР Ni/HfO₂/Ni

ТЕЛЕШ Е. В., ЗЫРЯНОВА А. С.

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

E-mail: eteles@mail.ru

Аннотация. Исследовано влияние состава рабочего газа и температуры подложки на частотную дисперсию электрофизических характеристик тонкопленочных структур Ni/HfO₂/Ni, полученных реактивным ионно-лучевым распылением металлической мишени. Установлено повышение диэлектрической проницаемости и потерь при частоте выше 400 кГц, что можно связать с недостаточным окислением гафния и образованием кислородных вакансий в пленке диоксида гафния. Повышение температуры подложки способствовало значительному росту величины диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь при частотах 20–40 кГц. При увеличении частоты внешнего поля до 100 кГц наблюдалось резкое снижение уровня ϵ и $\text{tg}\delta$.

Abstract. The effect of the composition of the working gas and the substrate temperature on the frequency dispersion of the electrophysical characteristics of thin-film Ni/HfO₂/Ni structures obtained by reactive ion-beam sputtering of a metal target is investigated. An increase in the dielectric constant and losses at a frequency above 400 kHz was established, which can be associated with insufficient oxidation of hafnium and the formation of oxygen vacancies in the hafnium dioxide film. An increase in the substrate temperature promoted a significant increase in the dielectric constant and dielectric loss tangent at frequencies of 20 – 40 kHz. With an increase in the frequency of the external field to 100 kHz, a sharp decrease in the level of $\text{tg}\delta$ and ϵ was observed.

В настоящее время вопросы получения и последующего исследования тонких пленок оксида гафния становятся более актуальными, что связано с рядом отличительных свойств данного материала, а именно высокой температурой плавления ($T=3050$ К), прочностью, хорошими оптическими и диэлектрическими характеристиками, сохраняющимися в широком интервале температур [1]. Спектр свойств диоксида гафния HfO₂ обуславливает его применение во многих областях науки и техники. При равной удельной емкости такие диэлектрики гораздо толще и, соответственно, имеют существенно более низкие уровни туннельных токов утечки. Поэтому в микроэлектронике на сегодняшний день этот материал является наиболее перспективным high-k диэлектриком для замены традиционного применяемого диоксида кремния SiO₂ в МДП транзисторах (рис.1) [2]. Кроме того, HfO₂ термодинамически стабилен в контакте с кремниевой поверхностью, что крайне важно для подзатворного диэлектрика. Его диэлектрические свойства зависят от диэлектрической проницаемости и ширины запрещенной зоны диэлектриков. В реальных условиях диэлектрические свойства также зависят от толщины слоя диэлектрика, его пористости, наличия примесных атомов, фазового состояния и других факторов. То есть на диэлектрические свойства в значительной степени влияет метод получения диэлектрического слоя.

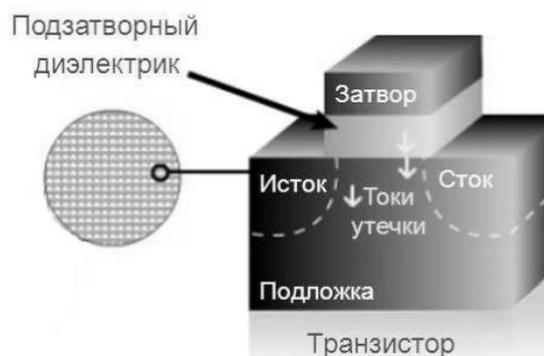


Рис. 1. Схема МДП транзистора

В работе [3] были исследованы транспортные свойства тонких плёнок HfO_{2-x} с нестехиометрическим составом. Наиболее простым способом измерения диэлектрической проницаемости является метод измерения ёмкости плоского конденсатора, изготовленного с использованием исследуемого диэлектрического слоя между двумя электродами. Частотная зависимость ёмкости тонкопленочных структур «металл/ HfO_{2-x} /металл» в диапазоне частот от 1 до 10^3 кГц и при комнатной температуре показала уменьшение ёмкости и, соответственно, диэлектрической проницаемости структур. Авторы отмечают, что, хотя диэлектрические характеристики удовлетворительно описываются в рамках соотношений Дебая, дефекты кислородных вакансий в объёме материала при высоких температурах вносят существенных вклад в электропроводность плёнок.

Задачей настоящей работы являлось исследование влияния частоты внешнего поля на диэлектрическую проницаемость ϵ и тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$ тонкопленочных структур металл/ HfO_2 /металл. Формирование пленок HfO_2 осуществляли реактивным ионно-лучевым распылением мишени из гафния. В качестве рабочих газов использовались аргон газообразный, чистый марки «А», ГОСТ 10157-73 и кислород ГОСТ 6331-78. В качестве материала мишени использовался металлический гафний марки ГФИ-1 ГОСТ 22517-77. Электрофизические параметры пленок (диэлектрическая постоянная ϵ , тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$) определялись путем измерения характеристик структуры металл/диэлектрик/металл. Металлические контакты диаметром 300 мкм формировались путем ионно-лучевого напыления через маску пленки никеля толщиной $\sim 0,3$ мкм. Ёмкость и $\text{tg}\delta$ данной структуры измеряли с помощью измерителя иммитанса Е7-20 в диапазоне частот от 20 кГц до 1 МГц.

На рис. 2. представлены частотные зависимости электрофизических параметров структур $\text{Ni}/\text{HfO}_2/\text{Ni}$, сформированных при разных парциальных давлениях кислорода в рабочем газе. Температура подложки составляла ~ 313 К.

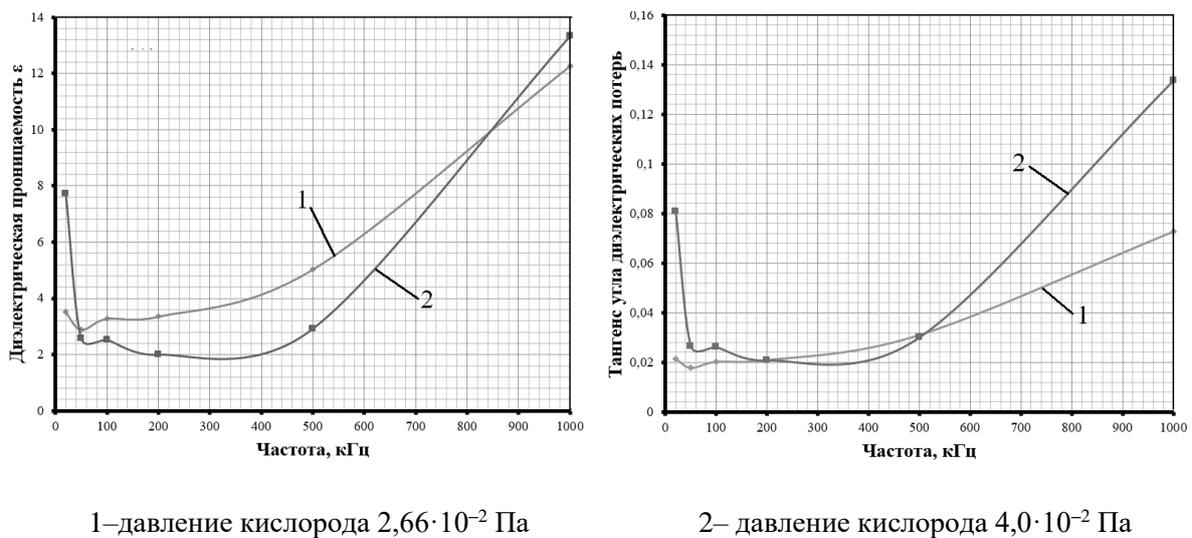
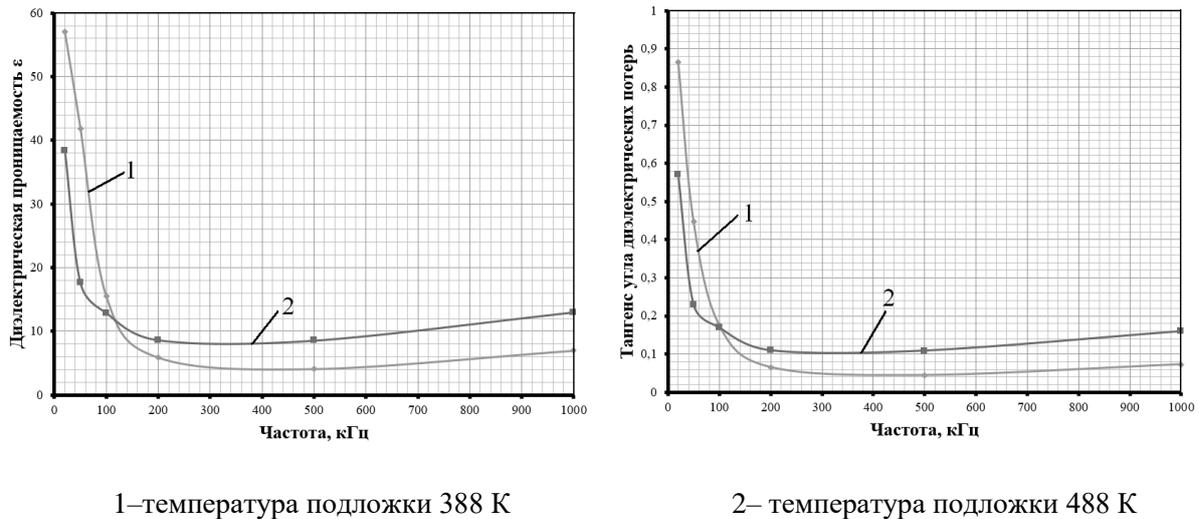


