

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

ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОТЕХНОЛОГИИ

**55-я юбилейная научная конференция
аспирантов, магистрантов и студентов**

Сборник тезисов докладов

22–26 апреля 2019 года
Минск, БГУИР

УДК
ББК

55-я юбилейная конференция аспирантов, магистрантов и студентов учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 22-26 апреля 2019 г., БГУИР, Минск, Беларусь: тезисы докладов. – Мн. – 2019. – ХХХ с.; ил.

В сборнике опубликованы тезисы докладов, представленных на 55-й юбилейной научной конференции аспирантов, магистрантов и студентов БГУИР. Материалы одобрены оргкомитетом и публикуются в авторской редакции.

Для научных и инженерно-технических работников, преподавателей, аспирантов, магистрантов и студентов вузов.

ДОКЛАДЫ СЕКЦИИ «ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОТЕХНОЛОГИИ»

- Аксененко А. А.** Особенности формирования радиосигнала для управления беспилотным летательным аппаратом10
- Акунович А. А.** Алгоритм идентификации диктора по голосу на основе статистического метода.....
- Александров А. А.** Цифровой проигрыватель интернет радиостанций.
- Александров А. А., Данеев М. С.** Система мониторинга и сбора статистики серверов интернет-радиовещания
- Андрюк К. Д., Бутько А. А.** Быстродействующий программируемый генератор функций Уолша.....
- Артюшевский Е. О.** Радиопетличный микрофон с системой шумоподавления.....
- Архипенков Д. В.** Сигнатурное детектирование.....
- Бачило В. В.** Архитектура адресации IPv6.....
- Богод И. А.** Дифференциальная оценка точности реобразования полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение.....
- Боков И. М.** Перспективы развития мобильной связи.....
- Бурак А. И., Трус И. И.** Классификация акустических данных на основе алгоритмов машинного обучения.....
- Бутор Д. А.** Система внутренней радиосвязи на атомной электростанции по излучающему кабелю.....
- Бущик Е. А.** Об аспектах разработки программных тестирующих оболочек.....
- Бущик Е. А.** Формирование социально-личностных компетенций будущих педагогов-программистов.....
- Волчек Д. В., Пильчук И. Ю.** Дифференциальная оценка нелинейности пилообразного напряжения импульсных стабилизаторов напряжения.....
- Воронцов А. В.** Агентное моделирование транспортных систем.....

- Ву Тхань Ха** Квазиоптимальные алгоритмы оценивания угловых координат в обзорных РЛС с многоканальными приемными системами.....
- Ву Тхань Ха** Методика расчета статистических характеристик оценивания угловых координат целей в обзорных РЛС с многоканальными приемными системами.....
- Ву Тхань Ха** Характеристики измерения угловых координат цели в обзорных РЛС с подсистемами пространственной компенсации помех..
- Гайдуров С. А.** Исследование систем охраны подвижных объектов на базе микропроцессорных комплектов Arduino.....
- Глинка П. А.** Способ построения меандр-фильтров подсистем определения частоты с использованием субдискретизации сигналов...
- Гордейчук Д. В.** Диодно-транзисторные структуры (ДТС) как источники тока интегральной схемотехники.....
- Горчаков В. Н.** Свёрточные нейронные сети для задач выявления и классификации дефектов зубчатых передач.....
- Гузиков Ю. И.** Проектирование системы автоматизации и контроля.....
- Данеев М. С., Александров А.А.** Система обеспечения безопасности доступа к транспортному средству.....
- Дворецкий Е.А., Седюкевич Ю.А.** Печатная логопериодическая антенна с улучшенным коэффициентом усиления.....
- Денис А. А., Козловский Д. В.** Устройство диагностики печатных плат.....
- Динь Вьет Фыонг** Классификация систем передачи информации, использующих единый ресурс.....
- Добровольский А. А.** Исследование систем управлений беспроводной сети «интернета вещей».....
- Екимцов П. В.** Принцип работы радиовысотомера малых высот.....
- Ермакович А. Н.** Передатчик с цифровым кодированием радиоохранной системы.....
- Жарко Н.А., Минчук В.С.** Исследование характеристик кавитационной области при дегазации жидкости.....
- Жарко Н.А., Минчук В.С.** Исследование распределения активности кавитации в неоднородном ультразвуковом поле.....

- Жарко Н.А., Стреха В. А.** Исследование проявлений ультразвукового капиллярного эффекта при металлизации отверстий малого диаметра в ультразвуковом поле.....
- Зезина Д.В., Хохлов А.Ю.** Информационная безопасность предприятия.....
- Иванов П.В.** Обеспечение качества программных продуктов в индустрии компьютерных игр.....
- Иодко А.А.** Математическое моделирование ВЧ RFID антенны.....
- Каплярчук Е.А.** Системы оповещения о бедствии.....
- Карманова О.А.** Электронный образовательный ресурс по здоровому образу жизни.....
- Кечик Д. А.** Прогнозирование времени отказа механического оборудования по статистическим характеристикам сигналов вибрации.....
- Ковалевич Д. А.** Моделирование процесса согласования автоматических антенных согласующих устройств коротковолнового диапазона.....
- Коршуков Е. А.** Сервис оповещения о состоянии почтовой ячейки.....
- Кутья А. С.** Оптимизация пропускной способности канала связи для защищенных систем передачи информации.....
- Ку Хоай Нам** Анализ эффективности квадратурной фазовой манипуляции.....
- Куцко Д. И., Ползунов В. В.** Анализ работы генератора с дополнительной обратной связью.....
- Куцко Д. И. Тарабаш Н. А.** Экспериментальное исследование автоматической подстройки фазы синхронизированного генератора с дополнительной обратной связью.....
- Лабазанов Р. М.** DGPS как элемент автоматизации работ точного земледелия.....
- Лагодин А. А.** Эмулятор приемного тракта RFID системы УВЧ диапазона.....
- Ле Ван Кыонг** Оптимизация структуры нейронных сетей при пеленгации полезных сигналов на фоне мощной помехи в многоканальной приемной системе.....
- Литвин В. А.** Первый практический опыт обучения языкам программирования детей школьного возраста.....

- Литвинов В. С** Псевдослучайные последовательности на основе системы классов вычетов.....
- Лукьянчиков Е. А.** Моделирование тороидальных резонаторов для линейных ускорителей.....
- Лэ Дык Бао Тоан** Применение псевдослучайных сигналов в системе передачи цифровой информации.....
- Ляшук Ю.А.** Программно-управляемый широкополосный генератор СВЧ..
- Майсеенок М. В.** Радиотехнологии в автоматической системе контроля и учета электроэнергии.....
- Марковский Д. А.** Цифровой формирователь широкополосной маскирующей помехи с регулируемыми предискажениями энергетического спектра.....
- Марчук Т. М.** Адаптивная обработка сигналов на основе фильтра Калмана
- Марчук Т. М., Поветко П. В.** Блок памяти радиостанции с ППРЧ с защитой от вскрытия информации.....
- Медведева М. В., Герад А. С.** Особенности Интерфейса LTE.....
- Меледин К. И.** Проектирование квадратурного делителя мощности в среде ADS.....
- Мицкевич А. С.** Обзор алгоритма СУЛТ.....
- Мишук И. А.** Линеаризация усилителей мощности в сетях 5G.....
- Мороз А. Н.** Оценивание угловых координат в радиолокационных средствах с коническим сканированием и пространственной компенсацией активных шумовых помех.....
- Мугако С. П.** Использование МЭМС датчика для модернизации компьютерного манипулятора.....
- Назаренко Е. С.** Ансамбль ортогональных псевдослучайных последовательностей.....
- Нгуен Ван Зуи** Импульсный и непрерывный радиолокационные сигналы в системах неразрушающего контроля.....
- Новикова А. А.** Метод учета суммарного помехового воздействия множества передающих средств.....
- Оброшко С.В.** Алгоритм компьютерного зрения для распознавания группы частных признаков.....
- Почтальонов З.С.** Разделение спектров веществ в аппаратах не инвазивного измерения концентрации.....

- Радионович В.В.** Особенности постановок задач по оптимизации размещения рекламной продукции и методов их решения.....
- Русакевич И.С.** Контрапертурные акустические системы.....
- Рябцев П. Г., Толкач Р. В.** Определение режимов работы оборудования на основе классификации информативных признаков сигналов.....
- Скакун И.В.** Оптимизация ВЧ структуры четвертьволновых резонаторов..
- Соколовский Д.В.** Широкополосный генератор радиочастот с малым уровнем побочных излучений.....
- Солонович С.С., Артемьев Р.Д.** Неконтактные датчики летательных устройств с инициализацией на заданной высоте.....
- Стасевич И. А.** Методы мониторинга солнечной активности.....
- Субота М.С.** Практичны вопыт будучага педагога-праграміста ў выкладанні моў праграміравання навучэнцам старэйшага ўзросту.....
- Тарабаш Н.А., Куцко Д.И.** Микрополосковая измерительная антенна S-диапазона волн.....
- Тармола С.А.** Улучшение характеристик гибридного PLL/DDS синтезатора частот.....
- Татарченко С.Н.** Микропроцессорная система контроля и защиты от аварий электроприводов промышленного оборудования.....
- Толкач Р.В., Космач Н.В.** Анализ скалограммы вибросигнала для оборудования с переменной скоростью вращения.....
- Трус И.И., Бурак А.И.** Оптимальный набор информативных признаков на основе анализа акустических сигналов.....
- Филиппов Д.И.** Особенности пеленгации при использовании широкополосных сигналов.....
- Филиппов Н.С.** Кодек криптографической защиты информации на базе *RASPBERRY PI*.....
- Хачатурян А.А.** Маршрутизатор передачи цифровых данных для радиосети тактической связи.....
- Хачатурян А.А.** Концепция сетецентризма.....
- Хмелевский А.В.** Анализ битовых ошибок при использовании турбокодов.....
- Хоружий А.С.** Экспериментальные измерения флуктуаций в синхронизированном магнеторе.....

- Шабан А.С.** Статистические характеристики фона изображений при наблюдении летательных аппаратов.....
- Шабуня А.С.** Проектирование СВЧ-фильтра на ПАВ для применения в устройствах беспроводной широкополосной связи.....
- Шлома С.Л., Архипенков Д.В.** Программная реализация управляющего устройства на пЛИС для обмена данными по интерфейсу I2C.....
- Юлов Г.А.** анализ эффективности адаптивного трансверсального фильтра.....
- Яцкевич М.С.** Алгоритм контроля защищенности речевой информации от утечки по техническим каналам.....

ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОСИГНАЛА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМ ЛЕТАТЕЛЬНЫМ АППАРАТОМ

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

Аксененко А.А

Титович Н.А. – к.т.н., доцент

В работе рассмотрены вопросы обеспечения надежности 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, особенности их применения для решения различных задач с помощью БПЛА.

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. Её выбор во многом зависит от особенностей задач, выполняемых авиационным комплексом

Для сравнения энергетической эффективности радиосигналов на рисунке 1 показаны сравнительные характеристики несколько видов модуляции [2].

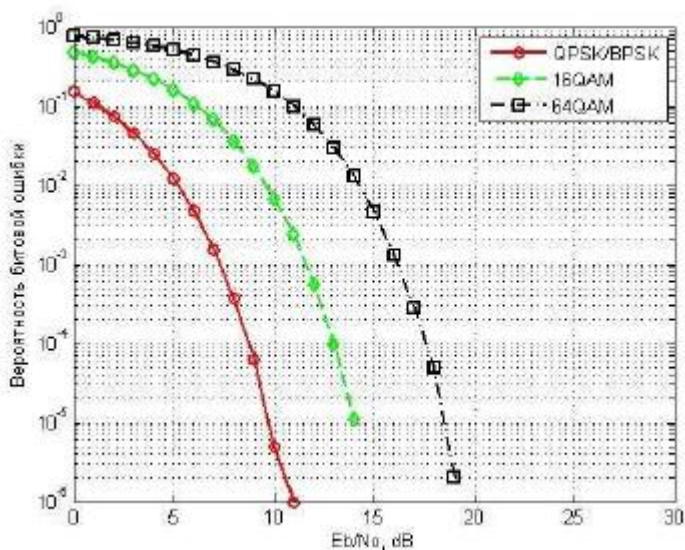


Рисунок 1-Энергетические характеристики радиосигналов

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 32QAM, 64QAM, 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 (рисунок 2).



Рисунок 2– Разделение частотных каналов при OFDM

Высокая спектральная эффективность OFDM модуляции обеспечивается достаточно близким расположением частот соседних поднесущих колебаний, которые генерируются совместно так, чтобы сигналы всех поднесущих были ортогональны [4].

Анализ нарастающего рынка БПЛА показывает, что большинство производителей авиационных комплексов ориентируются на высокие технические характеристики. Для передачи данных (фотоснимков, видеоизображений) с беспилотного летательного аппарата на наземный пункт управления в реальном времени, требуется большая скорость передачи данных. Поэтому наиболее эффективна OFDM модуляция. По такому пути пошли российские компании ZALA AERO (БПЛА 421-16E, ZALA 421-16EM), "Системы Скат" (БПЛА Skat Avatar), израильская Mobilicom (Skyhopper Pro). Компания МИКРАН ориентируется также и на более высокую помехоустойчивость канала связи и выпускает аппаратуру, которая работает в режиме OFDM (QAM, QPSK, BPSK) и в режиме DSSS(QPSK, BPSK).

Следует предположить, что требования к помехоустойчивости аппаратуры связи в ближайшем будущем возрастут. Это во многом связано с несанкционированными действиями многих пользователей и мелких производителей БПЛА. В связи с этим холдинг «Росэлектроника» Госкорпорации Ростех представил на Международном форуме «Армия-2018» систему радиоэлектронного подавления малых БПЛА «СЕРП», которая в комплексе с пассивным когерентным локатором обеспечивает автоматическое сопровождение и подавление бортовой аппаратуры дронов на расстоянии до 20 км [5]. Поэтому разработчикам БПЛА приходится строить каналы связи с учетом возможного действия данной системы.

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 Методы повышения энергетической и спектральной эффективности цифровой радиосвязи: учеб. пособие / В. А. Варгаузин, И. А. Цикин. — СПб.: БХВ-Петербург, 2013. — 352 с
- 5 Ростех представил радиоэлектронную пушку «СЕРП» для выведения из строя беспилотников/ 23-08-2018. <https://rostec.ru/news/rostekh-predstavil-radioelektronnyu-pushku-serp-dlya-vyvedeniya-iz-stroya-bespilotnikov/>

АЛГОРИТМ ИДЕНТИФИКАЦИИ ДИКТОРА ПО ГОЛОСУ НА ОСНОВЕ СТАТИСТИЧЕСКОГО МЕТОДА

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

Акунович А.А.

Карпушкин Э.М. – к.т.н., доцент

В данной работе исследуется эффективность алгоритма идентификации диктора по голосу на основе статистического метода. Эффективность алгоритма оценивается на основе собранной базы голосов *voxforge*.

Идентификация диктора по голосу – это вид аутентификации, который позволяет установить личность человека по его голосу. Аутентификация становится возможной благодаря тому, что каждый голос обладает своими уникальными характеристиками. В данной работе мы проведем исследование и оценим эффективность решения данной задачи с помощью статистического метода. Статистический метод основан на вычислении спектров входного и эталонного сигналов и последующего сравнения этих сигналов с помощью коэффициента взаимной корреляции.

Протестируем эффективность данного метода на базе голосов *voxforge*, которая находится в свободном доступе. База состоит из аудиозаписей 219 голосов длиной 5 – 7 сек., принадлежащих 11 дикторам (7 мужских голосов и 4 женских). Каждому диктору принадлежит по 20 аудиозаписей. Для начала попробуем протестировать алгоритм текстозависимой классификации диктора на основе статистического метода. Для этого из базы данных голосов выберем 110 голосов (по 10 для каждого из 11 дикторов). Эти голоса будут использоваться в качестве эталонных. Затем на основе этих сигналов создадим смесь полезного сигнала и шума (отношение С/Ш = 65 дБ) в качестве тестовой выборки. В качестве вектора признаков использовался спектр сигнала, который вычислялся с помощью оконного преобразования Фурье (ширина окна – 1024). В результате моделирования точность классификации составила 100 %. Исследуем теперь эффективность статистического метода для решения задачи идентификации диктора под воздействием шумов. В таблице 1 представлена зависимость точности классификации от отношения сигнал/шум.

Таблица 1 – Зависимость точности классификации от отношения сигнал/шум

С/Ш (дБ)	Точность классификации (%)
65	100
50	98,2
35	91,8
30	90,0
20	84,54
10	78,2

Как видно из таблицы, точность классификации падает вместе с уменьшением отношения сигнал/шум, чего и следовало ожидать.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что статистический метод может применяться в качестве простого и не требующего серьезных вычислительных затрат для решения задачи идентификации диктора по голосу. Однако у данного метода есть ряд недостатков, таких как восприимчивость к шуму и невозможность использования для текстонезависимой классификации.

Список использованных источников:

1. Huang X., Acero A., Hon H.-W. (2001). Spoken Language Processing: a Guide to Theory, Algorithm, and System Development. Prentice-Hall, New Jersey.
2. Free speech recognition [электронный ресурс] – режим доступа: <http://www.voxforge.org/>

ЦИФРОВОЙ ПРОИГРЫВАТЕЛЬ ИНТЕРНЕТ РАДИОСТАНЦИЙ

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

Александров А. А.

Михневич С. Ю. – канд. физ.-мат. наук, доцент

В докладе описывается устройство и основные возможности проигрывателя интернет радиостанций на базе микроконтроллера ESP-32.

В настоящее время развитие цифровых технологий приводит к тому, что аналоговое радиовещание постепенно уступает место цифровым аналогам. Одним из направлений развития радио является переход на потоковое вещание через сеть Интернет. Прослушивать такие радиостанции можно и с помощью персонального компьютера, однако это не очень удобно. Популярность набирает новый класс устройств – интернет-радиоприемники.

Проигрыватель интернет радиостанций представляет собой устройство, которое осуществляет соединение с сервером потокового вещания аудио через сеть интернет и воспроизведение аудиопотока. Он состоит из следующих частей:

- микроконтроллер, осуществляющий управление, обработку аудиопотока;
- дисплей для вывода данных;
- энкодер для ввода данных;
- ЦАП для вывода звука;
- усилитель звука.

В основе проигрывателя лежит микроконтроллер ESP-32, имеющий на борту два процессорных ядра, поддержку интерфейсов I²S, I²C, UART и др., а также интегрированный Wi-Fi модуль. Данный микроконтроллер также имеет поддержку OTA-обновлений, что позволяет обновлять и исправлять программное обеспечение даже после выпуска продукции.[1] На рисунке 1 представлена функциональная схема микроконтроллера[2].

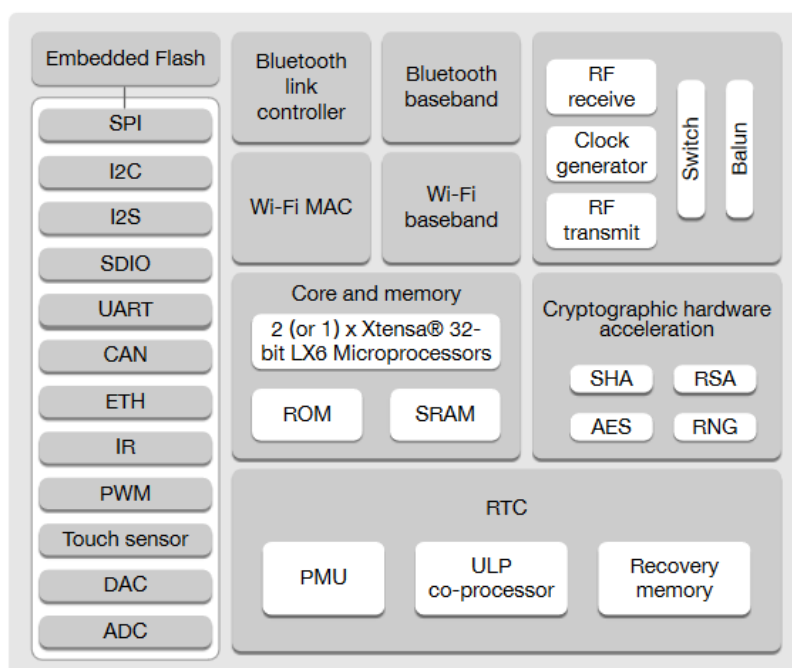


Рис. 1 – Структурная схема ESP32

Управление проигрывателем осуществляется при помощи энкодера и OLED-дисплея либо с помощью встроенного веб-интерфейса, доступного из локальной сети. Для вывода звука используется внешний ЦАП для обеспечения высокого качества воспроизведения. Блок схема проигрывателя интернет радиостанций представлена на рисунке 2.