Рис. 2. Зависимость диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь структур от частоты внешнего поля и от парциального давления кислорода

Наблюдалось снижение ϵ почти в 4 раза при частоте 300 кГц у структур, полученных при давлении кислорода $4,0 \cdot 10^{-2}$ Па. Повышение диэлектрической проницаемости и потерь при частоте выше 400 кГц можно связать с недостаточным окислением гафния и образованием кислородных вакансий в пленке диоксида гафния. В диэлектрике, находящемся в постоянном электрическом поле, потери определяются только током сквозной проводимости. При низких частотах величина $\text{tg}\delta$ определяется, в основном, током сквозной проводимости. С увеличением частоты реактивное емкостное сопротивление уменьшается пропорционально частоте. Поэтому растёт реактивный ток, и, следовательно, $\text{tg}\delta$. При некоторой частоте релаксационные процессы начинают отставать от изменения внешнего поля. В результате появляется поляризационный активный ток, растущий пропорционально квадрату частоты. Это приводит к увеличению потерь и росту $\text{tg}\delta$.

Повышение температуры подложки способствовало значительному росту величины диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь при частотах 20–40 кГц (рис.3). Парциальное давление кислорода составляло $4,0 \cdot 10^{-2}$ Па.



1—температура подложки 388 К

2— температура подложки 488 К

Рис. 3. Зависимость диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь структур от частоты внешнего поля и от температуры подложки

При увеличении частоты внешнего поля до 100 кГц наблюдалось резкое снижение уровня ϵ и $\text{tg}\delta$. Это уменьшение означает, что поляризованность (поверхностная плотность связанного заряда) понижается. Уменьшение значения ϵ при увеличении частоты внешнего поля объясняется тем, что некоторые виды поляризации не успевают установиться, т. е. время их релаксации существенно больше, чем период колебаний поля. Известно, что повышение частоты приводит к «выключению» составляющих поляризуемости молекул HfO_2 . Сначала исчезает ориентационная поляризуемость, а затем и ядерная. При дальнейшем увеличении частоты один из релаксационных видов поляризации, если их много, перестаёт успевать следовать за изменением внешнего поля. Следовательно, этот вид поляризации исчезает, $\text{tg}\delta$ также уменьшается.

Список использованных источников

1. Wang, J. Review. Hafnia and hafnia-toughened ceramics [text] / J. Wang, H. P. Li, R. Stevens // J. Mater. Sci. – 1992. – Vol. 27., № 20. – P. 5397-5430.
2. Huang, A. P. Hafnium based high k gate dielectrics / A. P. Huang, Z.C. Yang, P. K. Chu; Ed. by: P. K. Chu // Advances in Solid State Circuits Technologies. – 2010. – P. 333–350.
3. He, J. Q. Microstructure and interfaces of HfO_2 thin films grown on silicon substrates [text] / J. Q. He, A. Teren, C. L. Jia, P. Ehrhart, K. Urban, R. Waser, R. H. Wang // J. Cryst. Growth. – 2004. – Vol. 262., № 1-4. P. 295-303.

УДК 621.317.729.3

БИКОНИЧЕСКАЯ АНТЕННА С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЛИНЗОЙ

КЕДА В. В.

ОАО КБ «Радар» — управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: ew1bbe@mail.ru

Аннотация. Рассмотрена модификация биконической антенны, в которой благодаря использованию диэлектрической линзы простой формы удалось улучшить коэффициент усиления антенны и снизить уровень бокового излучения.

Abstract. A modification of the biconic antenna is considered, in which, thanks to the use of a simple dielectric lens, it was possible to improve the antenna gain and reduce the level of side radiation.

Введение

Биконические антенны нашли широкое применение в качестве широкополосных слабонаправленных антенн, некоторые примеры которых описаны в литературе [1-5]. В работе [5] предложена конструкция биконической антенны с неоднородной пластиковой линзой, изготавливаемой методом 3D-печати и позволяющей улучшить согласование антенны с фидером и ее направленные свойства. В настоящей работе предложена и исследована более простая конструкция биконической антенны с однородной пластиковой линзой, позволяющая улучшить направленные свойства биконической антенны.

Конструкция антенны

С целью оценки влияния линзы на характеристики антенны была проведена оптимизация и последующее сравнение характеристик 2-х вариантов антенны: без линзы (Рис.1, а) и с линзой (Рис.1, б и Рис.2). Обе антенны оптимизированы по критерию максимума среднего коэффициента усиления в диапазоне частот 0.6-6 ГГц. Питаются антенны напрямую коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом. В процессе оптимизации габариты обеих антенн были ограничены внутренними габаритами обтекателя цилиндрической формы (диаметр 200 мм, высота 200 мм, толщина стенки 2 мм). Обтекатель антенн и линза изготавливаются из пластика с диэлектрической проницаемостью 2.8. Потери в материалах антенны при моделировании и оптимизации не учитывались. Моделирование осуществлялось методом конечных разностей во временной области.

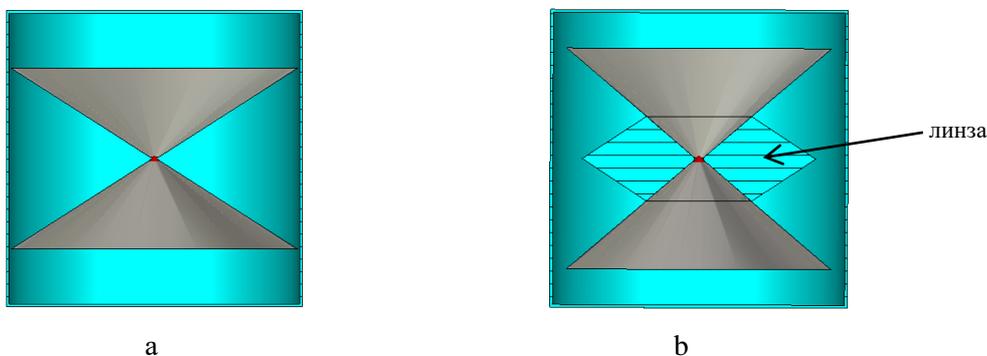


Рис.1. Конструкция антенны без линзы (а) и с линзой (б)

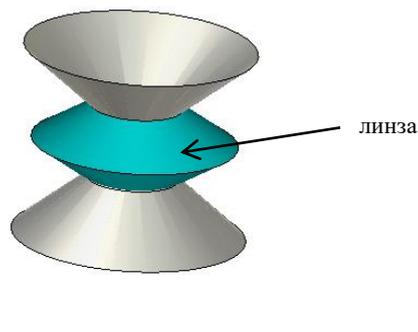


Рис.2. Вид антенны с линзой со снятым кожухом

Результаты моделирования

На рис.3 показана зависимость коэффициента усиления КУ от частоты для двух антенн. Из рис.3 видно, что антенна с линзой в среднем имеет на 0.5 дБ больший КУ чем антенна без нее.

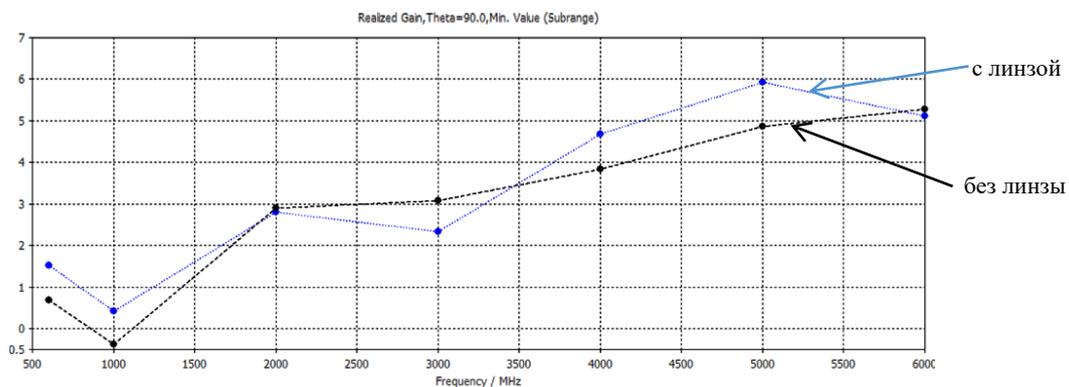


Рис.3. Зависимость коэффициента усиления от частоты

На рис.4-10 показаны диаграммы направленности ДН антенн в вертикальной плоскости для частот 0.6, 1, 2, 3, 4, 5 и 6 ГГц. Из полученных результатов видно, что антенна с линзой имеет более низкий уровень боковых лепестков.