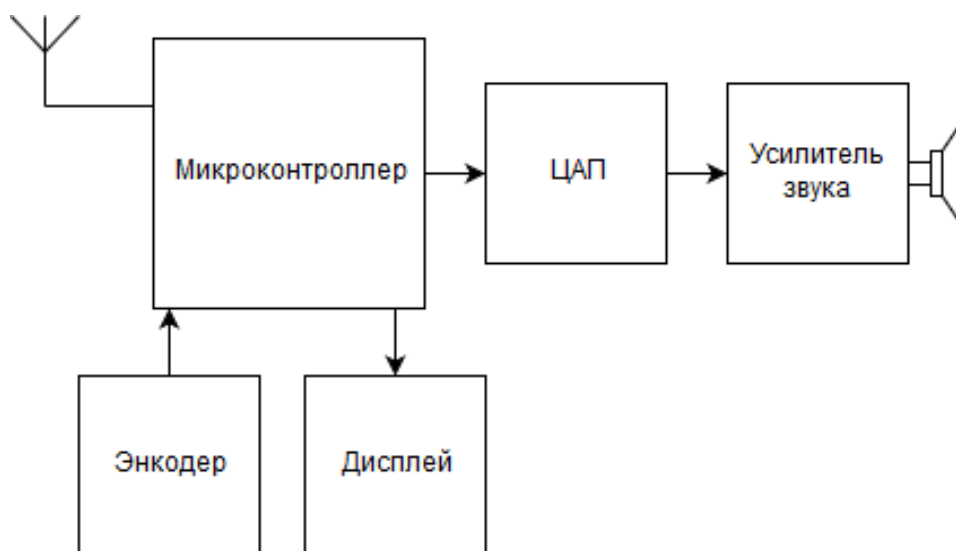


Рис. 2 – Схема проигрывателя интернет радиостанций

Встроенное программное обеспечение позволяет при помощи веб-интерфейса сохранять до 254 адресов интернет радиостанций, редактировать настройки Wi-Fi и IP-адреса. Поддерживаются аудио потоки в формате mp3, в дальнейшем планируется реализация поддержки перспективного формата кодирования AAC. Для первоначальной настройки предусмотрен переход в режим точки доступа. В данном режиме есть возможность подключения к проигрывателю напрямую с помощью любого устройства с Wi-Fi.

Список использованных источников:

1. ESP32-WROOM-32 Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32-wroom-32_datasheet_en.pdf. – Дата доступа: 27.03.19
2. ESP32 Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_datasheet_en.pdf. – Дата доступа: 27.03.19

СИСТЕМА МОНИТОРИНГА И СБОРА СТАТИСТИКИ СЕРВЕРОВ ИНТЕРНЕТ-РАДИОВЕЩАНИЯ

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

Александров А. А., Данеев М. С.

Михневич С. Ю. – канд. физ.-мат. наук, доцент

В докладе описывается реализация системы мониторинга серверов интернет-радиовещания с оповещением о нештатных ситуациях технического персонала.

Развитие цифровых технологий неизбежно ведет к тому, что аналоговое радиовещание постепенно уступит место цифровым аналогам. Одним из направлений развития радио является переход на потоковое вещание через сеть Интернет. Уже сейчас большинство радиостанций в Республике Беларусь и за рубежом осуществляют параллельное вещание как в ФМ диапазоне, так и через сеть Интернет. Для обеспечения качественной услуги радиовещания необходимо незамедлительно реагировать на любые неполадки и оперативно их устранять. Для этого была реализована система, осуществляющая следующие функции:

- непрерывный мониторинг потокового сервера;
- получение информации об ошибках от источника трансляции, находящегося в студии;
- мгновенное оповещение ответственных лиц об обнаруженных ошибках или неисправностях;
- сбор и отображение статистики потокового сервера.

Бэкенд системы реализован на скриптовом языке PHP версии 7. Периодичность выполнения скрипта обеспечивается с помощью системного планировщика cron. Система отправляет запросы на потоковый сервер и проверяет состояние контролируемых потоков. Также реализована возможность получения уведомлений об ошибках от системы автоматизации радиовещания, являющейся источником трансляции в студии. Получение данных от этой системы осуществляется по протоколу HTTP. Оповещение пользователей системы происходит с помощью бота в мессенджере Telegram. В системе имеется возможность конфигурирования различных оповещений для разных групп пользователей.

Дополнительной функцией системы является сбор и отображение статистики потокового сервера Icescast2. Система через заданные промежутки времени отправляет специальные запросы серверу Icescast2 и анализирует полученный в формате JSON ответ[1]. Необходимые данные, такие как, например, название программы в эфире и количество слушателей, сохраняются в базе данных MySQL. Для пользователей системы доступна веб-страница, на которой можно просматривать статистику за выбранные сутки. Схема реализованной системы представлена на рисунке 1.

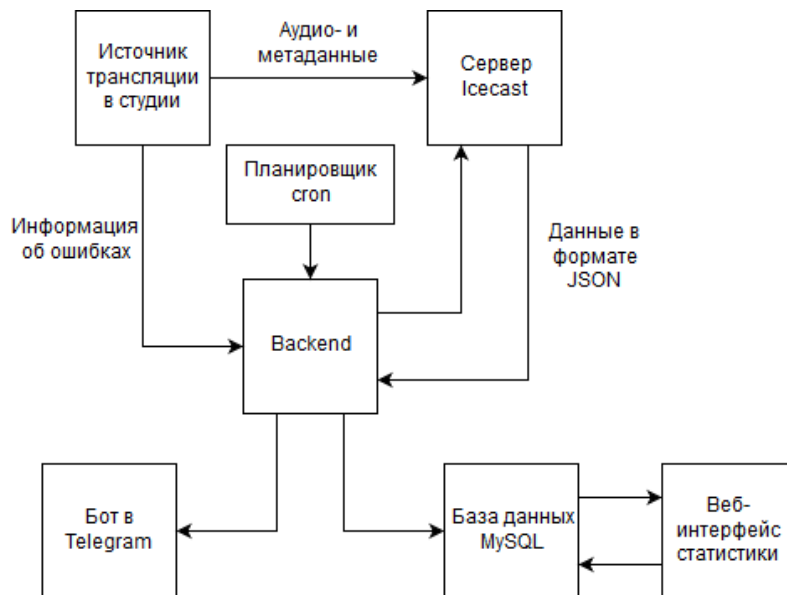


Рис. 1 – Схема системы мониторинга и сбора статистики серверов интернет-радиовещания

Список использованных источников:

3. Icescast Docs: Server Statistics [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://icescast.org/docs/icescast-trunk/server_stats/. – Дата доступа: 27.03.19

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ ПРОГРАММИРУЕМЫЙ ГЕНЕРАТОР ФУНКЦИЙ УОЛША

Будько А.А., Андрюк К.Д.

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

Будько А.А. – к.т.н., доцент

В работе описывается способ генерирования функций, основанный на связи одномерных и многомерных функций Уолша. С задачей генерирования многомерной функции можно легко справиться и без использования каких-то дополнительных методов. Однако узואальное генерирование многомерных функций не является максимально рациональным с точки зрения экономии элементов. Метод, предложенный в статье, позволяет использовать значительно меньшее количество регистров, за счёт последовательного разложения многомерной функции на одномерные, и генерирования и последующего сложения уже функций с меньшим интервалом определения.

Если значения двумерной функции Уолша записать последовательно, получится одномерная функция $W(k, x)$ с тем же интервалом изменения аргумента и интервалом определения функции, равным произведению интервалов определения функций $W(k_1, x_1)$ и $W(k_2, x_2)$. При этом, если последовательная запись проходила по координате x_1 , то полученная одномерная функция будет состоять из 2^{P_2} функций $W(k_1, x_1)$, взятых со знаками, определяемыми функцией $W(k_2, x_2)$ и, если последовательная запись проходила по координате x_2 , то полученная функция будет состоять из 2^{P_1} функций $W(k_2, x_2)$, взятых со знаками, определяемыми функцией $W(k_1, x_1)$, т.е. получаем:

$$W(k', x) = W(2^{P_1} \cdot k_2 + k_1, x_1 x_2) \text{ и } W(k'', x) = W(2^{P_2} \cdot k_1 + k_2, x_2 x_1).$$

При последовательной записи трёхмерной функции получится одномерная функция, которая будет состоять из 2^{P_3} одномерных функций, соответствующих двумерной функции в плоскости $x_1 x_2$, взятых со знаками, определяемыми функцией $W(k_3, x_3)$ или из $2^{P_1 P_2}$ функций $W(k_3, x_3)$, взятых со знаками, определяемыми одномерной функцией, полученной из двумерной в плоскости $x_1 x_2$, т.е. $W(k, x)$ получается по аналогичным формулам.

В общем случае в результате последовательной записи значений многомерной функции Уолша получается одномерная функция.

Из этой связи между многомерными и одномерными функциями видно, что функции Уолша с большим интервалом определения могут быть получены из функций с меньшими интервалами определений. Генераторы функций Уолша, использующие эту связь, легко моделируются и аппаратурно реализуются.

На рис. 1 показана схема программированного генератора Функций Уолша, использующего связь между двумерными и одномерными функциями. Генератор содержит входной регистр i , два сдвигающих регистра R_1 и R_2 , два j - k триггера T_1 и T_2 и сумматор по модулю 2. Выходы разрядов входного регистра соединены с установочными входами разрядов сдвигающих регистров, за исключением последних разрядов, которые соединены по установочным входам с начальной установкой в них нулевого состояния. Выходы сдвигающих регистров соединяются с j - k входами триггеров. По установочным входам триггеры T_1 и T_2 перед началом генерирования устанавливаются в единичное и нулевое состояния соответственно. Номер генерируемой функции в двоичном виде записывается во входной регистр так, что старшие разряды располагаются в первых ячейках регистра, а младшие в последних.

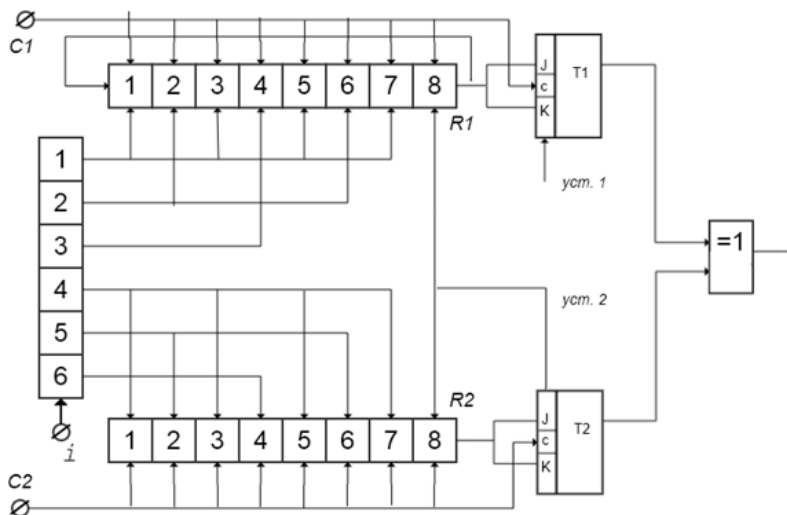


Рис. 1. Программированный генератор функций Уолша (i —входной регистр, R_1 и R_2 —сдвигающие регистры, T_1 и T_2 — j - k триггеры, $=1$ —сумматор по модулю 2)

При построении программированных генераторов функций Уолша можно использовать связь одномерных и не только двумерных функций Уолша. На рис. 2 показан пример генератора, использующего взаимосвязь одномерных и трёхмерных функций Уолша для генерирования функций порядка 64.

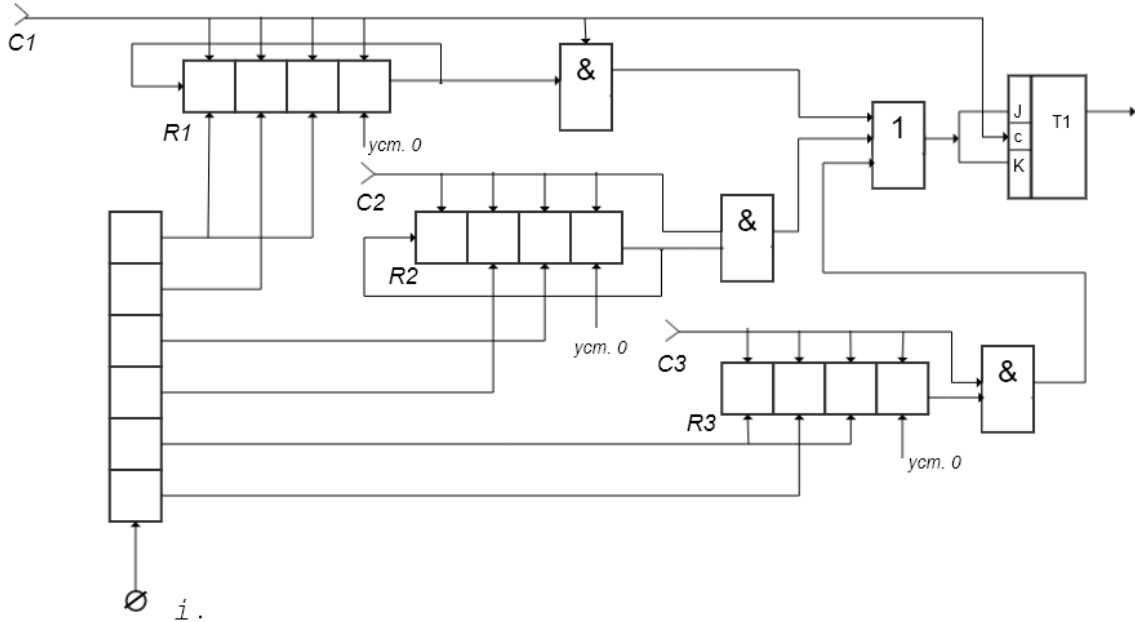


Рис. 2. Программированный генератор функций Уолша с использованием взаимосвязи одномерных и трёхмерных функций.

Сравним описанные программированные генераторы с известными при использовании связи одномерных функций с двумерными, трёхмерными и четырёхмерными. В таблице 1 показано во сколько раз количество затрачиваемого оборудования для построения рассмотренных генераторов меньше по сравнению с лучшим из известных быстродействующих программированных генераторов. Из таблицы 1 видно, что использование связи одномерных функций Уолша с многомерными открывает новые возможности для построения быстродействующих программируемых генераторов.

Таблица 1. Выигрыш по оборудованию при использовании связи одномерных и многомерных функций

Длина генерируемой функции Уолша	Выигрыш по оборудованию при построении программированных быстродействующих генераторов с использованием связи функций одномерных и:		
	двумерных	трёхмерных	четырёхмерных
$2^8 = 256$	6	8	9
$2^9 = 512$	8	14	15
$2^{10} = 1024$	13	23	26
$2^{11} = 2048$	18	37	47
$2^{12} = 4096$	28	64	83
$2^{13} = 8192$	40	100	143
$2^{14} = 16384$	60	160	240
$2^{15} = 32768$	80	270	430
$2^{16} = 65536$	120	450	780

Список использованных источников:

1. Хармут Х. Передача информации ортогональными функциями. М., «Связь», 1975.
2. Хармут Х, Эндриус Дж., Сибига С. Двумерные фильтры последовательностей. «Зарубежная радиоэлектроника», №3, 1973.
3. Ен В. Функция Уолша и код Грея. «Зарубежная радиоэлектроника», №7, 1972.
4. Бессветгер Х. Генерирование функций Уолша. «Зарубежная радиоэлектроника», №11, 1972

РАДИОПЕТЛИЧНЫЙ МИКРОФОН С СИСТЕМОЙ ШУМОПОДАВЛЕНИЯ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республик Беларусь

Артюшевский Е.О.

Карпушкин Э.М. – к.т.н., доцент

В работе рассматриваются различные алгоритмы и методы шумоподавления, а также возможность их применения на практике для решения потоковых задач.

Устройство, обладающее встроенной системой шумоподавления, избавляет от необходимости постобработки сигнала и значительно упрощает работу. Аналогичные устройства не располагают системами шумоподавления, что является техническим упущением. Разрабатываемое устройство имеет широкую область применения, основными нишами которой являются киноиндустрия и телевидение (например, репортажи в условиях зашумленной окружающей среды).

Цель системы шумоподавления – подавление аддитивных шумов в реальном времени.

Аддитивные стационарные шумы – порождаемые окружающей средой, звукозаписывающей аппаратурой и т. д. Стационарность означает, что свойства шума (мощность, спектральный состав) не меняются во времени. Аддитивность означает, что шум суммируется с "чистым" сигналом $y[t]$ и не зависит от него^[1]:

$$x[t] = y[t] + noise[t].$$

Для подавления аддитивных стационарных шумов реализован алгоритм спектрального вычитания. Он состоит из следующих стадий:

- 1) Разложение сигнала с помощью кратковременного преобразования Фурье (STFT), компактно локализирующего энергию сигнала;
- 2) Составление вычитаемого амплитудного спектра – noise footprint;
- 3) "Вычитание" амплитудного спектра шума из амплитудного спектра сигнала;
- 4) Обратное преобразование STFT - синтез результирующего сигнала.

В качестве банка фильтров задействовано STFT с окном Ханна варьируемой длины (FFT Size) и степенью перекрытия (Overlapping Level).

Составление noise footprint происходит усреднением частот по времени, взятых из специально подготовленного файла с шумом, присутствующим на зашумлённой фонограмме.

Вычитание амплитудных спектров осуществляется по формуле, что эквивалентно следующей функции подавления:

$$Y[f, t] = \max\{X[f, t] - kW[f, t], 0\}$$

Здесь $X[f, t]$ и $W[f, t]$ – амплитудные спектры сигнала и шума соответственно, $Y[f, t]$ – амплитудный спектр результирующего очищенного сигнала, а k – коэффициент подавления. Фазовый спектр очищенного сигнала полагается равным фазовому спектра зашумленного сигнала.

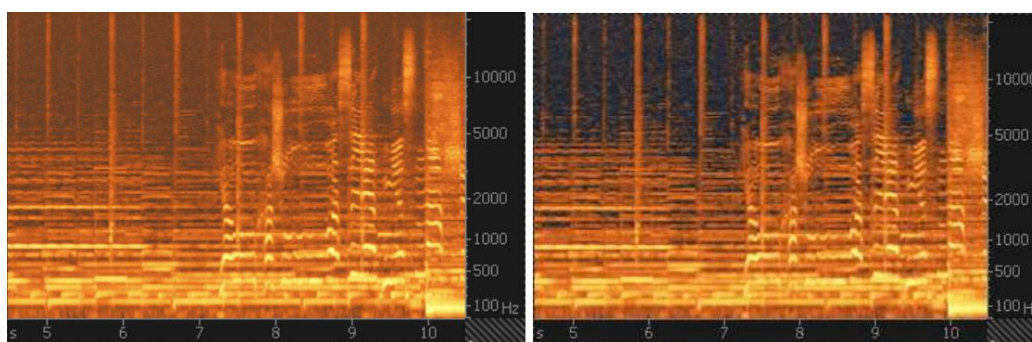


Рисунок 1 – Спектрограмма зашумленного сигнала (слева) и очищенного сигнала (справа)

Параметры оконной функции подбираются опытным путем и при оптимальном выборе обладают и достаточной степенью шумоподавления, и достаточной скоростью вычисления, что позволяет использовать данный алгоритм в реальном времени.

Список использованных источников:

1. Saeed V. Vaseghi. Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction, Second Edition. – John Wiley & Sons Ltd, 2000. 466 p.
2. Alexey Lukin, Jeremy Todd. Adaptive Time-Frequency Resolution for Analysis and Processing of Audio. – 2006. 10 p.

СИГНАТРУНОЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЕ

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

Архипенков Д.В.

Забеньков И.И. – д.т.н., профессор

Сигнаатурным радаром называется устройство, запрограммированное на фиксацию определенных сигналов, так называемых сигнатур.

Идея обработки сигнатур заключается в том, что в базе радара-пеленгатора присутствует информация о характеристиках излучений «полезных» объектов и помех. Это может быть продолжительность самого импульса или паузы между ними, а также периодичность повторения импульсов от конкретного устройства.

Сигнаатурный анализ сигнала возможен при выполнении одного из следующих условий [1]:

$$T_s < \min(T_{on}, T_{off}),$$

$$T_w > T_{on} + T_{off},$$

где T_{on} – длительность импульса излучения радара; T_{off} – длительность паузы между импульсами; T_s – период сканирования всего диапазона; T_w – время нахождения принятого радарного сигнала в полосе пропускания фильтра в процессе сканирования.

К основным параметрам радаров-пеленгаторов с сигнаатурным детектированием можно отнести следующие параметры:

- Дальность обнаружения сигнала радара.
- Скорость обработки поступивших сигналов.
- Определение основных параметров сигнала, излучаемого радаром.
- Достоверность результата.
- Качество устройства и его надежность при различных условиях (нюансы погоды, наличие помех, рельеф местности и т. д.)

Для сигнаатурного анализа необходимо разделить рабочие частоты (рис. 1), которые находятся достаточно близко друг от друга [1]. Для этого нужен узкополосный фильтр с крутыми спадами АЧХ (амплитудно-частотной характеристики), с глубоким подавлением за пределами полосы пропускания и достаточно быстродействующий, в качестве которого может быть использован цифровой полосовой фильтр с цифровыми компараторами. Сигнаатурный анализатор проверяет сигналы на выходе всех компараторов на соответствие известным параметрам излучения радаров (длительности импульса, длительность паузы между импульсами, период повторения) и выдает на центральный процессор информацию об обнаруженных радарах и мощности принятого сигнала

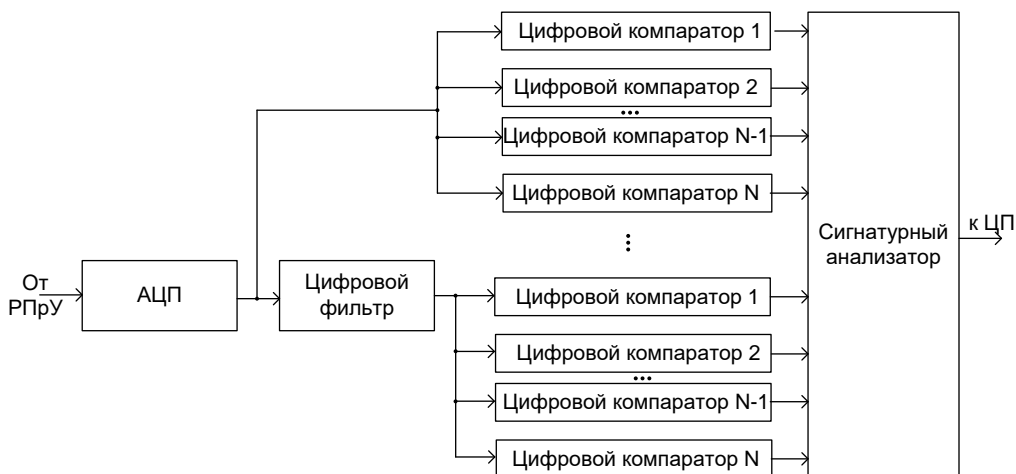
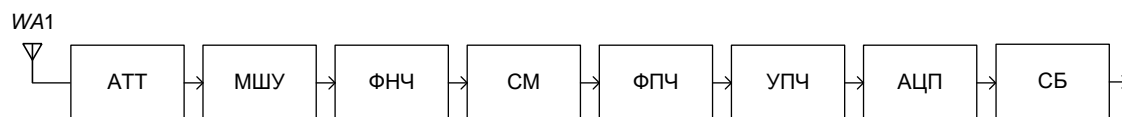


Рис. 1 – Обобщенная структура сигнаатурной обработки

Данную сигнаатурную обработку можно применять в пассивных пеленгаторах (рис. 2) [2], что увеличит их

скрытность, повысит точность обнаружения целей, а также даст возможность поиска заданных сигналов без влияния мощных помех.



АТТ – аттенюатор, МШУ – малозумящий усилитель; ФНЧ – фильтр нижних частот; ПЧ – преобразователь частот; ФПЧ – фильтр промежуточной частоты; УПЧ – усилитель сигналов промежуточной частоты; АЦП – аналогово-цифровой преобразователь; СБ – сигнатурный блок

Рис. 2 – Обобщенная структурная схема цифрового пеленгатора с сигнатурным модулем

Список использованных источников:

4. Патент РФ №2014136213/07, 20.03.2016 Радар детектор // Патент России № 25777848. 2014. Бюл. №8. / Соловьев А.Н.
5. Забеньков И.И. Проектирование цифровых приемных устройств / И.И. Забеньков [и др.] // Доклады БУГИР.– Минск: БГУИР, 2006 – №1 – С. 44-54.

АРХИТЕКТУРА АДРЕСАЦИИ IPv6

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

Бачило В.В.

В данной работе рассматриваются основные методы назначения адресов в протоколе IPv6, а также принципы адресации в данном протоколе.

В новой версии протокола IP: IPv6 существует три типа адресов:

- unicast: Идентификатор одиночного интерфейса. Пакет, посланный по юникаст-адресу, доставляется интерфейсу, указанному в адресе.
- anycast: Идентификатор набора интерфейсов (принадлежащих разным узлам). Пакет, посланный по эникаст-адресу, доставляется одному из интерфейсов, указанному в адресе (ближайший, в соответствии с мерой, определенной протоколом маршрутизации).
- multicast: Идентификатор набора интерфейсов (обычно принадлежащих разным узлам). Пакет, посланный по мультикаст-адресу, доставляется всем интерфейсам, заданным этим адресом.

IPv6 адреса всех типов ассоциируются с интерфейсами, а не узлами. Так как каждый интерфейс принадлежит только одному узлу, юникастный адрес интерфейса может идентифицировать узел.

Одному интерфейсу могут соответствовать много IPv6 адресов различного типа. Существует два исключения из этого правила:

1. Одиночный адрес может приписываться нескольким физическим интерфейсам, если приложение рассматривает эти несколько интерфейсов как единое целое при представлении его на уровне Интернет.
2. Маршрутизаторы могут иметь нумерованные интерфейсы (например, интерфейсу не присваивается никакого IPv6 адреса) для соединений точка-точка, чтобы исключить необходимость вручную конфигурировать и объявлять эти адреса. Адреса не нужны для соединений точка-точка маршрутизаторов, если эти интерфейсы не используются в качестве точки отправления или назначения при отправке IPv6 дейтограмм.

Существует три стандартные формы для представления ipv6 адресов в виде текстовых строк:

1. Основная форма имеет вид x:x:x:x:x:x, где "x" шестнадцатеричные 16-битовые числа.

Примеры:

fedc:ba98:7654:3210:FEDC:BA98:7654:3210
1080:0:0:0:8:800:200C:417A

Стоит отметить, что не обязательно писать начальные нули в каждом из конкретных полей, но в каждом поле должна быть, по крайней мере, одна цифра (за исключением случая, описанного в пункте 2.).

2. Из-за метода записи некоторых типов IPv6 адресов, они часто содержат длинные последовательности нулевых бит. Для того чтобы сделать запись адресов, содержащих нулевые биты, более удобной, имеется специальный синтаксис для удаления лишних нулей. Использование записи "::" указывает на наличие групп из 16 нулевых бит. Комбинация "::" может появляться только при записи адреса. Последовательность "::" может также использоваться для удаления из записи начальных или завершающих нулей в адресе. Например:

1080:0:0:0:8:800:200c:417a	уникаст-адрес
ff01:0:0:0:0:0:43	мультикаст адрес
0:0:0:0:0:0:1	адрес обратной связи
0:0:0:0:0:0:0	неспецифицированный адрес

может быть представлено в виде:

1080::8:800:200c:417a	уникаст-адрес
ff01::43	мультикаст адрес
::1	адрес обратной связи
::	неспецифицированный адрес

3. Альтернативной формой записи, которая более удобна при работе с IPv4 и IPv6, является x:x:x:x:x:d.d.d.d, где 'x' шестнадцатеричные 16-битовые коды адреса, а 'd' десятичные 8-битовые, составляющие младшую часть адреса (стандартное IPv4 представление). Например:

0:0:0:0:0:0:13.1.68.3
0:0:0:0:0:FFFF:129.144.52.38
или в сжатом виде:
::13.1.68.3
::FFFF:129.144.52.38

Узлы IPv6 могут иметь существенную или малую информацию о внутренней структуре IPv6 адресов, в зависимости от выполняемой узлом роли, (например, ЭВМ или маршрутизатор). Как минимум, узел может

считать, что уникальный адрес (включая его собственный адрес) не имеет никакой внутренней структуры. То есть представляет собой 128 битовый неструктурированный образ.

Примеры уникастных адресов:

N-бит	128-N бит
Префикс подсети	Интерфейс ID

Рис. 1 – ЭВМ может дополнительно знать о префиксе подсети для каналов

N-бит	80-N бит	48 бит
Префикс подписчика	ID-подсети	Интерфейс ID

Рис. 2 – ЭВМ может назначать адрес с учетом адресом канального уровня (MAC)

S-бит	N-бит	M бит	128-S-N-M бит
Префикс подписчика	ID области	ID-подсети	Интерфейс ID

Рис. 3 – Пример адреса в случае, если локальная сеть или организация нуждается в дополнительных уровнях иерархии

Адрес обратной связи:

128 бит
0. 0. 0. 0. 0. 0. 0. 1

Рис. 4 – Адрес обратной связи

Адреса для организации туннелей для IPv6 пакетов через маршрутную среду IPv4:

80 бит	16 бит	32 бита
0000..... 0000	0000	IPv4 адрес

Рис. 5 – IPv4-compatible IPv6 addresses (для узлов, поддерживающих IPv6)

80 бит	16 бит	32 бита
0000..... 0000	FFFF	IPv4 адрес

Рис. 6 – IPv4-mapped IPv6 address (для узлов, не поддерживающих IPv6)

Глобальный уникаст адрес провайдера выглядит следующим образом:

3 бита	n бит	m бит	o бит	125-s-n-o бит
010	ID регистрации	ID провайдера	ID подписчика	Интра подписчика
Префикс регистрации				
Префикс провайдера				
Префикс подписчика				

Рис. 7 – Глобальный уникаст адрес провайдера

Список использованных источников:

1. IPv6 Addressing White Paper : Topical Review – Cisco Systems, Inc., San Jose, 2008.
2. IPv6 Addressing : ITU/APNIC/MICT IPv6 Security Workshop, Bangkok, 2015.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПОЛНЫХ ПРОВОДИМОСТЕЙ (СОПРОТИВЛЕНИЙ) В НАПРЯЖЕНИЕ

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

Богод И.А.

Свирид В.Л. – к.т.н., доцент

В работе рассматриваются преобразователи полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение и дифференциальная оценка их точности. Анализ аналоговой схемотехники дифференциальным методом отличается от классического анализа электротехники более высокой точностью, особенно в случаях устройств с обратной связью.

Преобразователь сопротивления в напряжение представляет собой источник тока, который протекает через измеряемое сопротивление и создает на нем падение напряжения, пропорциональное измеряемому сопротивлению. В качестве преобразователей сопротивления могут быть применены реостатные датчики, термометры сопротивления и др. Датчик включают в последовательно-параллельную цепь генератора.

Преобразователи сопротивления в напряжение (ПСН) находят применение при построении омметров и измерительных приборов с резистивными первичными преобразователями. При неизменном токе падение напряжения на резисторе пропорционально его сопротивлению. Таким образом, ПСН можно построить, включая преобразуемое сопротивление в цепь нагрузки стабилизатора тока. Применение ОУ позволяет реализовать такие требования, как возможность заземления преобразуемого сопротивления, исключение погрешности от сопротивления соединительных проводников, снижение выходного сопротивления ПСН и т.д.

В преобразователе полных проводимостей разность напряжений, действующая между входами операционного усилителя с ограниченным коэффициентом передачи, позволяет найти пропорциональное измеряемой величине выходное напряжение.

Погрешность преобразования полной проводимости в напряжение, обусловленная конечной величиной коэффициентов передачи ОУ:

$$\delta\delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial U_{\text{ВЫХ}}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} - 1 = \frac{[1 + (R_0 Y_x + 1)/K_0][1 + (N + 1)/K_0]}{1 - (R_0 Y_x + 1)/(K_0 R_0 Y_x)} - 1.$$

При выполнении на практике условия $(N + 1)/K_0 \ll 1$ или $K_0 \gg 1$ соотношение выше упрощается до

$$\delta\delta U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \gg 1} = \frac{(R_0 Y_x)^2 + R_0 Y_x + 1}{K_0 R_0 Y_x - 1} \leq \delta\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}$$

Исходя из допустимой погрешности $\delta\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}$ и условия $R_0 Y_x < 1$ можно определить минимальный предел:

$$Y_{x.min} \geq \frac{1}{R_0 K_0 |\delta\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}|},$$

а из условия $R_0 Y_x > 1$ – максимальный предел преобразуемой проводимости

$$Y_{x.max} \geq \frac{|\delta\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}| K_0}{R_0}.$$

При этом нужно помнить, что

$$|\delta\delta U_{\text{ВЫХ.ДОП}}| \geq \frac{3}{K_0}.$$

Диапазон рабочих проводимостей следует из $Y_{x.min}$ и $Y_{x.max}$.

$$D = \frac{Y_{x.max}}{Y_{x.min}} = \left(\delta \partial U_{\text{ВЫХ.ДОП}} \right)^2.$$

Тогда выходное напряжение будет

$$\partial U_{\text{ВЫХ}} = I Z_x \frac{K_0}{1 + \frac{K_0}{N+1}} = \frac{U_c(t)(N+1)Z_x}{R_0 \left[1 + \frac{K_0}{N+1} \left(1 + \frac{N+1}{NR_0} Z_x \right) \right]}.$$

Погрешность преобразования полного сопротивления в напряжение, обусловленная конечной величиной коэффициента передачи ОУ, определяется так:

$$\delta \partial U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty}}{U_{\text{ВЫХ}}} - 1 = \frac{N+1}{K_0} \left(1 + \frac{N+1}{NR_0} Z_x \right).$$

Эта погрешность может быть минимизирована, если выбрать оптимальное значение N, которое можно определить из условия равенства нулю производной от $\delta \partial U_{\text{ВЫХ}}$ по данному параметру:

$$\frac{\delta \partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial N} = \frac{N^2(R_0 + Z_x) - Z_x}{N^2 R_0 K_0} \Big|_{N=N_{opt.}} = 0.$$

Отсюда

$$N_{opt.} = \sqrt{\frac{1}{1 + R_0/Z_x}}.$$

Исходя из допустимой погрешности $\delta \partial U_{\text{ВЫХ.ДОП}}$ можно задать требования к пределу преобразования полного сопротивления Z_x в напряжение:

$$Z_{x.max} \leq \left(\left| \delta \partial U_{\text{ВЫХ.ДОП}} \right| \frac{K_0}{2} - 1 \right) \frac{R_0}{2}.$$

Ниже представлена схема преобразователей.

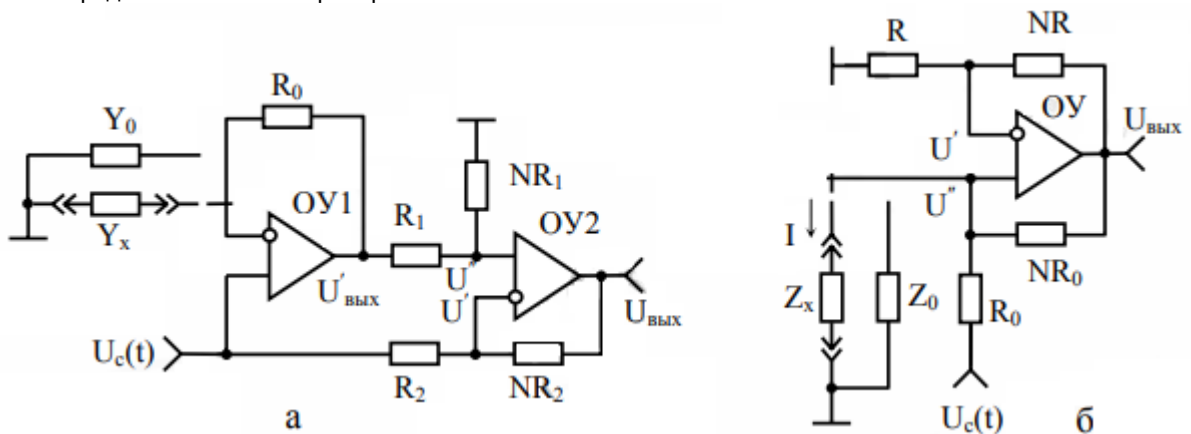


Рисунок 1. Преобразователь полных проводимостей (а) и полных сопротивлений (б) в напряжение

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

Боков В.М.

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

Титович Н.А. – к.т.н., доцент

Мобильная связь давно перестала быть просто звонками и sms. Сейчас главная задача мобильных сетей – беспроводная передача данных, подключение к интернету. Каждый день мы слышим о 3G, 4G, 5G. Разница между мобильными сетями различных поколений:

	1G	2G	3G	4G	5G
Сервисы	1G было полностью аналоговым и позволяло только осуществлять передачу голоса.	2G стало полностью цифровым, поддержка коротких сообщений (SMS)	Существенное увеличение скорости передачи данных. Мобильные устройства дают возможность не только совершать голосовые вызовы, но и полноценно использовать ресурсы сети Интернет.	Существенное увеличение скорости передачи данных, IP-ориентированная сеть, поддержка мультимедиа, скорости до сотен мегабит в секунду	Существенное увеличение скорости передачи данных, усовершенствованный мобильный широкополосный доступ eMBB (enhanced MBB), сверхнадёжные коммуникации с низкой задержкой ULLRC (Ultra Low Latency Reliable Communication), массивные межмашинные коммуникации Massive IoT/IIoT, mMTC (massive Machine Type Communication)
Стандарты	AMPS, TACS, NMT.	TDMA, CDMA, GSM, PDC	WCDMA, CDMA2000, UMTS	LTE-Advanced, WiMax Release 2 (IEEE 802.16m), WirelessMAN-Advanced	Представленный стандарт IMT-2020
Скорость передачи	1,9 кбит/с	9,6-14,4 кбит/с. В базовом варианте	до 3,6 Мбит/с в базовом варианте	100 Мбит/с - 1 Гбит/с	Скорость доступа к интернету в сети 5G прогнозируется в районе 10 Гбит/с.
Частоты	450 и 900 МГц	Прямой канал 900 МГц, Обратный канал 1800 МГц	Прямой канал 1920–1980 МГц, Обратный канал 2110–2170 МГц	Сети нового стандарта могут быть реализованы на частотах от 700 МГц до 2.7 ГГц.	Низкочастотный спектр до 6 ГГц уже согласован под нужды 5G, рассматривается возможность использования диапазонов 24,25-27,5 ГГц и 37-43,5 ГГц.
Модуляция	1G использовали аналоговую модуляцию радиосигналов	Восьми-позиционная фазовая модуляция и 8-PSK	Квадратурная модуляция в зависимости от стандарта использовалась от 4QAM до 8QAM	OFDM – передача данных на ортогональных между собой частотах.	OFDM, а так же SCMA — метод кодовой модуляции сигналов при обеспечении многостанционного доступа, основанный на разреженных кодах. Он позволяет сети обслуживать в 2,7 раза больше пользователей по сравнению с 4G и снижает задержку в сети.