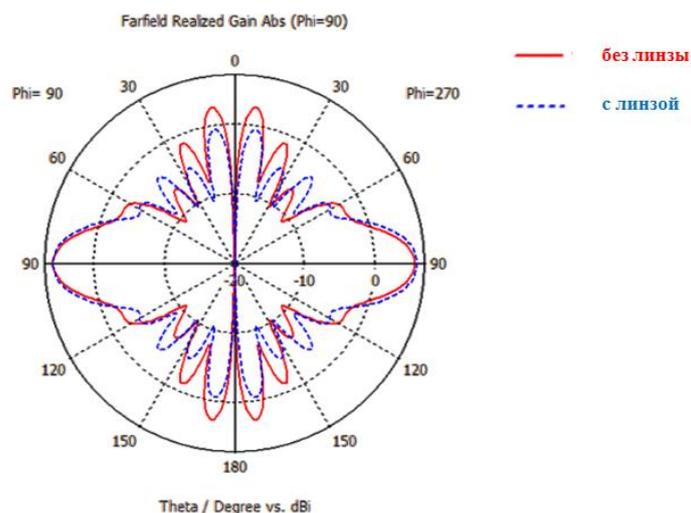


Рис.4. ДН антенны в вертикальной плоскости на частоте 6000 МГц

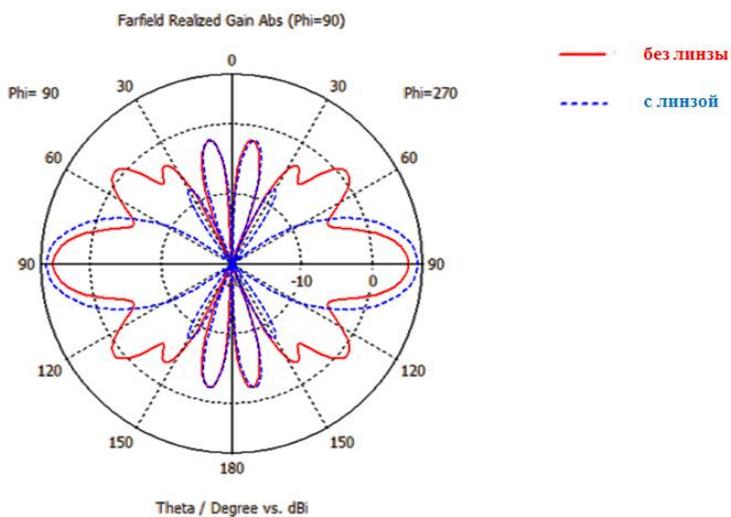


Рис.5. ДН антенны в вертикальной плоскости на частоте 5000 МГц

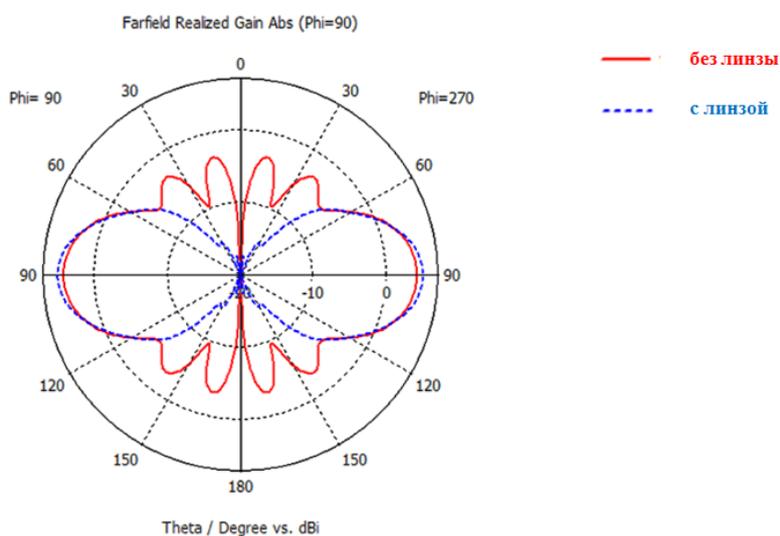


Рис.6. ДН антенны в вертикальной плоскости на частоте 4000 МГц

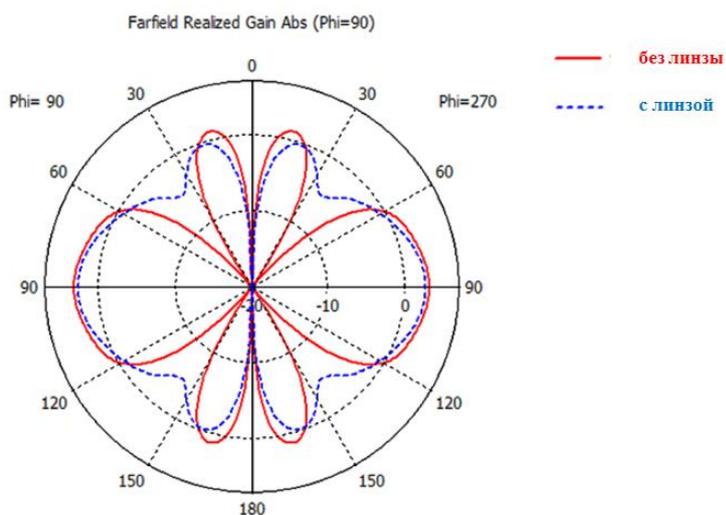


Рис.7. ДН антенны в вертикальной плоскости на частоте 3000 МГц

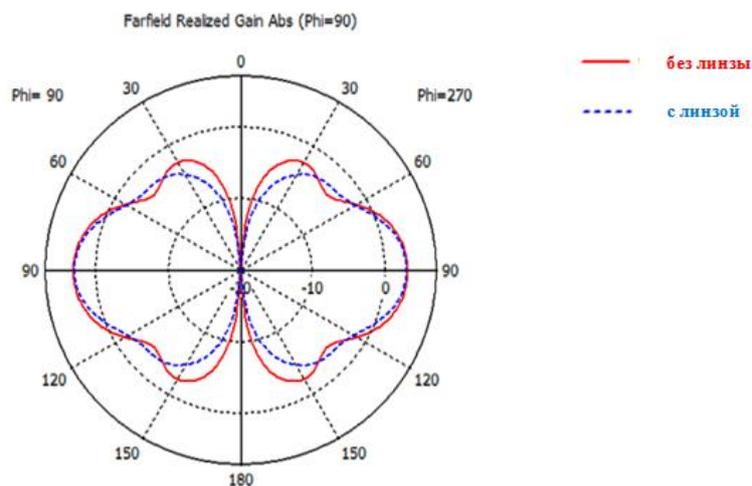


Рис.8. ДН антенны в вертикальной плоскости на частоте 2000 МГц

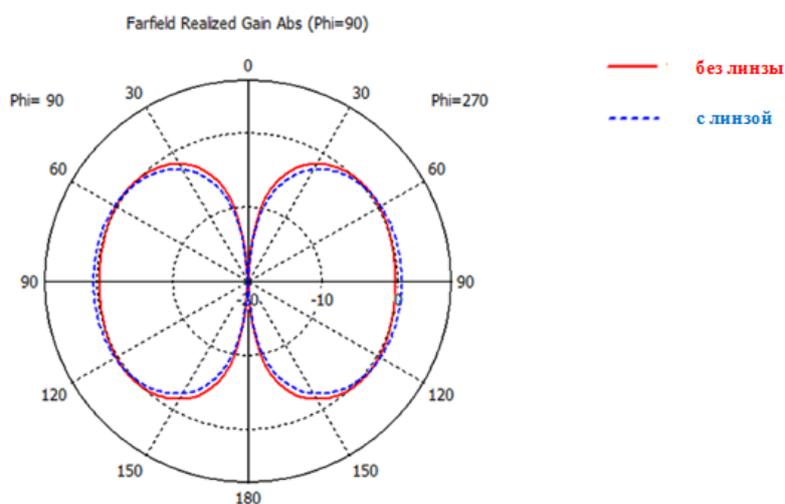


Рис.9. ДН антенны в вертикальной плоскости на частоте 1000 МГц

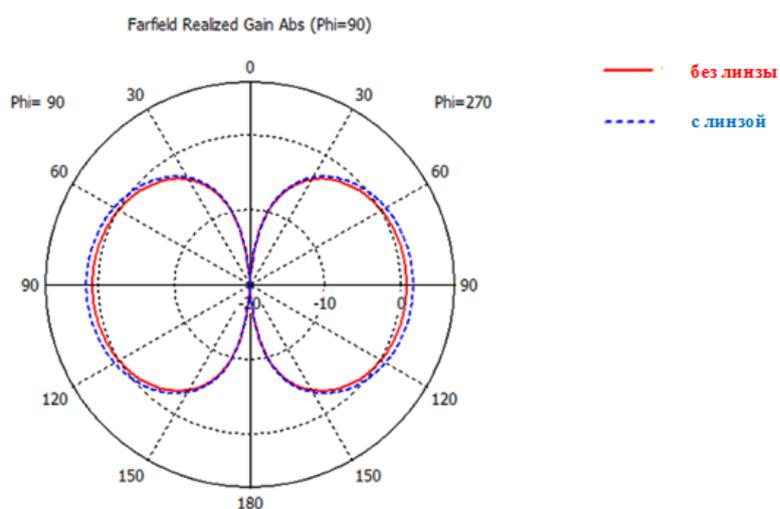


Рис.10. ДН антенны в вертикальной плоскости на частоте 600 МГц

На рис.10 показаны зависимости КСВ антенн от частоты, из которых видно, что согласование антенны с линзой заметно хуже, чем у антенны без нее.

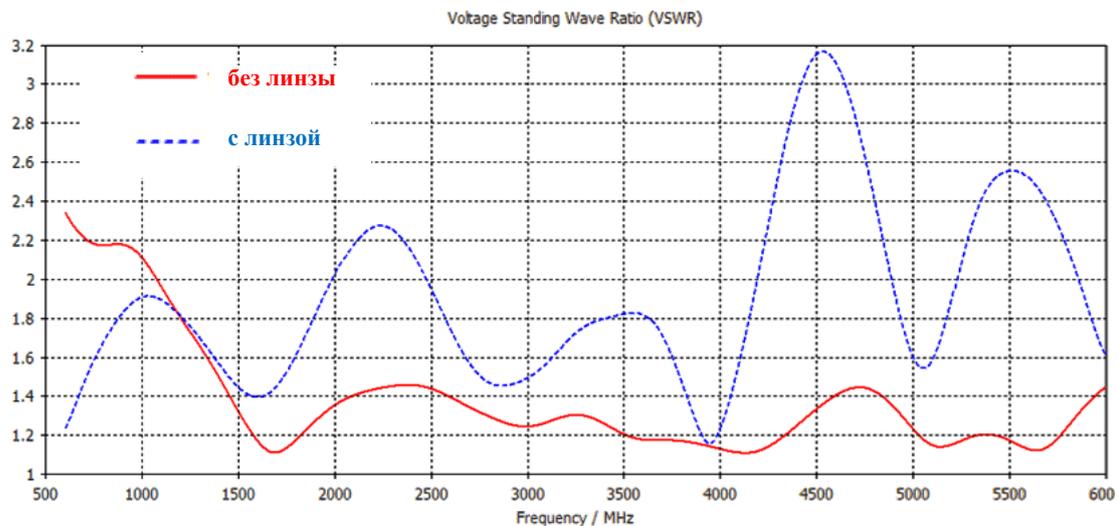


Рис.11. Зависимость КСВ от частоты

Заключение

Исследование показало, что применением описанной в работе линзы, можно добиться прироста коэффициента усиления биконической антенны примерно на 0.5 дБ в относительной полосе частот 182%, а также снижения уровня боковых лепестков.

Список использованных источников

1. Constantine Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design. John Wiley and Sons, pp.442-447, 1982
2. K. Nagasawa and I. Matsuzuka, "Radiation field of biconical horn antenna with different flare angles," Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium, San Jose, CA, USA, 1989, pp. 348-351 vol.1, doi: 10.1109/APS.1989.134690.
3. K. Nagasawa and I. Matsuzuka, "Radiation field consideration of biconical horn antenna with different flare angles," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 36, no. 9, pp. 1306-1310, Sept. 1988, doi: 10.1109/8.8608.
4. K. Nagasawa and I. Matsuzuka, "Radiation field of biconical horn antenna with oblique edges," International Symposium on Antennas and Propagation Society, Merging Technologies for the 90's, Dallas, TX, USA, 1990, pp. 527-530 vol.1, doi: 10.1109/APS.1990.115163.
5. A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, E. A. Seregina and G. K. Uskov, "Biconical antenna with inhomogeneous dielectric lens for UWB applications," in Electronics Letters, vol. 56, no. 17, pp. 857-859, 20 8 2020, doi: 10.1049/el.2020.1098.

УДК 621.372.8

ВОЛНОВОДНО-ПОЛОСКОВЫЙ НАПРАВЛЕННЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ

КАЛИНИН А. А.

НП ООО «ОКВ ТСП»
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: kalininaa@okbtsp.com

Аннотация. Предложена конструкция волноводно-коаксиального направленного ответвителя. Прямоугольный волновод и микрополосковая линия имеют общую проводящую поверхность с двумя окнами связи. Приводятся результаты электродинамического моделирования такого прибора.

Abstract. A design of a waveguide strip directional coupler is offered. The rectangular waveguide and the microstrip transmission line have common conductive plane with two coupling holes. The results of electrodynamic simulation of this device are provide.

Направленные ответвители широко применяются в радиотехнических системах различного назначения для контроля параметров сигнала в линии и качества согласования. Особенно актуально их использование в волноводных трактах с высоким уровнем мощности в составе систем защиты СВЧ генераторов от обратной волны.

Направленные ответвители волноводного типа, обеспечивая требуемые значения таких характеристик, как направленность и переходное ослабление, имеют относительно большие размеры. Поэтому актуальным является разработка малогабаритных направленных ответвителей, работающих в волноводных трактах см и мм диапазонов волн с избыточным давлением.

Направленный ответвитель состоит из первичной и вторичной линий передачи. В зависимости от типа направленного ответвителя эти линии передачи могут иметь общую стенку и отверстия связи в ней (волноводный тип), либо располагаться рядом друг с другом (связанные линии), или находиться одна в другой (волноводно-коаксиальный и волноводно-полосковый тип).

В [1] рассматривается относительно сложная конструкция волноводно-полоскового двунаправленного ответвителя, в котором используется воздушная полосковая линия. Ниже будем рассматривать волноводно-полосковый направленный ответвитель с интерференционным принципом действия, который имеет два элемента связи между первичной и вторичной линиями передачи.

Конструкция направленного ответвителя представлена на рис.1. Он состоит из отрезка прямоугольного волновода, на широкой стенке которого установлена диэлектрическая пластина с металлизированной дорожкой специальной формы. Прямоугольный волновод является первичной линией передачи с портами 1 и 2. Верхняя стенка волновода совместно с диэлектрической пластиной и дорожкой выполняют роль вторичной линии передачи микрополоскового типа с портами 3 и 4. В стенке волновода выполнены два элемента связи в виде отверстий круглой формы.