Архитектура	Главными элементами сети сотовой связи являются: MSC – центр коммутации BTS – базовая станция MS – мобильная станция	Классическая структура сети GSM состоит из 2 систем, каждая из которых содержит функциональные устройства, являющиеся компонентами сети мобильной радиосвязи: Коммутационная система - Switching System (SS); Система базовых станций - Base Station System (BSS).	Сеть 3G строится на базе: мобильная телефонная станция, в системе UMTS она называется UE (User Equipment); базовая телефонная станция, по терминологии — узел B; контроллер базовой станции (BSC) и центр коммутации мобильной связи (MSC).	Сеть LTE состоит из двух важнейших компонентов: сети радиодоступа E-UTRAN и базовой сети SAE(System Architecture Evolution) или EPC(Evolved Packet Core Network)	5G реализуются в виртуальных программных функциях VNF (Virtual Network Function), которые работают в инфраструктуре NFV. Различие между этими похожими по звучанию понятиями состоит в том, что VNF – это функция, а NFV – это технология. В свою очередь, NFV реализуется в физической инфраструктуре дата-центров (data center, DC, центр обработки данных, ЦОД), на базе стандартного коммерческого оборудования COTS (Commercial Off The Shelf). Оборудование COTS включает лишь три вида стандартных, относительно недорогих устройств – сервер (вычислительное устройство), коммутатор (сетевое устройство) и система хранения данных (устройство хранения).
-------------	--	--	---	--	--

Пятое поколение мобильной связи в 10 раз быстрее 4G LTE, 5G будет основой для создания виртуальной реальности и полностью автономных городов. 5G основана на технологиях: миллиметровые волны, *Small cell*, *Massive MIMO*, *Beamforming*, *Full Duplex*.

Южная Корея опередила США и Китай в гонке, победитель которой по праву будет называться страной с первой коммерческой сетью пятого поколения. На сегодняшний день три основных корейских оператора сотовой связи (*SK Telecom*, *KT* и *LG Uplus*) ввели в эксплуатацию новое оборудование, одновременно отправив в сети нового поколения свои первые 5G-сигналы. В России 5G интернет уже появился в Сколково. В Белоруси инфраструктурный оператор *beCloud* запустил первые зоны 5G в Минске. Это пока только тестирование новой технологии, абоненты пользоваться сетью не могут. Пилотный проект включает три базовые станции в центральных районах Минска в диапазоне 3,5 ГГц.

Возможные проблемы сетей 5G:

Серьезной проблемой скорого развертывания 5G является совершенно новая инфраструктура высокоскоростных сетей. От пятого поколения ожидают глобального сетевого покрытия и высоконадежной бесперебойной работы. Это влечет за собой необходимость увеличения количества операторского оборудования, сложность его обслуживания и высокие затраты. Революционным решением в сетях мобильной связи может стать виртуализация архитектуры 5G, что позволит оптимизировать использование ресурсов и повысит производительность сетей.

Несколько сервисов. В отличие от других служб радиосигналов, 5G будет иметь огромную задачу, предлагая услуги для гетерогенных сетей, технологий и устройств, работающих в разных географических регионах. Таким образом, задача состоит в стандартизации для обеспечения динамических, универсальных, ориентированных на пользователя и богатых данными беспроводных сервисов для удовлетворения высоких ожиданий людей.

Инфраструктура. Исследователи сталкиваются с технологическими проблемами стандартизации и применения услуг 5G.

Связь, навигация и зондирование - эти услуги во многом зависят от наличия радиочастотного спектра, через который передаются сигналы. Хотя технология 5G обладает мощными вычислительными возможностями для обработки огромного объема данных, поступающих из разных и разных источников, но для этого требуется большая инфраструктурная поддержка.

Безопасность и конфиденциальность - это одна из самых важных проблем, которые 5G необходимо обеспечить для защиты персональных данных. 5G должен будет определить неопределенности, связанные с угрозами безопасности, включая доверие, конфиденциальность, кибербезопасность, которые растут по всему миру.

Законодательство *Cyberlaw* - Киберпреступность и другие мошенничества также могут увеличиваться благодаря высокоскоростной и вездесущей технологии 5G. Поэтому законодательство Киберлава также является императивным вопросом, который в основном является государственным и политическим (как национальным, так и международным).

Список использованных источников:

1. <http://www.vitasvyaz.ru/news/razvitie-mobilnoj-svjazi-ot-1g-k-5g.html>
2. <https://ru.wikipedia.org/wiki/1G>
4. <http://1234g.ru/novosti/chastoty-dlya-5g>
5. <http://www.tadviser.ru>
6. <http://wimax.livebusiness.ru/tags/5G/>
7. <https://3g-aerial.biz/chastoty>
8. <http://myelectronix.ru/hardware/69-mobilnyy-internet-3g-i-4g-kharakteristiki-i-osobnosti>
9. <http://digteh.ru/UGFSvSPS/modul/8PSK/>
10. <https://habr.com/ru/company/yota/blog/309068/>
11. <https://www.securitylab.ru/news/498100.php>
12. <http://pro3gsm.com/arhitektura-seti-lte/>
13. <http://catamobile.org.ua/arhitektura-umts.html>
14. <http://1234g.ru/2g/gsm/opisanie-komponentov-seti-gsm>
15. <http://celnet.ru/1G.php>
16. <http://today.kz/news/progress/2018-07-12/767828-v-kakih-stranah-testiruyut-mobilnyy-set-5g/>
17. <https://www.ixbt.com/news/2018/12/01/segodnja-zapuskajut-pervuju-v-mire-set-5g.html>
18. <https://www.kp.ru/putevoditel/tekhnologii/5g-internet/>
19. <https://kyky.org/news/v-belarusi-zapustili-5g-no-luchshe-by-razobralis-s-3g>
20. <http://1234g.ru/novosti/seti-pyatogo-pokoleniya-predposylki-problemy-standartizatsiya-i-kto-pervyj-zapustit-5g>

КЛАССИФИКАЦИЯ АКУСТИЧЕСКИХ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ

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

Бурак А. И., Трус И. И.

Давыдов И. Г. – канд. технич. наук, доцент

В докладе описывается реализация системы обеспечения безопасности доступа к транспортному средству.

В современном мире большое значение имеет вопрос классификации различного рода данных. К таким данным можно отнести и акустические данные. Например, с помощью классификации акустических данных можно произвести диагностику состояния оборудования, режима его работы, либо состояние здоровья человека. Для того, чтобы упростить эти процессы и уменьшить вероятность ошибки человека, который, на данный момент, производит диагностики этого вида применяют алгоритмы машинного обучения.

Данная система позволит классифицировать акустические данные на основе выделенных ранее информативных признаков.



Рис. 1 – Общая схема работы системы классификации.

В общем, работа системы состоит из следующих этапов:

- Сбор выборок (обучающей и тестирующей);
- Выделение набора информативных признаков из акустических сигналов, по которым будет происходить классификация;
- Обучение алгоритма на данных;
- Тестирование алгоритма.

Для того, чтобы алгоритмы машинного обучения работали, прежде всего, машину надо обучить. В данной ситуации лучше всего подойдет обучение по прецедентам. Обучение будет проходить на больших выборках данных сигналов. После того, как машина будет корректно обучена, можно использовать её для классификации акустических сигналов.

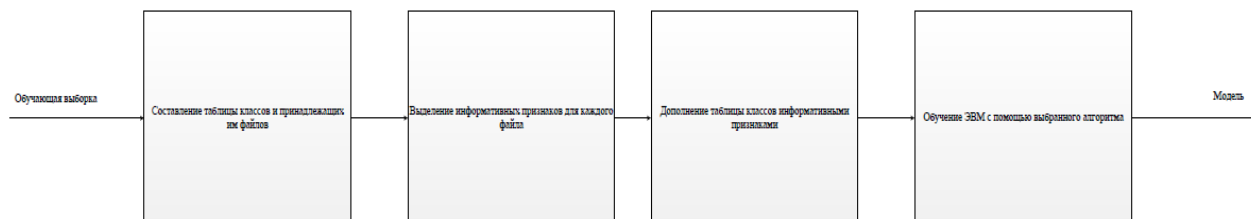


Рис. 2 – Схема обучения алгоритма машинного обучения.

Классификация будет происходить уже на обученной машине, основываясь на полученной в процессе обучения модели. Из классифицируемых акустических сигналов будут выделяться те же информативные признаки, что и из сигналов для классификации. Корректность работы алгоритма проверяется с помощью

тестирующей выборки.

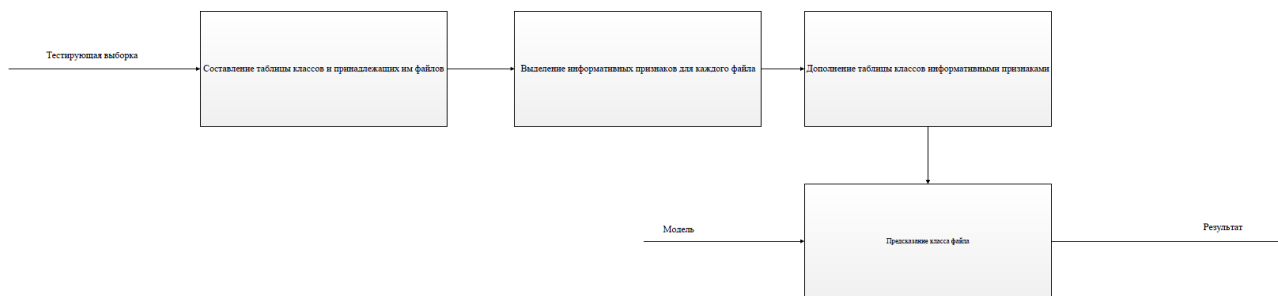


Рис. 3 – Схема тестирования алгоритма машинного обучения.

Преимуществом данного решения является относительная простота реализации, высокая гибкость, достаточно высокая точность классификации и достаточно широкая применимость к различным сферам с минимальным количеством изменений.

СИСТЕМА ВНУТРЕННЕЙ РАДИОСВЯЗИ НА АТОМНОЙ ЭЛЕКТРОСТАНЦИИ ПО ИЗЛУЧАЮЩЕМУ КАБЕЛЮ

Белорусский государственный университет информатики и радио электроники
г. Минск, Республика Беларусь

Бутор Д.А.

Забеньков И.И. – д. т. н. профессор

В крупных предприятиях и территориально распределенных объектах коммуникация персонала между отделами невозможна без применения современных систем связи. Именно их использование позволяет максимально сократить время, потраченное на передачу информации от одного сотрудника к другому.

Система связи – это комплекс технических и программных средств, позволяющих осуществлять коммуникацию между сотрудниками и группами сотрудников в пределах объекта.

В зависимости от технологии и функций, системы связи могут разделяться на множество разновидностей. Однако стоит упомянуть те системы, которые наиболее часто используются для передачи информации на закрытых объектах: системы телефонной связи, системы радиосвязи, системы оперативной диспетчерской связи, технологические сети связи.

Для реализации таких систем используются различные виды кабелей, а также радиоволны. У каждого из таких средств свои недостатки и преимущества в контексте их использования на закрытых объектах. Например: недостаток радиоволн, возможность их перехвата; витая пара имеет сильное затухание сигналов и возможность утечки информации, а также высокая цена интерфейсного оборудования для оптоволоконного кабеля.

Излучающий кабель, изображенный на рисунке 1 (б), как подвид коаксиального кабеля 2 (а), обеспечивает устойчивую передачу данных на большие расстояния, может быть адаптирован для передачи сигнала в труднодоступные места и снижает уровень радиочастотной нагрузки за счет подачи радиосигнала точно в требуемую зону.

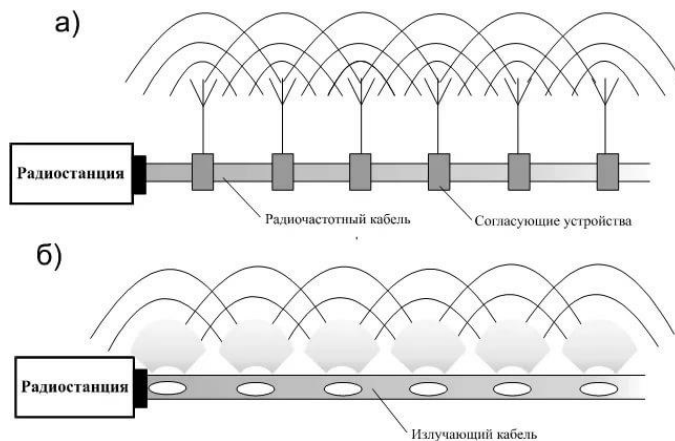


Рисунок 1 – Структурная схема коаксиально и излучающего кабеля

Данные преимущества имеют особую ценность для тех областей применения, которые предполагают движение оборудования по предварительно заданному пути и где покрытие площади объекта вызывает особые трудности. Примерная схема системы радиосвязи по излучающему кабелю изображена на рисунке 2. Таким объектом как раз и является АЭС с её толстыми стенами и труднодоступными местами для радиосигнала.

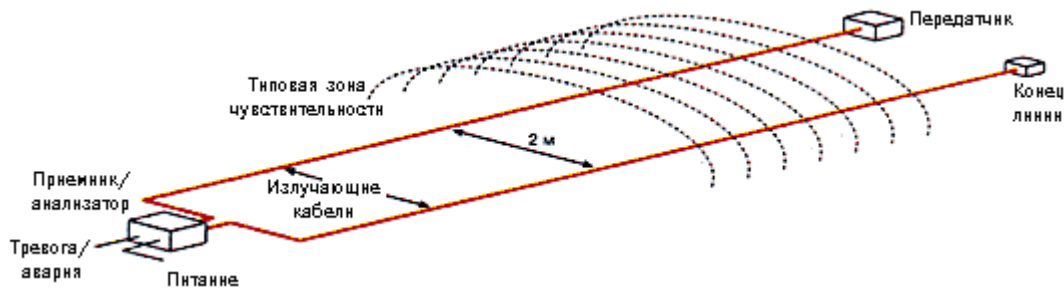


Рисунок 2 – Схема системы радиосвязи по излучающему кабелю

Список литературы:

- 1) Мартынов В. И. Оценка зоны радиопокрытия, создаваемой излучающим кабелем/ Мартынов В. И. – Электросвязь – 2009 год – 27 с.

ОБ АСПЕКТАХ РАЗРАБОТКИ ПРОГРАММНЫХ ТЕСТИРУЮЩИХ ОБОЛОЧЕК

Бущик Е.А.

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

Листопад Н.И. – д.т.н., профессор

В работе рассматриваются основные требования к разработке тестирующих оболочек для дальнейшего проектирования и реализации программного средства по дисциплине «Основы системного анализа» специальности «Радиоинформатика».

В ходе образовательного процесса особое внимание следует уделять контролю усвоенного обучающимися материала. Тестовый контроль проводится в течение всего процесса изучения любой дисциплины. И для того чтобы облегчить проведение и оценку результатов контроля современные информационные технологии предлагают тестирующие оболочки. Использование тестирующих оболочек в образовании позволит существенно повысить эффективность обучения и качество формирующихся знаний и умений.

Актуальность данной темы обусловлена тем, что современные информационно-коммуникационные технологии становятся неотъемлемой частью жизни людей, включая сферу образования. Каждое учебное заведение оснащено компьютерной техникой, которая помогает сделать процесс обучения более интересным и увлекательным. Программные средства тестирования не только активизируют обучающихся к учебной деятельности, но и позволяют освободить преподавателя от рутинной бумажной работы, сокращая при этом время на подготовку и проведение контроля. Целью работы является рассмотрение и анализ тестирующих оболочек и выделение основных требований к их разработке с последующим созданием тестирующей оболочки по дисциплине «Основы системного анализа» специальности «Радиоинформатика».

Для выделения требований к тестирующим оболочкам были проанализированы следующие программные средства:

– **Let's test.** Система тестирования Let's test позволяет проводить онлайн-тестирование знаний через интернет. Особенностью системы является возможность создания вопросов шести типов, причем их можно копировать и группировать по директориям. С помощью системы можно составлять не только тесты для проверки знаний, но и психологические [1].

– **MultiTester.** Предназначена для подготовки и проведения тестирования знаний через локальную сеть. Отличительной чертой является возможность наблюдать за ходом работы тестируемых в режиме реального времени и с автоматическим выставлением оценок согласно установленным критериям. Вся система работает по принципу «Клиент/Сервер». Все данные хранятся в базе данных на компьютере преподавателя и по мере необходимости пересылаются по сети клиенту (ученической программе). Однако поддерживается только на операционных системах Windows 98 – XP и Windows 7, которые в настоящее время не настолько актуальны [2].

– **MyTestXPro.** Система программ для создания и проведения компьютерного тестирования, сбора и анализа их результатов. Достоинством MyTestX является возможность работы с десятью типами заданий, которые в тесте могут быть использованы как все сразу так и только один. MyTestX имеет хорошую степень защиты, как тестовых заданий, так и результатов, что дает программе преимущество перед выбором среди других тестирующих оболочек [3].

В ходе исследовательской работы применялись такие методы как: теоретические (изучение популярных на данный момент времени тестирующих оболочек), эмпирические (анализ качества тестирующей оболочки), методы проектирования (структурное проектирование – последовательная декомпозиция, целенаправленное структурирование на отдельные составляющие).

Проанализировав программные средства для создания и проведения тестирования можно выделить следующие требования к их разработке:

- использование клиент-серверной архитектуры, что позволит осуществлять сбор статистики и упростит работу преподавателя;
- использование защищенных баз данных (применение современных средств защиты);
- использование в тестовых заданиях текстовой, графической, звуковой и видеоинформации;
- хранение информации о пользователях для последующего анализа;
- реализация механизма авторизации, что в свою очередь помогает разделять права на работу (добавление новых тестов, редактирование или просто прохождение); соответственно для этого должны быть хотя бы две роли пользователя – администратор и тестируемый;
- выдача ответов и вопросов в случайной последовательности – это позволит избежать запоминания комбинаций правильных ответов;

- возможность работы в локальной сети, что позволит сохранять результаты тестирования пользователей и обновлять данные для тестовых заданий;
- возможность изменять и дополнять тесты;
- интерфейс программы должен быть прост и понятен, цветовая палитра – соответствовать определенным правилам, отсутствие объектов, которые могут отвлекать от процесса тестирования. Также интерфейс должен обладать адаптивностью, т.е. возможностью изменять размер программы и ее элементов и быть совместимым с различными разрешениями экрана;
- сохранение информации о пройденных тестах в специальный журнал, с помощью которого преподаватель может просмотреть результаты тестирования и вывести их на печать.

На этапе проектирования тестирующей оболочки можно выделить следующие функциональные блоки: «Теория», «Практические задания», «Тестирование» и «Конструктор тестов». Блок «Теория» позволяет пользователю ознакомиться с теоретическим материалом предложенных тем, обладает средствами навигации по изучаемому материалу, что делает процесс обучения более удобным. После изучения теории можно перейти к тестам по выбранной теме или выполнить предложенные практические задания.

Блок «Практические задания» позволяет закрепить на практике полученные знания. Задания могут быть различного типа: как проверка владения новыми понятиями, так и решением задач по выбранным темам.

Блок «Тестирование» осуществляет контроль знаний и умений. После прохождения теста программа выдает сведения о количестве правильных и неправильных ответов, причем можно просмотреть номера вопросов с неправильными ответами.

Блок «Конструктор тестов» предназначен для создания и редактирования тестовых заданий, доступ к которому имеет только администратор.

Права доступа работы в тестирующей оболочке разделены: режим работы администратора и пользователя. В режиме администратора возможно обновлять, изменять и дополнять информацией все блоки, а также сменить данные авторизации: пароль и логин для входа в этот режим.

Таким образом, созданная по выделенным требованиям тестирующая оболочка позволит эффективно осуществлять контроль знаний обучающихся, а также поможет сделать процесс обучения информативным, полезным и практически значимым для обучающихся.

Список использованных источников:

1. Система тестирования Let's test 2012-2019 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http:// https://letstest.ru/](http://https://letstest.ru/). – Дата доступа: 02.03.2019.
2. Витвицкий, Р. MultiTester System / Р. Витвицкий // Сайт Романа Витвицкого [Электронный ресурс]. – 2019. – Режим доступа: <https://rowi.org.ua/8-programmy/4-multitester-system>. – Дата доступа: 08.02.2019.
3. MyTestXPro [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https:// http://mytest.klyaksa.net/](https://http://mytest.klyaksa.net/). – Дата доступа: 09.02.2019.

ФОРМИРОВАНИЕ СОЦИАЛЬНО-ЛИЧНОСТНЫХ КОМПЕТЕНЦИЙ БУДУЩИХ ПЕДАГОГОВ-ПРОГРАММИСТОВ

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

Бущик Е.А.

Парафьянович Т.А. – к.п.н., доцент

В работе рассматриваются основные аспекты формирования социально-личностных и профессиональных компетенций будущих педагогов-программистов на примере разработки идеи, организации студентами поисково-исследовательская деятельности, систематизации материала и проведения гражданско-патриотического мероприятия в форме встречи, посвященной юбилейным событиям.

Современные условия на рынке труда требуют от университета подготовки специалистов, способных устанавливать контакты в различных сферах личностного взаимодействия, сотрудничать, работать в команде, решать производственные задачи. В связи с этим особую значимость приобретает проблема развития социально-личностных компетенций как сегмента блока личностно-профессиональной компетентности будущего специалиста.

Использование различных «...подходов, форм, методов и средств в образовательном процессе позволяет последовательно моделировать социальное содержание будущей профессиональной деятельности» [1]. Теоретические знания рассматриваются в связи с социальной деятельностью студента, при этом осуществляется его личностное развитие, формирование социально-личностных компетенций и систематическое приближение к будущей профессии.

В процессе образования «...личность делает свои индивидуальные особенности предметом осознания, формирования, коррекции. Возрастает роль процессов саморегуляции и самооценки, активно формируются стратегии поведения» [2]. Развитие личности осуществляется через изменение ее направленности. Направленность личности является результатом усвоения социального опыта, культуры и индивидуализации (процесса развития интеллекта, воли, эстетического вкуса, творческих способностей личности). В ходе становления и развития личности происходит и становление ее целостности. Целостность личности заключается в направленности всех периодов развития личности, и в обретении необходимых отсутствующих качеств личности.

Личностно-профессиональная направленность будущего педагога-программиста складывается из ряда составляющих, среди которых ключевое место занимает интерес к избранной специальности и возможность будущей самореализации. Поскольку личностно-профессиональная направленность – одна из основных структурных составляющих личности, необходимо в процессе становления специалиста уделять особое внимание её формированию. Именно уровень сформированности личностно-профессиональной компетентности будущего специалиста определяет сегодня качество профессионального образования, обеспечивающее конкурентоспособность выпускника. Главной идеей развития личностно-профессиональной компетентности будущего специалиста является приобретение не только знаний и умений в условиях формального образования, но и применение этих знаний на практике и формирование социально-личностных компетенций. В образовательном процессе у студентов БГУИР формируются такие личностные качества, как ответственность, организованность, дисциплинированность, самостоятельность, целеустремленность и социально-личностные компетенции: способность к социальному взаимодействию; владение способностью к межличностным коммуникациям; к критике и самокритике; умение работать в команде.

Образовательный процесс и система воспитания в БГУИР сегодня ориентированы на отношении к студенту как к самостоятельному, ответственному субъекту собственного развития, жизнедеятельности и как к субъекту взаимодействия, которое строится на поддержке его конструктивной инициативы.

Лидеры студенческого самоуправления, активисты БРСМ БГУИР и факультета радиотехники и электроники, студенты кафедры информационных радиотехнологий выразили инициативу провести поисково-исследовательскую работу в отношении выпускников МРТИ-БГУИР прошлых поколений, ветеранов комсомола и студенческого строительного движения, найти их, собрать истории их жизни и возможно встретиться с ними, посвятив эту встречу юбилейным событиям университета, 100-летию ВЛКСМ и 55-летию студенческих строительных отрядов. В целях поддержки молодежи была создана инициативная группа в состав, которой вошли студенты третьего курса специальности «Профессиональное обучение (информатика)», которые начали изучать и собирать по крупицам историю комсомола БГУИР и историю создания первых студенческих строительных отрядов у истоков, которых стоял комсомол МРТИ-БГУИР.

Поисково-исследовательская деятельность включала в себя следующие этапы:

1) Сбор данных – для создания реальной истории деятельности комсомола в БГУИР и истории формирования студенческих строительных отрядов необходима была достоверная информация, получить которую можно было от участников и свидетелей этих событий. Для реализации этого этапа студенты изучали материалы журналов, сборников, летописей БГУИР, лично общались с выпускниками МРТИ-БГУИР прошлых поколений, ветеранами комсомола и студенческого строительного движения.

2) Анализ данных – все собранные данные были проанализированы и систематизированы для дальнейшей разработки программы мероприятия. Самостоятельная работа студентов не только формирует познавательные способности, но и расширяет умения и навыки работы с различными источниками информации, аналитические способности, такие личностные качества как самоорганизация, самоконтроль, умение планировать. Важно, что преподаватель управлял деятельностью и консультировал студентов, то есть содействовал приобретению ими необходимых знаний и усвоению практического опыта.

3) Оформление и представление результатов – проанализированные и обработанные данные были представлены в виде сценария, а также мультимедийной презентации, которая позволила показать всю яркость, насыщенность жизни МРТИ-БГУИР и студенческих строительных отрядов.

Результатом поисково-исследовательской деятельности является организованная и проведенная встреча с ветеранами, выпускниками МРТИ, посвященная юбилейным событиям. На встрече старшее поколение делилось профессиональными знаниями, опытом, приводило примеры из собственной жизни, вдохновляло молодое поколение на достижение поставленных целей, веру в себя, свои силы и способности. Именно взаимосвязанная деятельность преподавателя и студентов формирует одновременно сознание и поведение последнего, побуждает его к саморазвитию, самовоспитанию и самообразованию.

Включенность студентов в проведение гражданско-патриотического мероприятия в форме встречи, посвященной юбилейным событиям способствовала формированию социально-личностных и профессиональных компетенций будущих педагогов-программистов таких как:

- умение применять знания на практике;
- управленческо-организаторских качеств (умения анализировать, планировать, координировать деятельность, осуществлять рефлексию);
- организаторских способностей (умение работать в команде, способность принимать решения);
- умение применять знания на практике;
- навыков владения технологиями устного и письменного общения;
- навыков владения информационными технологиями;
- активной жизненной позиции;
- творческих умений.

Участие студентов учреждения высшего образования в учебно-познавательной деятельности способствует расширению спектра знаний о своей профессии, формированию профессионально значимых качеств личности, формированию социально-личностных и профессиональных компетенций, а также позволяет накапливать опыт будущей профессиональной деятельности.

Список использованных источников:

1. Парафиянович, Т. А. Формирование социально-личностных компетенций студентов университета / Т. А. Парафиянович // Высшее техническое образование: проблемы и пути развития = Engineering education: challenges and developments: материалы IX Международной научно-методической конференции, Минск, 1-2 ноября 2018 года / редкол. : В. А. Богуш [и др.]. – Минск: БГУИР, 2018. – С. 351 – 354.

2. Парафиянович, Т. А. Контекстно-компетентный подход в воспитании учащихся колледжа / Т.А. Парафиянович // Адукацыя і выхаванне : навукова-тэарэтычны і навукова-метадычны часопіс. – 2017. – №1 (301) – С. 54 – 58.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНАЯ ОЦЕНКА НЕЛИНЕЙНОСТИ ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

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

Волчек Д.В., Пильчук И.Ю.

Принципы построения генератора пилообразного напряжения (ГПН) (рис. 1) основа на использовании инвертирующего триггера Шмитта, охваченного отрицательной обратной связью (ООС) посредством генератора стабильного тока (ГСТ) с накопительным конденсатором C , с помощью которого происходит заряд-разряд конденсатора под влиянием выходного напряжения операционного усилителя (ОУ) до порогового уровня $\alpha U_{\text{вых}}$, устанавливаемого резисторами R_1 и R_2 цепи положительной обратной связи (ПОС).

$$\alpha = \frac{R_1}{R_1 + R_2};$$

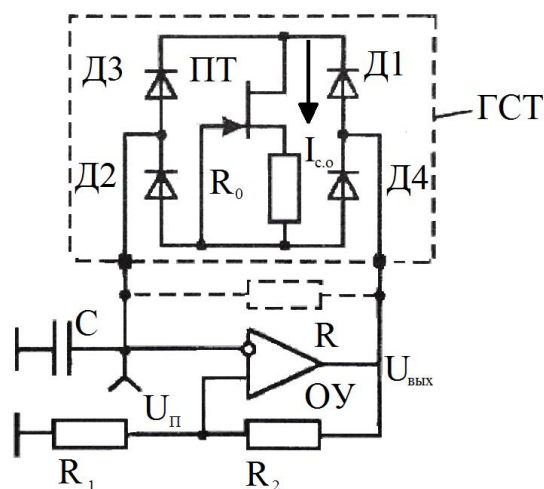


Рис. 1 – Генератор Пилообразного напряжения.

В качестве критерия нелинейности формируемого пилообразного напряжения используем соответствующий коэффициент, который представляет собой отношение разности угловых коэффициентов в начале и конце получаемого напряжения, отнесенного к угловому коэффициенту в начале пины.

$$K_H = 1 - e^{-T \cdot (2RC)} = 1 - e^{-\ln \frac{1+\alpha}{1-\alpha}} = \frac{2\alpha}{1+\alpha};$$

Линейность получаемого пилообразного напряжения зависит от задаваемых пороговых уровней, и чем меньше α – тем выше линейность.

В докладе рассматриваются возможности повышения амплитуды пилообразного напряжения и его линейности, а так же особенности применения операционных усилителей с повышенной скоростью нарастания выходного напряжения, и типов полупроводниковых диодов в ГСТ

Список использованных источников:

1. Свирид В.Л. Микроэлектронные и преобразовательные устройства: учеб. пос. для студентов спец. «Радиоинформатика». В 2 ч. Ч. 2: Микроэлектронные устройства / В.Л. Свирид. – Минск : БГУИР, 2005. – 134 с. : ил.

АГЕНТНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТРАНСПОРТНЫХ СИСТЕМ

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

Воронцов А.Н.

Давыдов И.Г. – к.т.н., доцент

Моделирование транспортных систем – эффективное средство анализа транспортных потоков. Существующие инструменты являются слишком сложными для использования инженерами-транспортниками либо не предоставляют необходимых возможностей расширения. Разрабатываемая среда рассчитана на два типа использования: (1) транспортные инженеры создают модели систем и экспериментируют с ними; программисты расширяют среду путем добавления новых элементов.

Расширение хозяйственной деятельности, повышение требований к экономической эффективности добывающей отрасли диктуют необходимость в реорганизации существующих транспортных систем в сторону их автоматизации. Низкоуровневое имитационное моделирование – эффективный способ анализа работоспособности небольших и средних автоматизированных транспортных систем.

В настоящее время существуют несколько средств низкоуровневого моделирования транспортных систем. Все рассмотренные системы, кроме Transport Library AnyLogic 6, являются зарубежными разработками и имеют высокую стоимость, часто неприемлемую для отечественных проектных организаций и муниципальных образований. Моделирование во многих средах (VISSIM, Transmodeler) предоставляет богатый набор возможностей, но часто является неоправданно сложным и недоступным специалистам в предметной области, так как предполагает глубокое знание технологий имитационного моделирования. В Transport Library AnyLogic 6 необходимо детально указывать возможные траектории движения автомобилей, что делает невозможным, например, адекватно моделировать перестроения автомобилей при движении по многополосному участку дороги. Некоторые (SIDRA Intersection) средства позволяют моделировать только отдельные типы объектов транспортной инфраструктуры.

Среду низкоуровневого моделирования транспортных систем было решено создавать на платформе AnyLogic 6, приняв за основу агентный подход. Разработана общая структура среды моделирования транспортных систем.

Среда мелкомасштабного моделирования транспортных систем (ММТС) состоит из двух подсистем – конструктора моделей и исполняющего модуля. Разработчики моделей имеют возможность в визуальном режиме создавать модели и сохранять их в XML-файлы. Эксперименты проводятся с помощью исполняющего модуля, отображающего анимацию по ходу моделирования. В основе разработанной среды лежит алгоритм поведения агента – участника дорожного движения.

Задание структуры моделируемой транспортной системы осуществляется с помощью разработанного языка описания транспортных систем.

Язык представляет собой совокупность классов элементов $C = \{C_1, \dots, C_N\}$, класса управляющих команд $D = \{D_1, \dots, D_n\}$ и правил композиции элементов $R = \{R_1, \dots, R_M\}$. Примером класса элементов инфраструктуры являются классы «перекресток», «прямой участок дороги» и др. Каждому классу C_i соответствует набор P_i из K_i свойств $P_i = \{P_{i1}, \dots, P_{iK_i}\}$. Правило композиции R_j элементов классов C_i и D_i представляет собой матрицу, в которой элементы вида принимают значения «истина», если для композиции элементов классов C_i и D_i требуется совпадение значений соответствующих свойств P_{ix} и P_{iy} , «ложь» – в противном случае.

Моделируется агент, управляемый ограниченным числом датчиков и внешних сигналов $D = \{D_1, \dots, D_n\}$ имеющих такие задаваемые свойства как «дальность», «точность», «сектор действия» и другие. Датчики в свою очередь могут подключаться к агенту для проверки влияния на его поведение. Совокупность показаний датчиков $D_1 \times D_2 \times \dots \times D_n = \{d_{11}, \dots, d_{1n}, \dots, d_{n1}, \dots, d_{nn}\}$ создаёт более ограниченный и удобный для работы набор возможных состояний агента во внешней среде S_n . Взаимодействие класса C инфраструктуры и датчиков агента D выставляет агенту конкретное значение его состояния по отношению ко внешней среде S . Таким образом добавление или модификация датчика агента не требует переработки логики агента, а лишь изменяет точность соответствия состояния S и реально существующего состояния C .

Класс S_i является входным для конечного автомата, его композиция с внутренними состояниями агента Q_i даёт исполняемую команду F_i , например «ускорение», «остановка», «поворот» и т.д.

Результатом исследования стала среда агентного моделирования транспортных систем на платформе AnyLogic. Предложена модель поведения автоматизированного транспортного средства, отражающая аспекты движения беспилотных автомобилей. Существует возможность моделирования транспортных систем для поиска оптимального набора управляющих команд и датчиков, обеспечивающих функционирование системы в определённых условиях. Модель положена в основу разработанной среды. Структура среды конструирования обеспечивает ее расширяемость за счет возможности добавления новых компонентов.

Список использованных источников:

1. Ahmed K. I. Modeling Drivers' Acceleration and Lane Changing Behavior, Massachusetts Institute of Technology, 1999.
2. Дехтярь М. И. Введение в схемы, автоматы и алгоритмы. 1998.
3. Roth, Charles H., Jr. Fundamentals of Logic Design. — Thomson-Engineering, 2004.

КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЕ АЛГОРИТМЫ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ В ОБЗОРНЫХ РЛС С МНОГОКАНАЛЬНЫМИ ПРИЕМНЫМИ СИСТЕМАМИ

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

Ву Тхань Ха

Козлов С.В. – д.т.н., доцент

Для различных видов отраженных сигналов обоснованы алгоритмы оценивания пеленга цели в обзорной двухкоординатной радиолокационной станции (РЛС) с подсистемой пространственной компенсации помех (ПКП). Алгоритмы основаны на операциях внутрипериодной компенсации помех с "обелением" их результатов во временной области путем деления на оценку среднеквадратического значения напряжения суммы взвешенных внутренних шумов и нескомпенсированных остатков внешних помех, вычисления ожидаемого сигнала для всех возможных положений цели в пределах области неопределенности, построение и максимизацию функции правдоподобия, вид которой определяется корреляционной функцией флуктуаций отраженного сигнала.

В настоящее время актуальными остаются вопросы обеспечения требуемой помехоустойчивости обзорных РЛС обнаружения воздушных целей в условиях мощных активных помех, воздействующих с направлений главного (ГЛ) и боковых (БЛ) лепестков диаграмм направленности (ДН) антенны РЛС. В качестве основного средства повышения помехоустойчивости в указанных условиях выступает использование подсистем адаптивной ПКП на базе многоканальных приемных систем [1, 2]. Актуальным является обоснование практической реализуемых квазиоптимальных алгоритмов оценивания угловых координат в обзорной РЛС с ПКП для типовых видов флуктуаций отраженных сигналов (ОС).

Будем рассматривать обзорную двухкоординатную РЛС при отсутствии (ОС - дружно флуктуирующий) и наличии (ОС- быстро флуктуирующий) перестройки несущей частоты и механическим вращением антенны. Антенная система РЛС состоит из основной приемопередающей антенны с коэффициентом усиления G_0 и $\ell = \overline{1, L}$ дополнительных (компенсационных) антенн с коэффициентами $G_1 \ll G_0$. С учетом механического вращения антенны и связанным с этим изменением разности фаз полезного сигнала и помех между основной и компенсационными антеннами полагаем, что ПКП реализуется в пределах каждого периода T_r повторения импульсов зондирующего сигнала. Пусть цель, находящаяся на азимуте $\alpha_{ц}$ и дальности $r_{ц}$, предварительно обнаружена и выполнена оценка время задержки τ_z и доплеровского сдвига частоты f_d отраженного от нее сигнала, который скомпенсирован. Азимутальные положения антенны РЛС в $i = \overline{1, I}$ периодах повторения составляют $\alpha_{ai} = \alpha_a^0 + (i-1)\Omega_a T_r$, где Ω_a , α_a^0 , $\Delta\alpha_{0,5}$ - угловая скорость вращения, начальное угловое положение и ширина ГЛ ДН антенны РЛС в азимутальной плоскости по уровню 0,5 от максимальной мощности, при этом $\alpha_a^0 \leq \alpha_{ц} - \Delta\alpha_{0,5}$.

Для вектор-столбцов отсчетов сигналов на выходах основной и компенсационных антенн имеем

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{y}_{сш_i} + \mathbf{y}_{п_i} + \mathbf{y}_{с_i}, \quad (1)$$

где $\mathbf{y}_{сш_i}$, $\mathbf{y}_{с_i}$, $\mathbf{y}_{п_i}$ - вектор-столбцы отсчетов собственных шумов, отраженного сигнала и внешних помех.

Общая идея обработки основана на проведение ПКП в каждом периоде повторения [1]

$$\mathbf{y}_{ai}^{\&X} = \mathbf{\omega}_i^+ \mathbf{y}_i = \mathbf{\omega}_i^+ (\mathbf{y}_{сш_i} + \mathbf{y}_{п_i}) + \mathbf{\omega}_i^+ \mathbf{y}_{с_i}, \quad (2)$$

где вектор весовых коэффициентов (ВВК) для i -го периода повторения

$$\mathbf{\omega}_i = \mathbf{\Phi}_i^{-1} \begin{cases} \mathbf{s}(0) - \text{для критерия максимума ОСПШ}; \\ \mathbf{e} = (1, 0, \dots, 0)^T - \text{для критерия минимума выходной мощности}; \end{cases}$$

$\mathbf{\Phi}_i$ - оценка корреляционной матрицы процессов на выходах каналов для i -го положения антенны;

$\mathbf{s}(\alpha) = (\mathbf{R}_0^{\&X}(\alpha), \mathbf{R}_1^{\&X}(\alpha) \dots \mathbf{R}_L^{\&X}(\alpha))^T$ - вектор ДН приемных каналов, с последующим обелением помехи [2] во временной области $\mathbf{Z}_i^{\&X} = \mathbf{Y}_{ai}^{\&X} / \sqrt{P_{ш+п_i}}$, где $P_{ш+п_i} = \mathbf{\omega}_i^+ \mathbf{\Phi}_i \mathbf{\omega}_i$ - оценка мощности шума и помехи на выходе системы обработки, и согласованной фильтрацией с измененным опорным сигналом вида

$\mathbf{Z}_{оп_i}^{\&X}(\alpha) = \mathbf{R}_0^{\&X}(\alpha_{ai} - \alpha) \mathbf{\omega}_i^+ \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha) / \sqrt{P_{ш+п_i}}$. Квазиоптимальность обработки (2) определяется независимостью

$\mathbf{\omega}_i$ от α . При $\mathbf{\omega}_i = \mathbf{\Phi}_i^{-1} \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha)$ получим оптимальный алгоритм с большими вычислительными затратами.