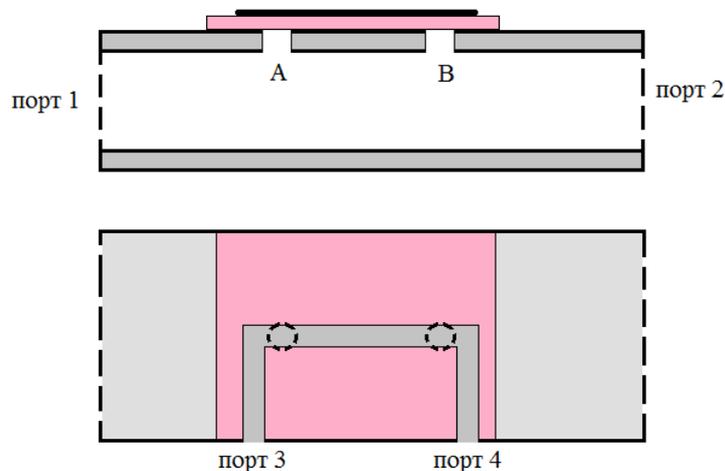


Рис.1. Конструкция направленного ответвителя

Круглый стол, посвященный памяти профессора Юрцева О. А.

В случае использования в составе конструкции направленного ответвителя первичной и вторичной линий передачи одного и того же типа размещение элементов связи на расстоянии четверти длины волны в волноводе $\lambda_{в1}/4$ обеспечивает направленность. Направленная связь обеспечивается за счет интерференции волн, возбуждаемых во вторичной линии передачи.

Возбуждаемые через отверстия А и В электромагнитные волны во вторичной линии оказываются синфазными в одном направлении и противофазными в обратном.

В рассматриваемом случае имеет место различие длин волн, распространяемых в линиях передачи различных типов $\lambda_{в1} \neq \lambda_{в2}$. В то же время для обеспечения направленности необходимо выполнение условия

$$\varphi_{В} - \varphi_{А} = \frac{\pi}{4} + n \frac{\pi}{2}, \quad (1)$$

где $\varphi_{В}$ и $\varphi_{А}$ – фазы волн, возбуждаемых во вторичной линии передачи в окнах связи В и А соответственно;

n – целое число, причем при четных и нечетных значениях n изменяется направление синфазного сложения волн во вторичной линии.

Таким образом, при размещении отверстий связи на расстоянии $\lambda_{в1}/4$ в первичной линии (электрическом расстоянии $\frac{\pi}{4}$) необходимо во вторичной линии обеспечить электрическое расстояние между отверстиями связи на основании (1)

$$\frac{\pi}{4} + n \frac{\pi}{2}. \quad (2)$$

Поскольку в микрополосковой линии длина волны обычно меньше, чем в прямоугольном волноводе, условие (2) может выполняться при $n > 1$. Следовательно необходимо увеличивать физическую длину полоска во вторичной линии. Это несложно выполнить путем формирования изгибов проводника микрополосковой линии.

Топология проводника микрополосковой линии представлена на рис.2. На рисунке использованы следующие обозначения:

- 1 – изгиб проводника микрополосковой линии;
 - 2 – согласованная нагрузка развязанного плеча вторичной линии передачи;
 - 3 – рабочее плечо вторичной линии передачи;
 - 4 – четвертьволновые трансформаторы;
- А и В – окна связи первичной и вторичной линий передачи.

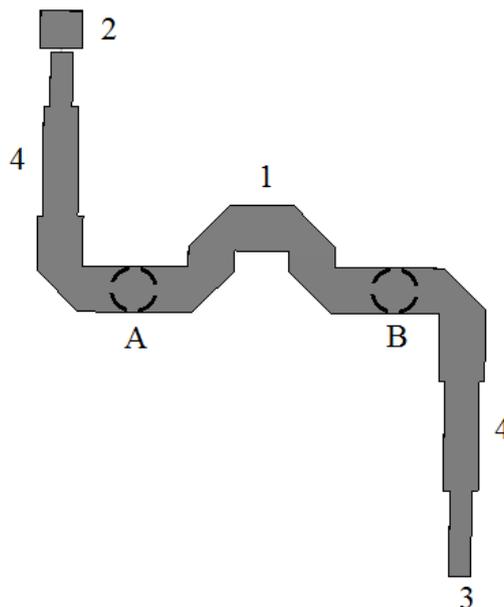


Рис.2. Топология проводника микрополосковой линии

Отметим некоторые особенности проектирования направленного ответвителя.

1. Для увеличения переходного ослабления необходимо увеличивать диаметр отверстий связи, а также уменьшать толщину широкой стенки прямоугольного волновода.
2. В целях снижения паразитного излучения из отверстий связи необходимо увеличивать ширину проводника микрополосковой линии, что приводит к снижению ее волнового сопротивления. Для согласования ее по сопротивлению с рабочим портом вторичной линии 3 и с согласованной нагрузкой 2 можно использовать четвертьволновые трансформаторы 4.
3. Размещение микрополосковой линии в герметичном корпусе позволяет использовать направленный ответвитель в волноводных трактах с избыточным давлением.

На рис. 3 для примера представлены графики зависимости переходного ослабления S_{31} и развязки S_{41} от частоты, полученные по результатам электродинамического моделирования ответвителя. Как видно из графиков, направленность предложенного устройства составляет не менее 12 дБ в 30% полосе частот и не менее 20 дБ в 7% полосе частот.

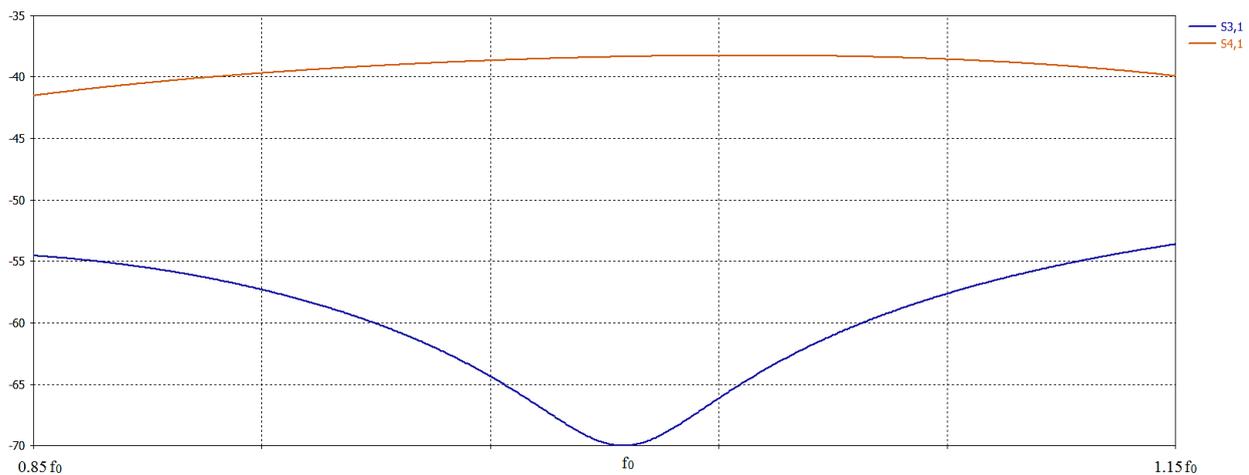


Рис.3. Характеристики направленного ответвителя

Разработанный направленный ответвитель имеет небольшие габаритные размеры и относительно простую конструкцию. Может исполняться в виде вставки (секции) в волноводный тракт с высоким уровнем СВЧ мощности и избыточным давлением воздуха. Характеристики устройства обеспечивают требования к приборам подобного типа в полосе не менее 7% при использовании их в составе систем защиты генераторов СВЧ.

Список использованных источников

1. Vijay Sarode, K. P.Ray, Shoba Krishnan. Design, development and simulation of microwave high power waveguide dual directional coupler, International journal of engineering research in electronics and communication engineering, Vol 3, Issue 12, December 2016.

УДК 621.396.67:629.73

МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ОТКЛОНЕННЫМ ПО УГЛУ МЕСТА ГЛАВНЫМ ЛЕПЕСТКОМ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ

СУХАЧЕВСКИЙ П. В.

ОАО «КБ Радар» – Управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: blanc_aigle@mail.ru

Аннотация. В настоящее время активно развивается техника беспилотных летательных аппаратов (БЛА). Актуальна задача создания наземных компактных антенных устройств, для управления и передачи данных в режиме полета с БЛА, патрулирующих участок территории. Проектированию микрополоскового антенного устройства, в рамках обозначенной задачи, посвящена настоящая статья.