Для функции правдоподобия (ФП) при дружно флуктуирующем ОС при реализации указанного подхода получено выражение вида

$$\Psi_1(\alpha) = \mathbf{z}^+ (\mathbf{E} - (\mathbf{E} + \sigma_c^2(\alpha) \mathbf{R}(\alpha))^{-1}) \mathbf{z} - \ln |\mathbf{E} + \sigma_c^2(\alpha) \mathbf{R}(\alpha)|, \quad (3)$$

где $\mathbf{z} = (Z_1^*, Z_2^*, \dots, Z_I^*)^T$; \mathbf{E} - единичная матрица; $\sigma_c^2(\alpha) = \sum_{i=1}^{I-1} Z_i Z_{i+1}^* / \sum_{i=1}^{I-1} r^{|i-j|} Z_{оп_i}^*(\alpha) Z_{оп_{i+1}}^*(\alpha)$ - оценка средней мощности ОС на выходе изотропной приемной антенны при облучении цели максимумом главного лепестка ДН передающей антенны; $r = e^{-T_r/\tau_c}$, τ_c - коэффициент и интервал времени между периодической корреляции ОС; $\mathbf{R}(\alpha)$ - нормированная корреляционная матрица отсчетов флуктуирующую полезного сигнала с учетом операции обеления с элементами

$$R_{i,j}(\alpha) = r^{|i-j|} F_0^*(\alpha_{ai} - \alpha) F_0^*(\alpha_{aj} - \alpha) \mathbf{\omega}_i^+ \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha) \mathbf{s}^+(\alpha_{aj} - \alpha) \mathbf{\omega}_j / \sqrt{P_{ш+п_i} P_{ш+п_j}}.$$

Аналогично для функции правдоподобия при быстро флуктуирующем ОС

$$\Psi_2(\alpha) = \sum_{i=1}^I \ln \frac{1}{1 + \sigma_c^2(\alpha) |Z_{оп_i}^*(\alpha)|^2} + \sum_{i=1}^I \frac{\sigma_c^2(\alpha) |Z_{оп_i}^*(\alpha)|^2}{1 + \sigma_c^2(\alpha) |Z_{оп_i}^*(\alpha)|^2} |Z_i^*|^2, \quad (4)$$

где $\sigma_c^2(\alpha) = (\sum_{i=1}^I |Z_i^*|^2 - I) / \sum_{i=1}^I |Z_{оп_i}^*(\alpha)|^2$.

Максимально правдоподобные оценки азимута цели

$$\hat{\alpha} = \arg \max_{\alpha} \Psi_{1(2)}(\alpha). \quad (5)$$

На рисунке 1,а,б приведен вид одной из реализаций ФП для случая наличия дружно (а, $\tau_c = 100$ мс) и быстро (б) флуктуирующего ОС при воздействии единственного источника помех. Отношение помеха/шум 50 дБ, сигнал/шум (по пакче) 27 дБ, $T_r = 1$ мс, $\Delta\alpha_{0,5} = 3,8^\circ$; $\Omega_a = 36^\circ/\text{с}$. Как видно из рисунка, предлагаемые алгоритмы позволяют практически полностью устранить негативное воздействие помехи, в том числе, по главному лепестку ДН, а также нивелировать влияние флуктуаций ОС. Максимумы ФП весьма близки к истинному значению азимута цели, то есть флуктуационные ошибки малы, математическое ожидание ошибки пеленгации по множеству реализаций равно нулю.

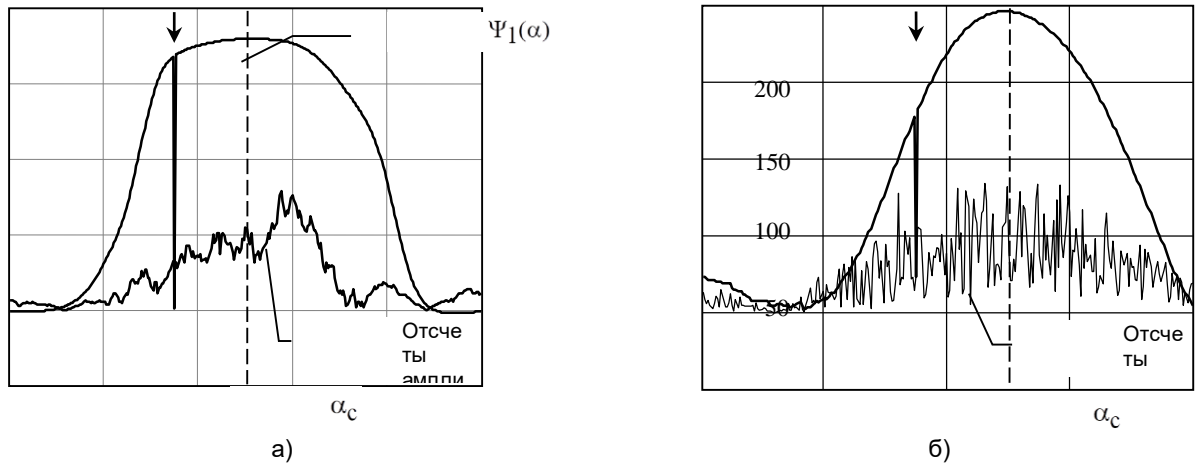


Рисунок 1- Вид ФП для случая дружно флуктуирующего сигнала (а), быстро флуктуирующего сигнала (б)

Список использованных источников

1. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. М.: Радио и связь, 1986. - 448 с.
2. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. - 416 с.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЦЕЛЕЙ В ОБЗОРНЫХ РЛС С МНОГОКАНАЛЬНЫМИ ПРИЕМНЫМИ СИСТЕМАМИ

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

Ву Тхань Ха

Козлов С.В. – д.т.н., доцент

Получены выражения для среднеквадратического отклонения (СКО) ошибок определения угловых координат цели в обзорной двухкоординатной радиолокационной станции (РЛС) с подсистемой пространственной компенсации помех (ПКП) при реализации квазиоптимальных алгоритмов обработки. Показана сходимость аналитических оценок и результатов имитационного моделирования алгоритмов.

В [1] обоснованы варианты квазиоптимальных алгоритмов оценивания пеленга цели в РЛС с подсистемой ПКП. Влияние параметров отраженных сигналов, источников помех и характеристик подсистемы ПКП на математическое ожидание (МО) и СКО ошибки пеленгации отраженного сигнала для указанных алгоритмов ранее не исследовалось. Для получения этих зависимостей необходимо разработать методику расчета статистических характеристик ошибок пеленгации.

Нижняя граница Рао-Крамера для дисперсии ошибки пеленгации [2]:

$$\sigma_{\alpha}^2 = - \left[M \left\{ \frac{\partial^2 \Psi(\mathbf{z}/\alpha)}{\partial \alpha^2} \right\} \Big|_{\alpha=\alpha_c} \right]^{-1} = - \left[\frac{\partial^2 \overline{\Psi(\alpha)}}{\partial \alpha^2} \Big|_{\alpha=\alpha_c} \right]^{-1}, \quad (1)$$

где $M\{\bullet\}$ - оператор вычисления МО; $\Psi(\mathbf{z}/\alpha)$, $\overline{\Psi(\alpha)} = M\{\Psi(\mathbf{z}/\alpha)\}$ - функция правдоподобия (ФП) и ее среднее значение по множеству реализаций векторов \mathbf{z} ; \mathbf{z} - вектор отсчетов на выходе системы обработки после ПКП и обеления помехи во временной области [1].

Аппроксимируем среднее значение ФП в окрестности максимума параболой вида

$$\Psi(\alpha) = a\alpha^2 + b\alpha + c, \quad (2)$$

где вектор $(a, b, c)^T$ коэффициентов является решением системы уравнений

$$\begin{cases} a(\alpha_c - \delta\alpha)^2 + b(\alpha_c - \delta\alpha) + c = \overline{\Psi(\alpha_c - \delta\alpha)} = \Psi_-; \\ a\alpha_c^2 + b\alpha_c + c = \overline{\Psi(\alpha_c)} = \Psi_0; \\ a(\alpha_c + \delta\alpha)^2 + b(\alpha_c + \delta\alpha) + c = \overline{\Psi(\alpha_c + \delta\alpha)} = \Psi_+, \end{cases} \quad (3)$$

а $\overline{\Psi(\alpha_c - \delta\alpha)} = \Psi_-$, $\overline{\Psi(\alpha_c)} = \Psi_0$, $\overline{\Psi(\alpha_c + \delta\alpha)} = \Psi_+$ - средние значения ФП в точках $\alpha = \alpha_c - \delta\alpha$; $\alpha = \alpha_c$; $\alpha = \alpha_c + \delta\alpha$, соответственно; α_c - истинное значение азимута цели; $\delta\alpha = (0,05 \dots 0,1)\Delta\alpha_{0,5}$; $\Delta\alpha_{0,5}$ - ширина главного лепестка ДН антенны РЛС в азимутальной плоскости по уровню 0,5 от максимального значения.

Из (3) имеем

$$a = \frac{\Psi_+ - 2\Psi_0 + \Psi_-}{2\delta\alpha^2}. \quad (4)$$

Так как $\partial^2 \Psi(\alpha) / \partial \alpha^2 = 2a$, то среднеквадратическая ошибка пеленгации

$$\sigma_{\alpha} = \sqrt{\frac{\delta\alpha^2}{-\Psi_+ + 2\Psi_0 - \Psi_-}}. \quad (5)$$

Для дружно флуктуирующих сигналов средние значения ФП в заданных точках составят

$$\begin{aligned} \Psi_{\pm} &= \sigma_c^2 \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I H_{i,j}^{(\pm)} \mathcal{Z}_{\text{оп}i}^*(\alpha_c \pm \delta\alpha) \mathcal{Z}_{\text{оп}j}^*(\alpha_c \pm \delta\alpha) + \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I H_{i,j}^{(\pm)} - \ln |\mathbf{E} + \sigma_c^2(\alpha_c \pm \delta\alpha) \mathbf{R}(\alpha_c \pm \delta\alpha)|; \\ \Psi_0 &= \sigma_c^2 \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I H_{i,j}^{(0)} \mathcal{Z}_{\text{оп}i}^*(\alpha_c) \mathcal{Z}_{\text{оп}j}^*(\alpha_c) + \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I H_{i,j}^{(0)} - \ln |\mathbf{E} + \sigma_c^2(\alpha_c) \mathbf{R}(\alpha_c)|; \end{aligned} \quad (6)$$

где

$$\mathbf{H}^{(\pm)} = \mathbf{E} - (\mathbf{E} + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha)\mathbf{R}(\alpha_c \pm \delta\alpha))^{-1}; \quad \mathbf{H}^{(0)} = \mathbf{E} - (\mathbf{E} + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c)\mathbf{R}(\alpha_c))^{-1};$$

$$\overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha) = \frac{\sigma_c^2 \sum_{i=1}^I r \mathcal{Z}_{\text{оп}i}^*(\alpha_c) Z_{\text{оп}i+1}^*(\alpha_c)}{\sum_{i=1}^I r \mathcal{Z}_{\text{оп}i}^*(\alpha_c \pm \delta\alpha) Z_{\text{оп}i+1}^*(\alpha_c \pm \delta\alpha)}; \quad \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c) = \sigma_c^2, \quad (7)$$

- матрицы обработки (\mathbf{H}) сигнала и математические ожидания ($\overline{\sigma_c^2}$) оценки мощности дружно флуктуирующего ОС при условии оценки направления на него $\alpha_c - \delta\alpha$, α_c и $\alpha_c + \delta\alpha$, соответственно. Другие обозначения в (6), (7) соответствуют использованным в [1], все мощности нормированы к мощности внутренних шумов приемных каналов.

Аналогично для средних значений ФП при быстро флуктуирующем ОС получим

$$\Psi_{\pm} = \sum_{i=1}^I \left(\ln \frac{1}{1 + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha) |\mathcal{Z}_{\text{оп}i}^*(\alpha_c \pm \delta\alpha)|^2} \right) + \sum_{i=1}^I \frac{\overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha) |\mathcal{Z}_{\text{оп}i}^*(\alpha_c \pm \delta\alpha)|^2}{1 + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha) |\mathcal{Z}_{\text{оп}i}^*(\alpha_c \pm \delta\alpha)|^2} (\sigma_c^2 |\mathcal{Z}_{\text{оп}i}^*(\alpha_c)|^2 + 1);$$

$$\Psi_0 = \sum_{i=1}^I \left(\ln \frac{1}{1 + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c) |\mathcal{Z}_{\text{оп}i}^*(\alpha_c)|^2} + \frac{\overline{\sigma_c^2}(\alpha_c) |\mathcal{Z}_{\text{оп}i}^*(\alpha_c)|^2}{1 + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c) |\mathcal{Z}_{\text{оп}i}^*(\alpha_c)|^2} (\sigma_c^2 |\mathcal{Z}_{\text{оп}i}^*(\alpha_c)|^2 + 1) \right); \quad (8)$$

где

$$\overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha) = \sigma_c^2 \sum_{i=1}^I |\mathcal{Z}_{\text{оп}i}^*(\alpha_c)|^2 / \sum_{i=1}^I |\mathcal{Z}_{\text{оп}i}^*(\alpha_c \pm \delta\alpha)|^2; \quad \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c) = \sigma_c^2 \quad (9)$$

- математические ожидания оценки средней мощности дружно флуктуирующего ОС при условии оценки направления на него $\alpha_c - \delta\alpha$, α_c и $\alpha_c + \delta\alpha$, соответственно.

Выражение (5) совместно с (6)-(9) определяют взаимосвязь среднеквадратической ошибки оценивания азимута цели с параметрами пространственно-энергетической ситуации и характеристиками обзорной РЛС с многоканальной приемной системой. Так как квазиоптимальные алгоритмы [1] являются алгоритмами максимального правдоподобия, то математическое ожидание ошибки пеленгации равно нулю.

Правильность полученных соотношений проверялась путем сравнения результатов расчета среднеквадратических ошибок оценивания азимута цели с результатами прямого имитационного моделирования алгоритмом [1] при достаточном числе реализаций. В результате установлено их совпадение в заданном доверительном интервале.

Список использованных источников

1. Ву Тхань Ха. Квазиоптимальные алгоритмы оценивания угловых координат в обзорных РЛС с многоканальными приемными системами. В настоящем сборнике.
2. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЦЕЛИ В ОБЗОРНЫХ РЛС С ПОДСИСТЕМАМИ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ

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

Ву Тхань Ха

Козлов С.В. – д.т.н., доцент

Приведены результаты расчетов статистических характеристик оценивания угловых координат отраженного сигнала в обзорной радиолокационной станции (РЛС) с подсистемой пространственной компенсации помех (ПКП) при реализации квазиоптимальных алгоритмов обработки. Показана сходимости аналитических оценок и результатов имитационного моделирования алгоритмов. Сформулированы основные закономерности.

В [1, 2] обоснованы варианты квазиоптимальных алгоритмов оценивания пеленга и методика расчета статистических характеристик оценивания угловых координат целей в РЛС с подсистемой ПКП. Целью настоящей работы является проведение расчетов статистических характеристик оценивания угловых координат целей для типовых сигнально-помеховых ситуаций и выявление основных закономерностей.

Расчеты проводились для наиболее интересного и практически важного случая воздействия мощного источника помех с угловым положением, близким к угловому положению источника полезного сигнала. Рассматривались типовые модели [1] отраженного сигнала (ОС) в виде: нефлуктуирующих ОС (М1), дружно флуктуирующих ОС (М2), быстро флуктуирующих ОС (М3). Модели ОС М2 и М3 в обзорной РЛС при отсутствии и наличии перестройки частоты [1]. Модель М1 – предельный случай моделей М2 при интервале корреляции флуктуаций ОС $\tau_c \rightarrow \infty$. Аналогично модель М3 – предельный случай М2 при $\tau_c = 0$. Флуктуации амплитуды ОС принимались релейевским.

При выявлении закономерностей принимались следующие исходные данные: угловое положение источника помех, нормированное к ширине $\Delta\alpha_{0,5}$ главного лепестка ДН основной антенны, составляло величину 0,125...2,5; угловая скорость вращения антенны РЛС $\Omega_a = 30$ град/с, частота повторения импульсов

$F_r = 1000$ Гц; ширина главного лепестка ДН основной антенны $\Delta\alpha_{0,5} = 3,8^\circ$; число импульсов в пачке 127; энергетические характеристики РЛС и отражательная способность цели соответствовали достижению отношения сигнал/шум по одному импульсу пачки на дальности 100 км в максимуме ДН основной антенны 8,4 дБ; отношение помеха/шум 50 дБ. Характеристики многоканальной антенной системы обзорной РЛС моделировались в виде ДН основной апертуры прямоугольной формы, включающей 30×5 приемно-передающих элементов с межэлементным расстоянием, равным половине длины волн и четырех апертур компенсационных каналов, каждая из которых включала 2×5 приемных элементов. Компенсационные антенны размещались попарно справа и слева от основной апертуры. Амплитудное распределение поля на апертурах антенн принималось равномерным, погрешности формирования распределения на апертурах и погрешности калибровки не учитывались.

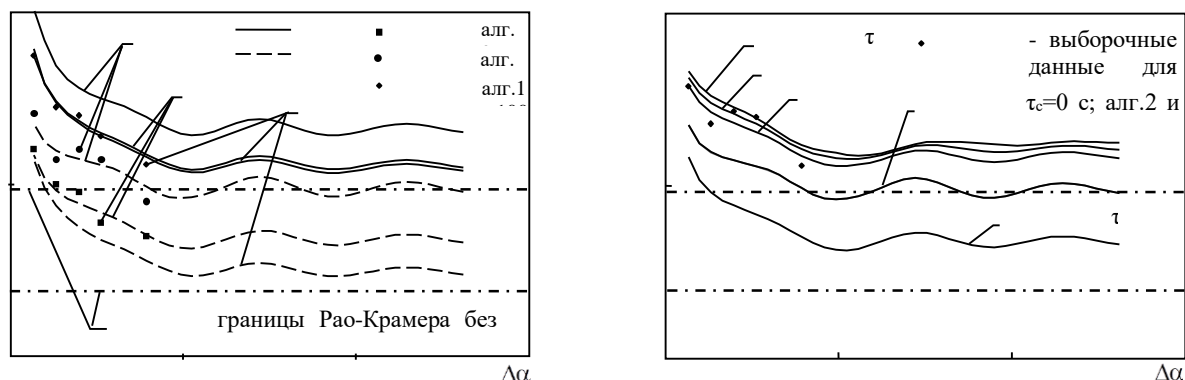
В ходе исследований было установлено, что СКО пеленгования при использовании в ходе пространственного обеления критерия минимума выходной мощности примерно 2...3 раза больше, чем для критерия максимума выходной мощности для всех алгоритмов пеленгования. Поэтому все дальнейшие результаты приводятся для пространственной адаптации по критерию максимума ОСПШ.

На рисунке 1 приведены зависимости нормированной ошибки оценивания угловых координат цели от нормированного углового отклонения источника помехи от цели, полученные для случая классифицированной выборки. Соответствующими символами в поле графиков показаны значения выборочных (25 реализаций) СКО пеленгации, полученные при прямом имитационном моделировании алгоритмов пеленгования [1] для отдельных пространственно-энергетических ситуаций.

Анализ результатов моделирования позволяет сделать следующие выводы:

значения выборочных и теоретических СКО для выбранных ситуаций совпадают в пределах точности статистических оценок;

расчетные значения СКО для алгоритма 1 практически совпадают с расчетными значениями для алгоритма 2 при $\tau_c \rightarrow \infty$ (нефлуктуирующий сигнал) и дальности до цели 100 км; при уменьшении дальности до цели в 2 раза (то есть, возрастании отношения сигнал/шум в 16 раз) точность пеленгации с использованием адаптивного алгоритма 2 оказывается несколько хуже, чем для алгоритма 1; это объясняется влиянием ошибок в оценивании средней мощности ОС в угловых направлениях, отличных от направления на источник сигнала, в результате чего значения второй производной ФП в точке максимума уменьшается;



а) нефлуктуирующий, дружно и быстро флуктуирующий ОС

б) дружно и быстро флуктуирующий ОС ($\tau_c=100; 50; 25$ мс)

Рис. 1. Зависимости нормированной ошибки оценивания угловых координат цели от нормированного углового отклонения источника помехи

наибольшая точность пеленгования достигается для нефлуктуирующего сигнала и, далее, для быстрофлуктуирующего сигнала; наихудшая точность пеленгования имеет место когда интервал корреляции флуктуаций ОС сравним с длительностью пачки; если на длительность пачки укладывается несколько интервалов корреляции флуктуаций ОС, проявляется эффект усреднения флуктуаций и ошибки пеленгования уменьшаются;

для всех видов флуктуаций ОС предложенные в [1] алгоритмы обработки обеспечивают эффект «сверхразрешения» отраженного сигнала и мощной помехи при угловом расстоянии между ними до 5...8 раз меньше, чем ширина главного лепестка основной антенны РЛС.

Отношение сигнал/помеха+шум на выходе системы обработки и СКО пеленгования сильно зависят от модуля разности азимутов источника полезного сигнала и источника помехи, если указанная разность составляет менее половины ширины главного лепестка ДН основного канала. Зависимости СКО пеленгования от углового положения источника помех при нахождении последнего в области боковых лепестков основного канала имеет колебательный характер: при попадании источника помех на максимумы боковых лепестков СКО пеленгования увеличивается, а при попадании в провалы – уменьшается. Это точно соответствует поведению квадрата нормы весовых коэффициентов приемных каналов (мощности взвешенных шумов). При увеличении модуля разности СКО пеленгования стремится к асимптотическому значению, равному нижнему пределу Рао-Крамера для беспомеховой ситуации и отсутствия флуктуаций отраженного сигнала.

Наряду с классифицированной исследовались основные закономерности пеленгования отраженного сигнала при использовании в процессе адаптации неклассифицированной выборки при длительности временного окна оценивания корреляционной матрицы в 20...50 раз больше ширины главного лепестка функции рассогласования одиночного зондирующего сигнала. Значимых в статистическом плане отличий СКО пеленгации для неклассифицированной выборки от классифицированной для когерентного нефлуктуирующего сигнала в рассматриваемых пространственно-энергетических ситуациях не выявлено.

Список использованных источников

1. Ву Тхань Ха. Квазиоптимальные алгоритмы оценивания угловых координат в обзорных РЛС с многоканальными приемными системами. В настоящем сборнике.
2. Ву Тхань Ха. Методика расчета статистических характеристик оценивания угловых координат целей в обзорных РЛС с многоканальными приемными системами. В настоящем сборнике.

ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМ ОХРАНЫ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ НА БАЗЕ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ КОМПЛЕКТОВ ARDUINO

Гайдуров С.А.

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

Крушев В.Т. – к.т.н., доцент

Существенное увеличение числа автомобильных краж на международном уровне требует производства надёжной охранной системы, которая сможет предложить наблюдение в реальном времени, а не только извещение о краже. В данной работе рассмотрены виды микроконтроллеров для конструкторских проектов, представлена охранная система на базе Arduino.

Существующие охранные системы используют микроконтроллеры и их функциональные модули, что делает их дорогостоящими. Актуальность проектирования охранных систем на основе более дешёвых альтернативных микропроцессорных комплектов обусловлена растущим прогрессом и использованием Интернета Вещей во многих ситуациях. Рассмотрим следующие платы микроконтроллеров для основы системы:

Arduino

Плата Arduino имеет множество модификаций и распространяется в различных моделях. Одна из самых популярных среди пользователей - Arduino Uno стоимостью в 5\$. Arduino обладает преимуществом простой работы с ним, не нужно ничего настраивать, собирать полноценную операционную систему Linux, достаточно написать код с помощью Arduino IDE, скомпилировать его и загрузить на устройство. Устройство имеет свойство расширяемости, например, для добавления Bluetooth, нужно всего лишь докупить недостающую плату [3].

Ti MSP430 LaunchPad

Ti MSP430 LaunchPad является хорошим решением для основы проекта. The MSP430 LaunchPad стоимостью в 10\$ можно использовать совместно с тремя Ti поддерживаемыми средами разработки: Energia IDE, CCS Cloud, и Code Composer Studio. Energia визуально очень похожа на Arduino IDE и поставляется с большим количеством примеров программ. Платформа LaunchPad имеет различные модули для добавления функциональности [2].

Raspberry Pi Zero

Raspberry Pi Zero – это уменьшенная плата Raspberry Pi Model A+. Стоит она всего 5-8\$. Этот микрокомпьютер может запустить полноценный дистрибутив Linux. Плата имеет процессор с частотой 1 ГГц и 512 Мб оперативной памяти. Здесь есть два порта microUSB, но нет Ethernet, Bluetooth или Wifi. Для улучшения проекта подобным функционалом приходится приобретать переходники и платы расширений[2].

Teensy

Teensy – платы для разработчиков небольшого размера, основанных на микропроцессорах ARM Cortex M4. Микроконтроллер имеет тактовую частоту до 180 МГц и 256 Кб оперативной памяти за цену около 6\$

Teensy использует Arduino IDE. Кроме всего прочего, имеются дополнительные модули для платы, чтобы увеличить её функциональность [2].

Среди представленных плат микроконтроллеров наиболее развитой и известной является Arduino. Существует множество функциональных модулей, совместимых с платами Arduino и их количество постоянно увеличивается. Преимущества этих микропроцессорных комплектов также в низкой стоимости микроконтроллера и модулей, в простоте подключения компонентов и программирования кристалла.

Рассмотренная система охраны подвижных объектов на базе Arduino включает в себя модули для этой платы и некоторые компоненты, легко подключающиеся с помощью приводов. Эта охранная система дешевле готовых аналогов на рынке, является многофункциональной и имеет возможность подключения нескольких источников питания.

Система включает в себя датчик дверей, Arduino микроконтроллер, датчик вибрации, модуль гироскопа с датчиком температуры внутри, GSM модуль, использующийся в коммутационных целях, GPS модуль, модуль камеры для получения изображений нарушителя и модуль SD карты, совмещённый с камерой, для хранения изображений. Первоначально датчик дверей будет находиться в закрытом состоянии. При попытке угонщика взломать дверь или перевезти автомобиль на буксире сработают датчик вибраций и гироскоп с подачей сигнала через плату Arduino владельцу с помощью GSM модуля. Когда кто-либо откроет дверь, датчик дверей откроется и датчик температуры в составе модуля гироскопа зафиксирует изменение температуры воздуха, пошлав сигнал Arduino. Плата Arduino посылает сообщение о тревоге владельцу (то есть предопределённому номеру). Если это владелец, тогда он отправил сообщение в виде e0 сигнала, которое закрывает реле, помещённое между ключём и зажиганием. Если сообщение не получено, зажигание не включится даже если ключ вставлен или замок зажигания замкнут. Реле должно быть закрыто, чтобы автомобиль завёлся. Если владелец думает, что это нарушитель, тогда он отправляет сообщение сигналом e1, который включает шпионскую камеру и получает изображения нарушителя, чтобы тот мог быть распознан. Полученные изображения хранятся в модуле SD карты, интегрированного в модуль камеры. Если система защиты двигателя дала сбой и автомобиль был угнан, у владельца есть возможность узнать местоположение своей машины благодаря датчику GPS. Структурная схема системы изображена на рисунке 1 [1].

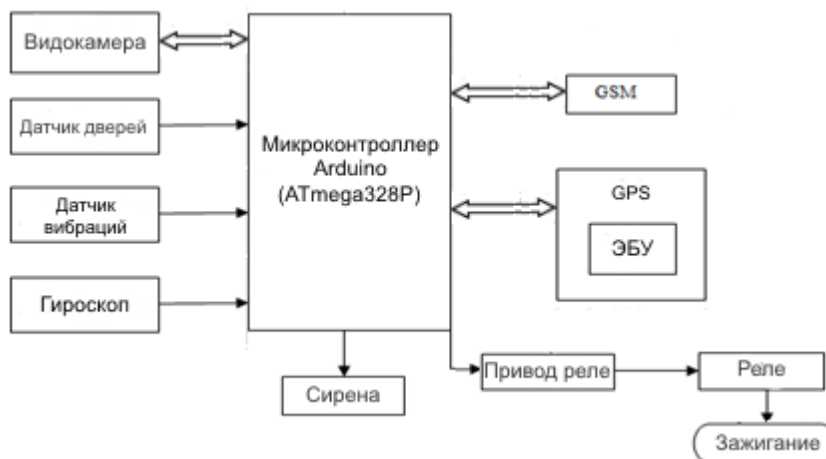


Рис. 1 – Структурная схема охранной системы подвижных объектов на базе Arduino

Описание основных функциональных модулей охранной системы, присутствующих в микропроцессорных комплектах Arduino:

GSM модуль SIM900

Модуль используется в различных автоматизированных системах, имеет слот для SIM карты, разъёмы для аудио входа и выхода, разъём для внешней антенны. Обмен данными с другими устройствами осуществляется посредством интерфейса UART, а общение с платой производится через serial-соединение с помощью набора AT-команд [3].

Гироскопический модуль GY-521 MPU 6050

Плата является модулем 3-х осевого гироскопа и 3-х осевого акселерометра GY-521 на чипе MPU-6050, имеет встроенный датчик температуры. Устройство используется в различных коптерах и авиамоделях. Модуль позволяет определить положение и перемещение объекта в пространстве, угловую скорость при вращении. Связь со всеми регистрами устройства осуществляется с помощью интерфейса SPI на частоте 1 МГц или I²C на частоте 400 кГц [3].

Датчик вибраций SW-420

Модуль служит для определения наличия внешних вибрационных воздействий и чаще всего применяется для создания домашней сигнализации. Основа датчика SW-420 – металлическая пружина внутри пластиковой трубки, которая начинает колебаться при вибрации. На модуле имеется усилитель сигнала, подстроечный резистор для регулировки чувствительности датчика и три вывода для подключения к микроконтроллеру [3].

Модуль серийной TTL камеры OV7670

Модуль камеры построен на основе матрицы КМОП OV7670, эта технология позволяет сэкономить энергию и в тоже время получить довольно качественное изображение. Камера разработана для использования в охранных системах и позволяет получить сжатые JPEG изображения с разрешениями 640x480, 320x240 или 160x120. Модуль камеры имеет дополнительные возможности: регулируемый вручную фокус, авто-яркость, авто-контраст, встроенный датчик движения [3].

Из работы следует сделать вывод, что возможно улучшение системы охраны подвижных объектов, позволяющее заблокировать незнакомцу доступ к двигателю автомобиля, сделать её комфортной в использовании, а её производство более экономичным с учётом новых технологий.

Список использованных источников:

1. Кумар П. беспроводная охранная система на базе Arduino с использованием ИК датчика и GSM – Международный журнал компьютерной науки и мобильных технологий, 2013. – 417с.
2. Информационный портал о технологиях программирования [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://losst.ru/>
3. Информационный портал о робототехнике [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://arduino.by/>

СПОСОБ ПОСТРОЕНИЯ МЕАНДР-ФИЛЬТРОВ ПОДСИСТЕМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СУБДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛОВ

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

Глинка П.А.

Козлов С.В. – д.т.н., доцент

Приведен способ построения меандр-фильтров средств радиомониторинга с использованием эффекта субдискретизации, с учетом которого частотная характеристика в каждом канале обработки, образованном прореживанием цифрового сигнала на входе, периодически повторяется. Обоснована структура устройства определения частоты и требования к его параметрам.

К подсистемам определения частоты средств радиомониторинга предъявляются требования высокоточного определения центральной частоты и ширины спектра сигналов с априори неизвестными характеристиками в широкой полосе частот при минимальном времени измерения («мгновенное» измерение частоты) [1].

При субдискретизации спектр сигнала из второй и последующих зон Найквиста переносится (сжимается) в основную полосу частот, где может быть подвергнут частотной фильтрации [2]. Зоны Найквиста чередуются с частотой дискретизации, поэтому периодическое повторения частотной характеристики может быть использовано для построения меандр-фильтров подсистемы определения частоты средств радиомониторинга.

Будем рассматривать задачу определения грубого частоты действительного узкополосного сигнала $y(t)$ с центральной частотой спектра f_0 , находящейся в пределах полосы частот $[f_{\min}, f_{\max}]$ и шириной спектра $\Delta f_0 \ll f_{\max} - f_{\min}$. Частота дискретизации сигнала $F_d \geq 2f_{\max}$. Необходимо построить экономичную в числительном плане процедуру грубого, с точностью до ширины спектра сигнала, определения центральной частоты его спектра.

Пусть на заданном временно интервале получено $k = \overline{0, K-1}$ отсчетов $Y_k = y(t_k)$ сигнала, где $t_k = k\Delta t$; Δt - период дискретизации; K - четное число. Образует из последовательности Y_k путем прореживания $n = \overline{1, N}$ последовательностей отсчетов

$$\begin{aligned} Z_{k_1}^{(1)} &= Y_k; k_1 = \overline{0, K-1}; \\ Z_{k_2}^{(2)} &= Y_{2k_2}; k_2 = \overline{0, K/2-1}; \\ Z_{k_3}^{(3)} &= Y_{4k_3}; k_3 = \overline{0, K/4-1}; \\ &\dots\dots\dots; \\ Z_{k_N}^{(N)} &= Y_{2^{N-1}k_N}; k_N = \overline{0, K/2^{N-1}-1}. \end{aligned} \quad (1)$$

Каждая n -я последовательность $Z_{k_1}^{(1)}$ представляет собой результат дискретизации исходного сигнала $y(t)$ при частотах дискретизации $F_{дn} = F_d / 2^{n-1}$. Полоса частот исходного сигнала для частоты дискретизации $F_{д1} = F_d$ расположена в первой зоне Найквиста [2]. Для других частот дискретизации $F_{дn}$, $n = \overline{2, N}$ полоса частот исходного сигнала расположена, последовательно, во второй, второй и третьей и так далее зонах Найквиста.

Для обработки каждой сформированной последовательности используется фильтр нижних частот (ФНЧ) с высоким значением коэффициента прямоугольности и нормированной (к частоте дискретизации) частотой среза $\gamma_{\text{cp}}^* = 0,25$. При прохождении сигнала через ФНЧ будут выделяться полосы частот $\Delta F_n = kF_{дn} \pm \gamma_{\text{cp}}^* F_{дn} = (k \pm \gamma_{\text{cp}}^*) F_{дn}$. Частотная диаграмма для случая $f_{\min} = 0$,

$f_{\max} = F_d / 2$ в виде исходной полосы частот и полос частот на выходе ФНЧ в каждом канале (штриховка) для трех каналов обработки приведена на рисунке 1.

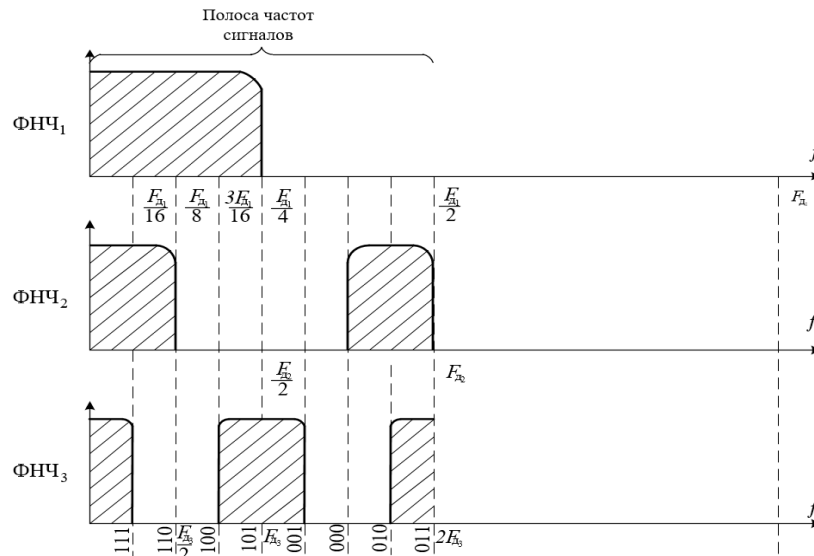


Рисунок 1. Частотная диаграмма

Как видно из рисунка 1, при попадании узкополосного сигнала в полосу частот $[0; F_{д1} / 16]$ сигнал появится на выходе всех трех ФНЧ, в полосу частот $[F_{д1} / 16; F_{д1} / 8]$ сигнал появится на выходе только первого и второго ФНЧ, а на выходе третьего он будет отсутствовать и т.д. Коды комбинаций сработавших ФНЧ для трех каналов приведены на рисунке 1. По кодам сработавших ФНЧ возможно однозначное определение диапазона частот, в пределах которого находится центральная частота спектра узкополосного сигнала, причем зависимость формируемого кода q от истинного значения частоты f является нелинейной.

Устройство определения центральной частоты узкополосного сигнала в заданной полосе частот содержит энергетический обнаружитель сигнала и $n=1, N$ каналов обработки. Каждый канал обработки включает устройство прореживания в 2^{n-1} раз, ФНЧ с нормированной частотой среза $\gamma_{\text{ср}}^* = 0,25$ и энергетический обнаружитель, осуществляющий суммирование квадратов отсчетов сигнала и сравнение с порогом. Выходные сигналы обнаружителей представляют собой двоичный код q полосы частот, в котором находится спектр узкополосного сигнала. По указанному коду в устройстве декодирования определяется истинное значение центральной частоты спектра сигнала.

Рациональное число каналов устройства оценивается из соотношения

$$N = \left\lceil \log_2 \frac{f_{\max}}{\Delta f_0} \right\rceil, \quad (2)$$

где $\lceil \bullet \rceil$ - целая сверху часть числа.

Обоснованный способ и устройство определения центральной частоты на основе меанд-фильтров при субдискретизации сигналов являются простыми в реализации и могут быть использованы в подсистемах определения частоты средств радиомониторинга.

Список использованных источников:

1. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы и средства / под ред. А.М. Рембовского. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. 492 с.
2. Проектирование систем цифровой и смешанной обработки сигналов / Под ред. Уолта Кестера. – М.: Техносфера. 2010. 328 с.

ДИОДНО-ТРАНЗИСТОРНЫЕ СТРУКТУРЫ (ДТС) КАК ИСТОЧНИКИ ТОКА ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМОТЕХНИКИ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники г. Минск,
Республика Беларусь
Гордейчук Д.В.

Свирид В.Л. – к.т.н., доцент

В работе рассматривается единое математическое описание диодно – транзисторных структур (ДТС) как источников тока интегральной схемотехники, учитывающее изменение в широких пределах собственных параметров и параметров внешней цепи, что затрудняет анализ и оценку точности и реализацию микроэлектронных устройств на их основании.

Целью работы является повышение точности анализа ДТС и их схемотехнической реализации в составе микроэлектронных устройств с экспериментальной проверкой источников тока на их основе.

Задачи исследования: анализ ДТС как источников тока интегральной схемотехники с учётом собственных параметров и параметров внешней цепи в виде дифференциальных сопротивлений, изменяющихся в широких пределах. Оценка точности формирования тока на основе ДТС в микроэлектронной аппаратуре с их экспериментальной проверкой.