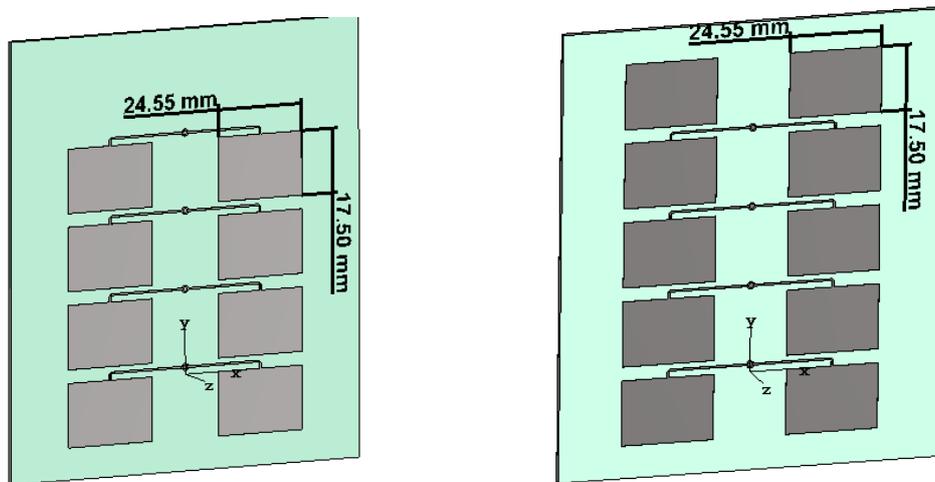
Abstract. Currently, the technology of unmanned aerial vehicles (UAVs) is being actively developed. The task of creating ground-based compact antenna devices for controlling and transmitting data in flight mode from UAVs patrolling an area of the territory is urgent. This article is devoted to the design of a microstrip antenna device, within the framework of the designated task.

Технические требования

В работе предполагается, что для обеспечения связи с БЛА главный лепесток диаграммы направленности (ДН) наземной антенной решетки должен быть отклонен от поверхности Земли на $\theta_e = [30 - 45]^\circ$, ширина главного лепестка ДН в угломестной плоскости не должна превышать $2\theta_{05} = 40^\circ$. Рабочий диапазон частот 5,15 – 5,21 ГГц. Микрополосковые антенные решетки (МПА) обладают компактностью, их не сложно изготовить, легко незаметно крепить в различных условиях, поэтому в качестве излучающего элемента устройства был выбран микрополосковый излучатель прямоугольной формы с вертикальной поляризацией.

Результаты численного моделирования

Анализируемые антенные решетки представлены на рис. 1. Задача решалась методом численного моделирования во временной области [1].



а) – МПА из четырех элементов

б) – МПА из пяти элементов

Рис.1. Микрополосковые антенные решетки

Методом эволюционной стратегии [2] на входах МПА были получены коэффициенты амплитудного распределения, представленные в табл. 1. Целевыми функциями были одновременно: минимальный уровень боковых лепестков (УБЛ) равный минус 15 дБ и направление главного лепестка диаграммы направленности в угломестной плоскости равно $\theta_e = 40^\circ$. В табл. 1. полученное амплитудное распределение существенно отличается от исходного равномерного амплитудного распределения.

Таблица 1. Коэффициенты амплитудное распределение

| Значения амплитудного распределения для: | Координата центра излучателя по оси Y | | | |
|--|---------------------------------------|---------|---------|---------|
| | 0 мм | 21,2 мм | 42,4 мм | 63,6 мм |
| МПА из 4-ех элементов | 1 | 1 | 0,56 | 0,25 |
| МПА из 5-ти элементов | 0,865 | 0,965 | 1 | 0,5 |

Зависимость УБЛ от частоты представлена на рис. 2.

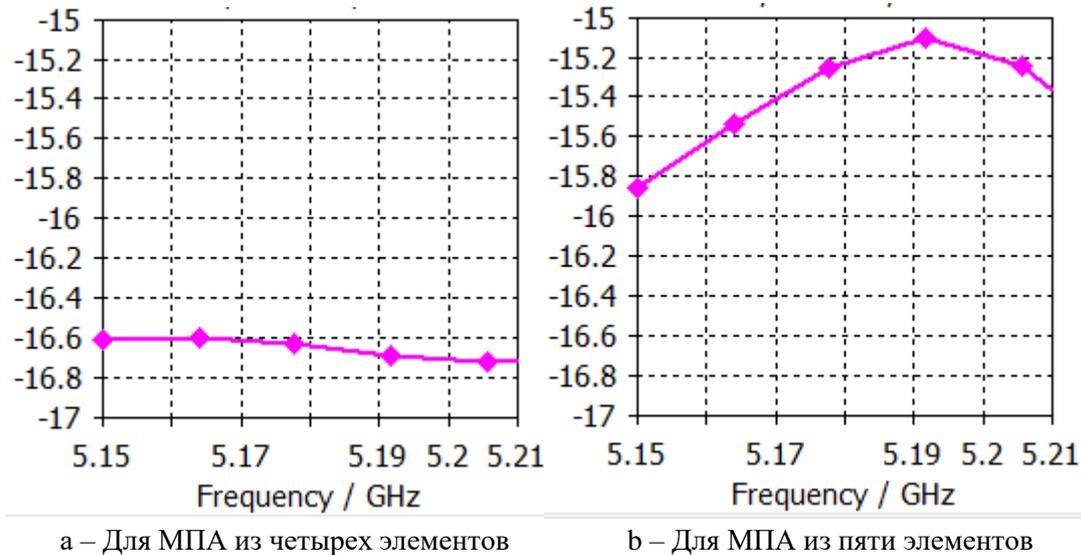


Рис. 2. Зависимость УБЛ от частоты

Зависимость направления главного лепестка ДН в угломестной плоскости от частоты представлена на рис. 3.

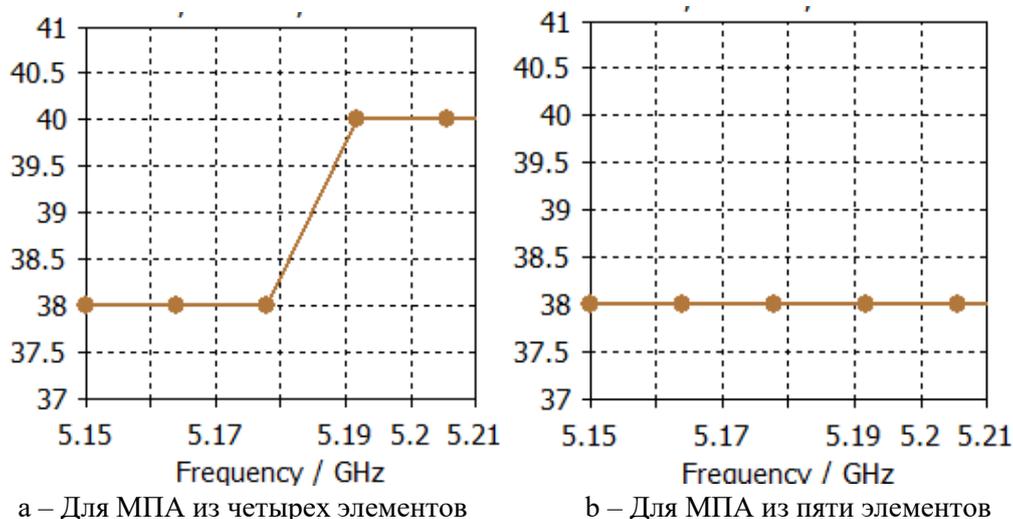


Рис. 3. Зависимость направления главного лепестка ДН в угломестной плоскости от частоты

Результаты оптимизации целевых функций по УБЛ и θ_e соответствуют техническим требованиям, что демонстрирует эффективность примененной эволюционной стратегии.

Зависимость ширины главного лепестка ДН в угломестной плоскости от частоты представлена на рис. 4.

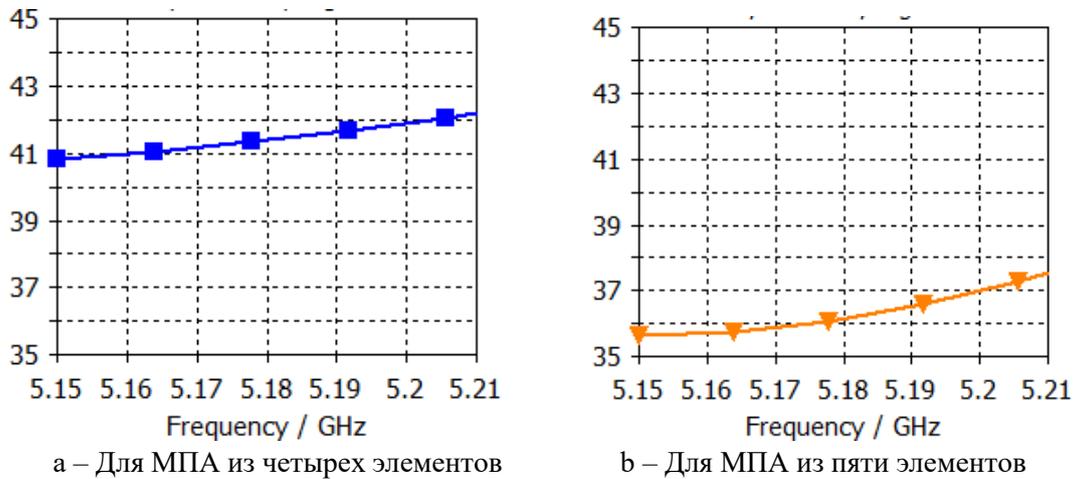


Рис. 4. Зависимость ширины главного лепестка ДН в угломестной плоскости от частоты

На рис. 4.a ширина главного лепестка ДН в угломестной плоскости для антенной решетки из четырех элементов $2\theta_{05} > 41^\circ$. На рис. 4.b не превышает 38° , что соответствует заданным техническим требованиям, поэтому далее будет рассматриваться только пятиэлементная антенная решетка. Верхний ряд излучателей в пятиэлементной антенной решетке возбуждается по полю, что увеличивает апертуру МПА и сужает главный лепесток ДН в угломестной плоскости.

Для формирования требуемого амплитудно-фазового распределения на апертуре пятиэлементной антенной решетки была применена схема деления мощности на мостах Уилкинсона [3], представленная на рис. 5. Выходы и входы делителя на рис. 5. обозначены p1 – p2. На рис. 5 часть 1 делителя формирует требуемое амплитудное распределение, а часть 2 – фазовое распределение. Платы делителя мощности и МПА соединены между собой коаксиальными переходами с входным сопротивлением $R_{вх}=44,4$ Ом, что соответствует входному сопротивлению двух соединенных параллельно микрополосковых излучателей. Делитель мощности экранирован от антенны металлическим корпусом толщиной 58 мм.

Делитель мощности экранирован от антенны металлическим корпусом толщиной 58 мм.

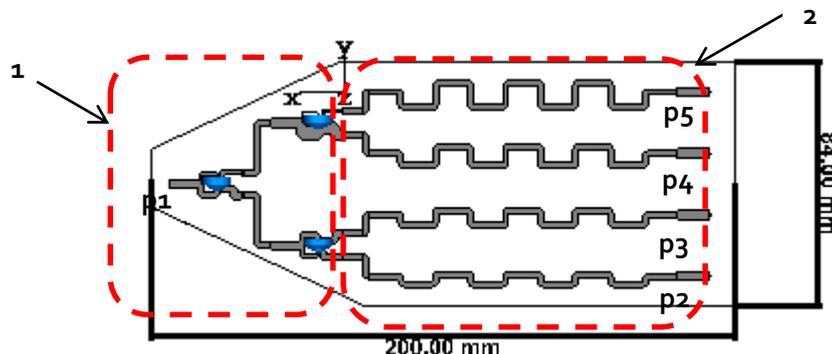


Рис. 5. Схема деления мощности на мостах Уилкинсона

На рис. 6 показаны S-параметры делителя мощности. Разница между S51 и S41 составляет 6дБ, что соответствует данным табл. 1.

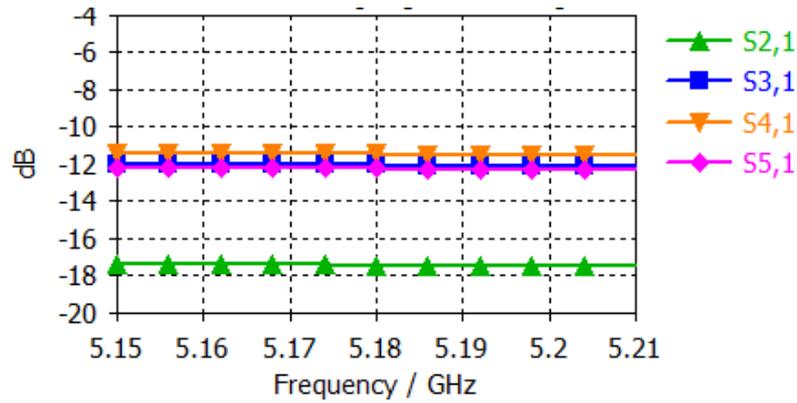


Рис. 6. S-параметры делителя мощности

На рис. 7.a – КСВ делителя мощности, помещенного в металлический корпус и подключенного к МПА не превышает 1.6 в полосе частот 5,15 – 5,21 ГГц. На рис. 7.b – КСВ делителя мощности без учета металлического корпуса не превышает 1.2.

На рис. 8.a представлена зависимость ширины главного лепестка ДН в угломестной плоскости от частоты. На рис. 8.b показана зависимость УБЛ от частоты. Результат на рис. 8.b отличается от результата 2.b менее чем на 1 дБ.

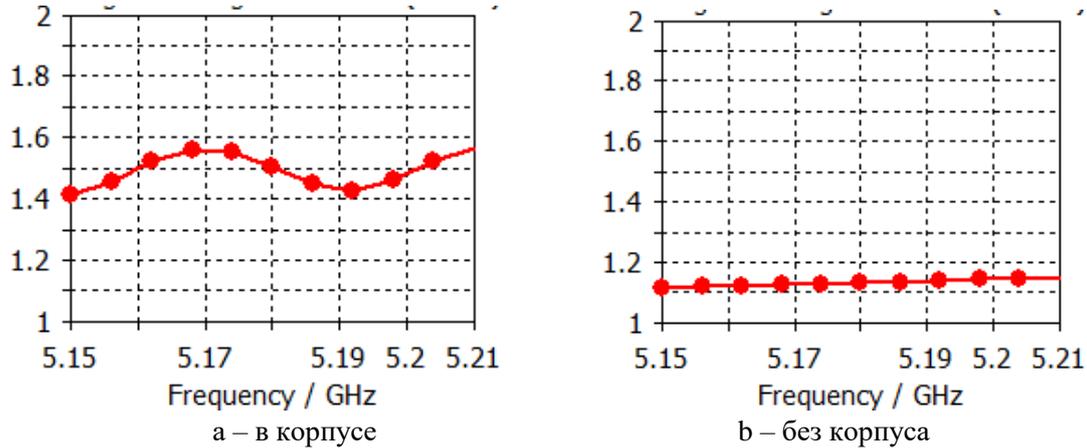


Рис. 7. КСВ от частоты делителя мощности

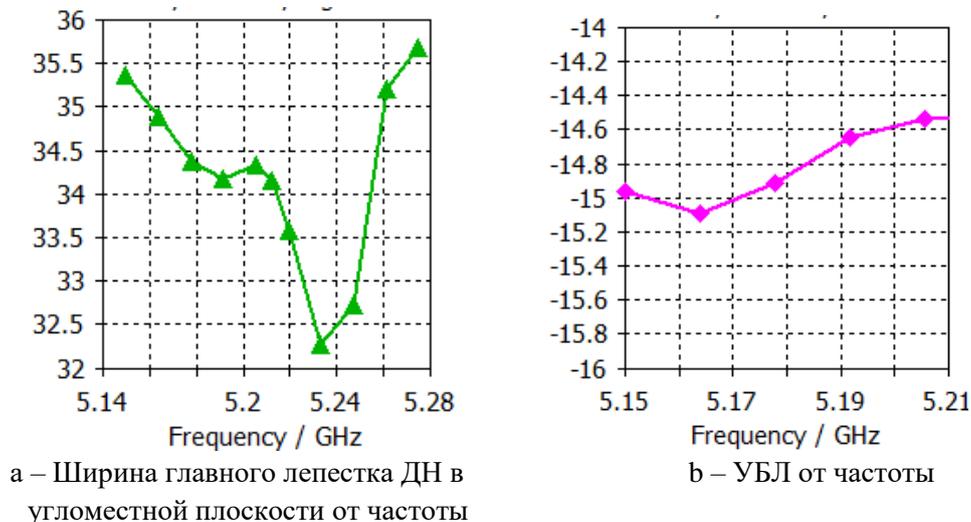


Рис. 8. Электродинамические характеристики антенного устройства с отклоненным по углу места главным лепестком ДН

Результаты и выводы

Численно спроектирована пятиэлементная микрополосковая антенная решетка с диаграмма-образующей схемой на основе мостов Уилкинсона. Применен делитель мощности с четырьмя выходами. Амплитудное распределение, формируемое делителем мощности, было найдено с использованием эволюционной стратегии. Полученное амплитудное распределение не симметрично относительно центра раскрытия антенной решетки. Верхний ряд излучателей в пятиэлементной антенной решетке возбуждается по полю, что увеличивает апертуру МПА и сужает главный лепесток ДН в угломестной плоскости. Ширина главного лепестка ДН в угломестной плоскости не превышает 36° , УБЛ не более чем 14,5 дБ. Усиление полученного устройства составляет 13 – 14 дБ в полосе частот 5,15 – 5,21 ГГц. КСВ с учетом металлического корпуса не превышает 1,6. Металлический корпус оказывает существенное влияние на КСВ, что необходимо учитывать при проектировании антенных устройств в рамках обозначенной проблемы. Полученные результаты могут быть использованы при проектировании компактных антенных устройств, взаимодействующих с БЛА.

Список использованных источников

1. Time-domain methods for microwave structures: analysis and design. TDM for microwave structures / eds. T. Itoh, B. Houshmand. – London: Wiley-IEEE Press, 1998. – 538 p.
2. N. Hansen, S. Müller, and P. Koumoutsakos, "Reducing the Time Complexity of the Derandomized Evolution Strategy with Covariance Matrix Adaptation (CMA-ES)," *Evolutionary Computation*, vol. 11, no. 1, pp. 1–18, 2003.
3. E. J. Wilkinson, "An N-way hybrid power dividers", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. MTT-8, pp. 116-118, 1960.

УДК 621.396.67

УДАЧНАЯ КОНСТРУКЦИЯ АНТЕННЫ СВЯЗИ

МОСКАЛЁВ Д. В.

Научно-производственное общество с ограниченной ответственностью «ОКБ ТСП»
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: DzmityMaskaliou@gmail.com

Аннотация. К связным антеннам в УКВ диапазоне может применяться ряд требований. Например, всенаправленность (по азимуту), высокий коэффициент усиления, функционирование в широком диапазоне частот. Одновременно выполнить эти требования бывает не просто. В процессе решения такой задачи был найден вариант антенны хорошо выполняющий вышеописанные требования.

Abstract. A number of requirements may apply to connected antennas in the VHF band. For example, omnidirectionality (azimuth), high gain, operation in a wide frequency range. It is not easy to meet these requirements at the same time. In the process of solving this problem, an antenna variant was found that fulfills the above requirements well.

Указанная антенна представляет из себя последовательную решётку, которая может иметь 2 или 3 элемента. Отдельный элемент представляет собой печатный излучатель напечатанный с двух сторон диэлектрической платы (рис.1 и рис. 2). По сути такой излучатель представляет из себя два симметричных вибратора. Решётка из трёх таких элементов показана на рис. 3. Что бы получить законченную антенну такая плата помещается внутрь стеклопластикового обтекателя. Антенна в конечном виде представлена на рис. 4.

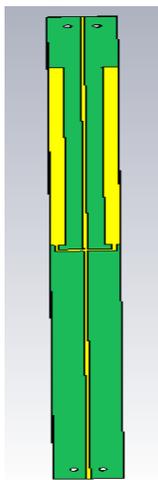


Рис. 1. Элемент решётки
вид сверху

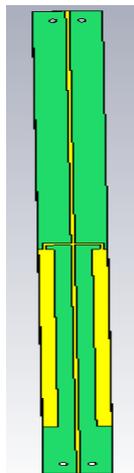


Рис. 2. Элемент решётки
вид снизу



Рис.3. Решётка
из трёх элементов



Рис. 4. Законченный
вид антенны

Большее количество элементов позволяет увеличить коэффициент усиления. Но число элементов ограничено шириной рабочего диапазона частот. Т.к. оптимальной направление луча горизонтальное, то вследствие частотного сканирования на краях диапазона луч будет отклоняться либо вниз, либо вверх, что смещает плоскость излучения из горизонтальной плоскости. Также, дополнительное увеличение количества элементов решётки приводит к сужению диаграммы направленности, что ещё сильнее влияет на отклонение луча от горизонтали.

Для согласования решётки используется согласующая схема выполненная путём создания полосковых элементов индуктивности и ёмкости в линии перед антенной (рис.5 и 6). В конечном итоге согласование антенны можно видеть на рис. 7. Рабочий диапазон решётки по согласованию получился:

$$\Delta f = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \approx 15\%. \quad (1)$$

Трёхмерная диаграмма направленности решётки для центральной частоты показана на рис. 8

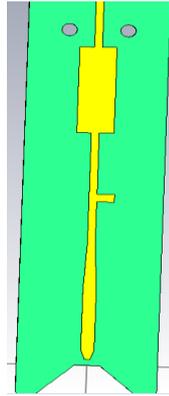


Рис. 5. Согласующая схема
вид сверху

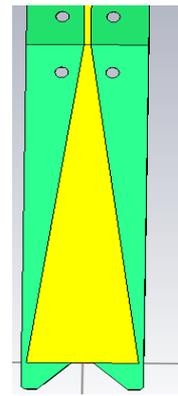


Рис. 6. Согласующая схема
вид снизу

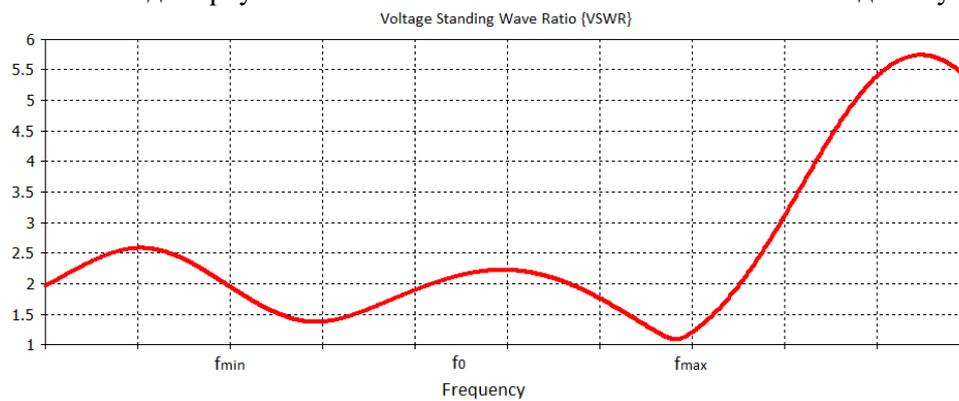


Рис. 7. Расчётный коэффициент стоящей волны антенны

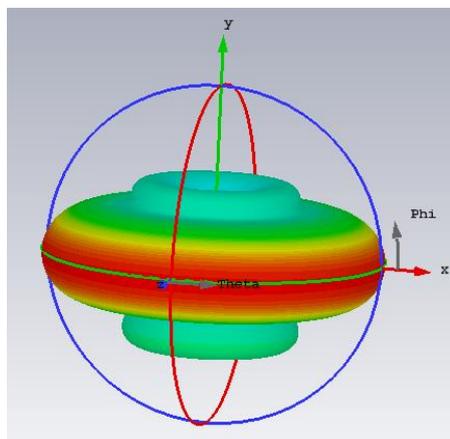


Рис. 8. Трёхмерная диаграмма направленности антенны

Заключение

Продемонстрирован вариант связанной антенны обеспечивающий всенаправленную диаграмму направленности (по азимуту) и высокий коэффициент усиления в относительно широкой полосе частот.

Список использованных источников

1. Бакин, Э. Н. Применение беспилотных летательных аппаратов вертолетного типа при организации воздушной радиационной и химической разведки / Э. Н. Бакин, А.Н. Петрикин, Д.Г. Колесов// Воздушно-космические силы. Теория и практика. – 2017. – № 3. – С.7–14.

Круглый стол, посвященный памяти профессора Юрцева О. А.

Научное издание

ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2020

**МАТЕРИАЛЫ
РЕСПУБЛИКАНСКОЙ НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКОЙ
КОНФЕРЕНЦИИ**

(Республика Беларусь, Минск, 28-29 октября 2020 года)

В авторской редакции
Ответственный за выпуск *Н. И. Листопад*

Подписано в печать 02.12.2020. Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 41,15. Уч.-изд. л. 40,0. Тираж 40 экз. Заказ 237.

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, Минск