Для получения характеристик управления, не зависящих от изменения температуры окружающей среды в широких пределах, с учетом отмеченных свойств полевых транзисторов был разработан метод, и на его основе создано устройство коррекции в виде масштабного усилителя с термозависимой обратной связью (рис. 1), сопряженного с координатами термостабилизации точки полевых транзисторов. Предлагаемый метод может быть описан системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} K_{кУ} K_{кЭ} &= K_{кЭ}, \\ K'_{кУ} K'_{кЭ} &= K_{кЭ}, \end{aligned} \right\}$$

Принимая во внимание, что напряжение затвор – исток транзистора, соответствующее термостабилизации точки, определяется соотношением

$$U_{зи.0} = U_{зи.отс} + \chi \frac{\beta}{\alpha}.$$

Как следует из сущности метода и его математического описания, для удовлетворения требованиям полной термодобкоррекции характеристик ПТ, при нормальной температуре должно выполняться условие

$$K_{кУ} = 1,$$

а в диапазоне температур – условие

$$\frac{K_{кУ}}{K'_{кУ}} = \frac{K'_{кЭ}}{K_{кЭ}}.$$

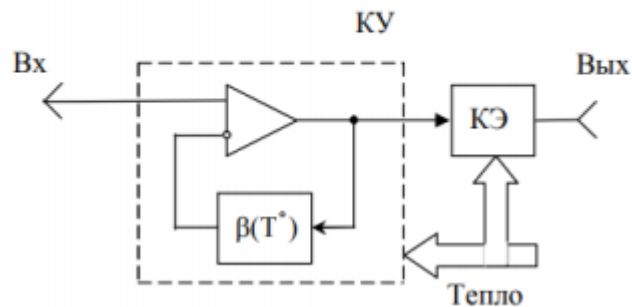


Рис. 1 Схема-модель термодобкоррекции характеристик ПТ

Пусть выполняется также условие

$$K_{кУ} = K K_{оУ},$$

где K – коэффициент передачи вспомогательных цепей, например, элементов связи на входе и выходе корректирующего устройства; K_{оУ} – коэффициент передачи масштабного (операционного) усилителя. Тогда с учетом условия получим

$$K_{оУ} = \frac{K_{кУ}}{K} = \frac{1}{K}.$$

Если проводимость термозависимого элемента, используемого в цепи ООС корректирующего устройства, аппроксимировать в диапазоне температур выражением

$$G(t^\circ) = G_{t^\circ} (1 - \theta \Delta t^\circ),$$

где $G_{t^{\circ}}$ – проводимость термозлемента при нормальных условиях; θ – термокоррекция проводимости термозлемента, и полагать, что коэффициент передачи ОУ по неинвертирующему входу определяется соотношением

$$K_{Oy} = 1 + \frac{G}{G_{t^{\circ}}},$$

где $G_{t^{\circ}}$ – проводимость резистора в цепи инвертирующего входа ОУ, то коэффициент передачи этого же усилителя в диапазоне температур составит

$$K'_{Oy} = 1 + \frac{K_{Oy} - 1}{1 - \theta \Delta t^{\circ}} = \frac{K_{Oy} - \theta \Delta t^{\circ}}{1 - \theta \Delta t^{\circ}}.$$

Подставляя выражения и полагая, что коэффициент передачи K вспомогательных цепей не зависит от температуры, получаем

$$\frac{1 - \theta \Delta t^{\circ}}{1 - \theta \Delta t^{\circ} K} = 1 - \frac{\alpha \Delta t^{\circ}}{\chi}.$$

Отсюда термокоррекция проводимости термозависимого элемента, удовлетворяющий полной термокоррекции характеристик определим как

$$\theta = \frac{\alpha}{\chi [1 - K(1 - \alpha \Delta t^{\circ} / \chi)]}.$$

Подобрать термозлемент с подобным законом изменения термокоррекции в диапазоне температур практически невозможно. Однако при нормальных условиях, когда $\Delta t^{\circ} = 0$, выполнить равенство

$$\theta = \frac{\alpha}{\chi(1 - K)}$$

несложно, если использовать в качестве термозависимого элемента полевой транзистор, работающий в режиме управляемой проводимости, для которого термокоррекция, относительной проводимости канала определяется соотношением

$$\theta(\gamma) = \frac{\delta G_{t^{\circ}}(\gamma)}{\Delta t^{\circ}} = - \left[\alpha + \frac{\beta}{(U_{зи,отс} + \frac{\beta}{\alpha})(1 - \gamma) - \frac{\beta}{\alpha}} \right], [\%/^{\circ}\text{C}]$$

Список использованных источников:

В. Л. Свирид: Проектирование аналоговых микроэлектронных устройств – Минск: БГУИР, 2010. – 296 с. 2. Свирид, В. Л.

СВЁРТОЧНЫЕ НЕЙРОННЫЕ СЕТИ ДЛЯ ЗАДАЧ ВЫЯВЛЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИИ ДЕФЕКТОВ ЗУБЧАТЫХ ПЕРЕДАЧ

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

Горчаков В. Н.

Давыдов И. Г. – к.т.н., доцент

В данной работе рассматривается применение свёрточных нейронных сетей для задач выявления и классификации дефектов зубчатых передач.

Зубчатые передачи играют ключевую роль в механических системах передачи энергии и, как ожидается, находятся в непрерывной нагрузке. Любые сбои в работе зубчатых передач могут привести к нежелательному простоям, дорогостоящему ремонту и даже человеческим жертвам. Поэтому существует необходимость выявлять и классифицировать дефекты на начальном этапе. Для отражения технического состояния промышленного оборудования наиболее информативными являются вибрационные сигналы.

Существуют различные методы обнаружения и диагностики дефектов зубчатых передач. Среди них наиболее популярен метод опорных векторов и искусственная нейронная сеть. В последнее время свёрточные нейронные сети успешно применяются для задач классификации различных объектов, но пока они не получили широкого распространения в диагностике дефектов зубчатых передач.

Свёрточная нейронная сеть (рис. 1) состоит из нескольких слоёв: свёрточный слой, слой субдискретизации и полносвязный слой. Слой свёртки и субдискретизации состоят из нескольких «уровней» нейронов, называемых картами признаков. Каждый нейрон такого слоя соединён с небольшим участком предыдущего слоя, называемым рецептивным полем. В слое свёртки каждой карте признаков соответствует одно ядро свёртки. Каждый нейрон в качестве своего выходного значения осуществляет операцию свёртки или взаимной корреляции со своим рецептивным слоем. Слой субдискретизации осуществляет уплотнение карт признаков предыдущего слоя. Каждая карта признаков слоя соединена с соответствующей картой признаков предыдущего слоя, каждый нейрон выполняет «сжатие» своего рецептивного поля посредством какой-либо функции. Полносвязный слой — обычный скрытый слой многослойного перцептрона, соединённый со всеми нейронами предыдущего слоя. Таким образом, на вход свёрточной нейронной сети подаётся обработанный сигнал вибрации, а на выходе получается класс, к которому принадлежит сигнал.

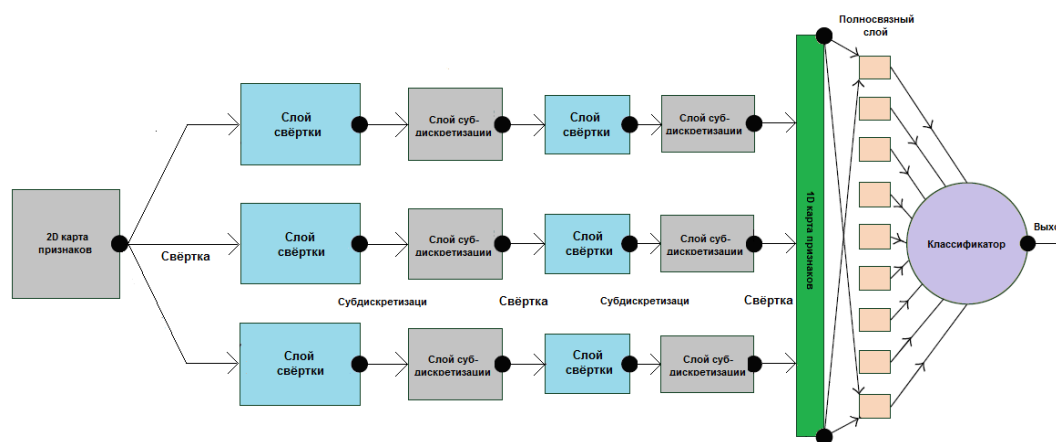


Рис. 1 – Архитектура свёрточной нейронной сети

Методы вибрационной диагностики состоят из двух основных этапов: извлечение информативных признаков и их классификация. Рассматриваются статистические измерения во временной области: стандартное отклонение, асимметрия и эксцесс. В частотной области спектр, полученный с помощью БПФ, делится на несколько полос. Среднеквадратичное значение рассчитывается для каждой полосы. Векторы признаков предварительно обработанного сигнала используются в качестве входных параметров свёрточной нейронной сети.

Список использованных источников:

1. Барков Н. А., Введение в виброакустическую диагностику роторных машин и оборудования.
2. ZhiQiang Chen and Chuan Li. Gearbox Fault Identification and Classification with Convolutional Neural Networks. // Hindawi Publishing Corporation. Shock and Vibration. – 2015.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗАЦИИ И КОНТРОЛЯ

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

Гузилов И.Ю.

Козел В.М. – к.т.н., доцент

В работе рассматриваются основные факторы, принципы и требования, которые необходимо учитывать при проектировании и разработке системы автоматизации и контроля. Система рассматривается в рамках помещения и приграничных к нему территориях, до 1 километра. А также рассматривается совокупность устройств, входящих в состав данной системы.

Предоставляемые рынком «готовые» технологии и протоколы обмена информации являются дорогостоящими и обладают рядом недостатков, связанными с поддержкой данных систем и совместимостью, то есть будет присутствовать зависимость от сторонних разработчиков.

Система автоматизации и контроля передаёт информацию о состоянии конечных устройств на сервер, а также даёт возможность управлять конечными устройствами дистанционно, используя серверное приложение. В данной работе для разработки и проектирования системы автоматизации и используются микросхема NRF24L01, обеспечивающая передачу информации по радиоканалу на частоте 2,4 ГГц с использованием модуляции GFSK [1]. GFSK (Gaussian Frequency-Shift Keying) вид частотной манипуляции модуляцией, при которой используется фильтр Гаусса для сглаживания положительных и отрицательных частотных перестроек, представляющих собой бинарный информационный код – «1» или «0» [2].

Использование данных микросхем весьма удобно, т.к. они обладают доступностью, невысокой стоимостью, имеют малые размеры, гибкой системой настроек и обеспечивают передачу информации в радиусе 1 километра.

Разрабатываемая система должна представлять группу оконечных устройств, которые опрашиваются и могут сами отправлять запросы серверу. Для связи этих конечных устройств и сервера будет использоваться устройство, в дальнейшем называемое базовой станцией.

Базовая станция должна содержать в себе функции:

- приёмопередатчика, для связи с оконечными устройствами;
- локального сервера, для хранения данных и настроек в случае потери связи с сервером;
- моста, обеспечивающего связь сервера с оконечными устройствами;

Блок схема организации сети представлена на рисунке 1.

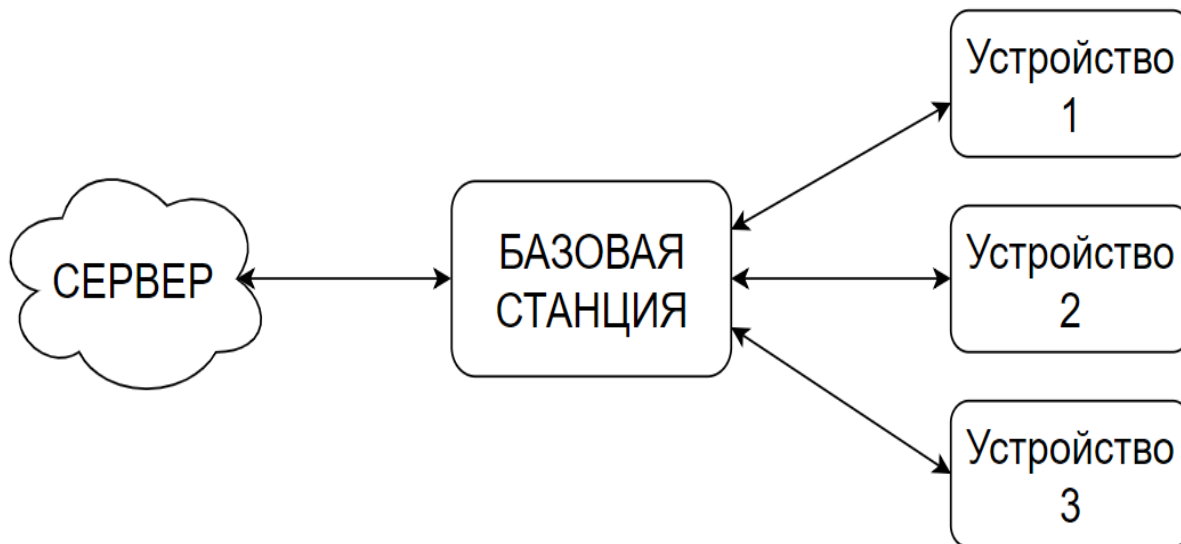


Рис. 1 – Схема организации сети системы автоматизации

Также оконечные устройства должны работать независимо от состояния базовой станции.

Необходимо обеспечить удобство интеграции сети в жилое и производственное помещения. При этом необходимо обеспечить возможность установки системы, как в уже построенном помещении, так и в помещении, находящееся на стадии ремонта.

Данная система должна обладать возможностью управления и контроля оконечных устройств через веб-интерфейс в реальном времени.

Устройства одной сети данной системы не должны влиять на соседние сети. Необходимо обеспечивать дополнительное шифрование пакетов.

Поскольку система автоматизации обеспечивает передачу данных малых размеров, то канал связи не будет нагружен. Так же для обеспечения удобства монтажа и добавления новых устройств в систему выберем топологию сети типа «Звезда» [3]. Комбинированные топологии не рассматриваем в связи со сложностью их реализации, как программной, так и технической, и необходимостью дополнительных связующих звеньев, что удорожает систему. Выход базовой станции (концентратора) из строя не влияет на работу системы. Оконечные устройства могут работать независимо от базовой станции, тем самым, исключая недостаток топологии сети «Звезда».

Для обмена информации между оконечными устройствами по средствам микросхемы NRF24L01, необходимо разработать протокол, который обеспечит возможность обмена данными между устройствами с возможностью защиты информации и предотвращения получения «битых пакетов». А также, разработать алгоритм обеспечивающий защищённость передаваемой информации от помех и от воздействия злоумышленников. Алгоритм должен иметь возможность повторной передачи данных в случае неудачной попытки и защиты от воздействия соседней сети данного протокола.

Таким образом в работе рассмотрены основные требования построения и реализации сети системы автоматизации и контроля, влияющие на дальнейший выбор организации сети, протоколов обмена информацией и реализации системы в целом.

Список использованных источников:

6. Nordic Semiconductor. *nRF24LU1+ Preliminary Product Specification v1.2* February 2011, 186.
7. Sweeney, D. An introduction to bluetooth a standard for short range wireless networking" *Proceedings. 15th Annual IEEE International ASIC/SOC Conference, Rochester, NY, USA, 25-28 Sept. 2002*, pp. 474–475. 2002.
8. Таненбаум Э., Уэзеролл Д. Компьютерные сети. 5-е изд. – СПб.: Питер, 2012. – 960 с.

СИСТЕМА ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ ДОСТУПА К ТРАНСПОРТНОМУ СРЕДСТВУ

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

Данеев М. С., Александров А.А.

Михневич С. Ю. – канд. физ.-мат. наук, доцент

В докладе описывается реализация системы обеспечения безопасности доступа к транспортному средству.

В современном мире большое значение имеют транспортные средства и вопрос обеспечения их безопасности. Так же в последнее время все большее распространение имеют услуги каршеринга, для которых актуальным вопросом является не только обеспечение безопасности, но и сбор статистических данных о использовании транспортом, с целью последующей оценки навыков вождения арендатора транспортного средства.

Данная система обеспечивает:

- сбор данных о положении транспортного средства в пространстве;
- передачу данных;
- дистанционное включение транспортного средства;
- дистанционное терморегулирование;
- мгновенное оповещение о ЧП.

Аппаратная составляющая основана на микроконтроллере esp32. Данный микроконтроллер осуществляет сбор и регистрация данных, защиту от вторжений, контроль температуры. К нему подключаются все необходимые цифровые и аналоговые датчики, приемные и передающие устройства, органы управления. Данные о транспортном средстве передаются на удаленный сервер в формате JSON. На рисунке 1 представлена структурная схема системы обеспечения безопасности доступа к транспортному средству.

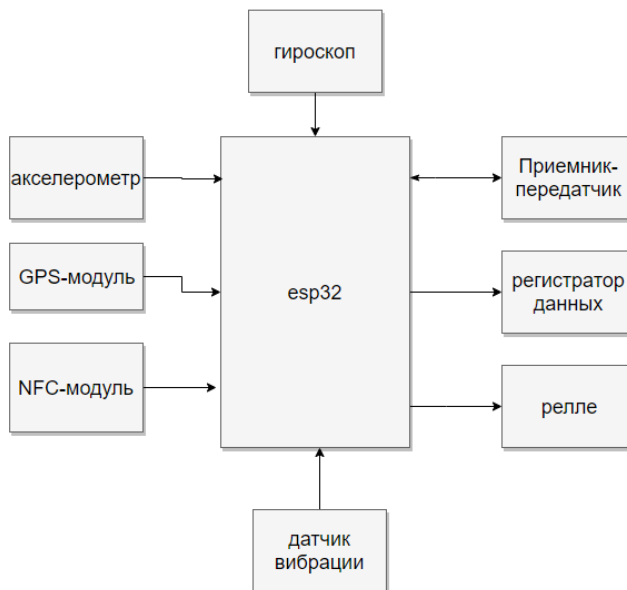


Рис. 1 – Схема системы обеспечения безопасности доступа к транспортному средству.

Преимуществом этого решения является универсальность и низкая стоимость. Даная система может быть использована не только для частного использования, но и каршеринговыми фирмами и фирмами грузоперевозок.

Список использованных источников:

1. Бродин В. Б., Калинин А. В. Системы на микроконтроллерах и БИС программируемой логики

ПЕЧАТНАЯ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКАЯ АНТЕННА С УЛУЧШЕННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ УСИЛЕНИЯ

Дворецкий Е.А., Седюкевич Ю.А.

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

руководитель Ю.Ю. Бобков – к.т.н., доцент

Современные беспроводные средства связи нуждаются в антеннах с улучшенными направленными свойствами в широком диапазоне частот. Логопериодическая антенна - известный класс антенн, который обеспечивает равномерный коэффициент усиления в широкой полосе частот. В этой работе предлагается модифицированная печатная логопериодическая антенна, обеспечивающая усиление порядка 10дБи на частоте 2,45 ГГц.

Логопериодическая печатная антенна представляет собой набор симметричных вибраторов, возбуждаемых от двухпроводной печатной линии. Плечи вибраторов имеют различную длину, и ширину, убывающую по логарифмическому закону. На двух сторонах печатной платы размещаются печатные вибраторы в порядке чередования и возбуждаются от двухпроводной линии. Соседние вибраторы размещены таким образом, чтобы от питающей линии они возбуждались с разностью фаз 180° . В узкой части рабочего диапазона частот антенны эффективными являются лишь несколько соседних вибраторов (активная зона), длина плеч которых близка к четверти длины волны, а все остальные вибраторы являются пассивными. Активная область перемещается вдоль антенны с изменением частоты. Логопериодические печатные антенны могут быть использованы в системах наземного телевидения, систем телекоммуникаций или как измерительные антенны, однако КНД известных конструкций печатных логопериодических антенн не превышает 6-8 дБи в диапазоне частот. В настоящей работе рассматривается конструкция печатной логопериодической антенны, обеспечивающая КНД ≈ 10 дБи в диапазоне частота 0,4-4 ГГц.

В печатных логопериодических антеннах длина плеч вибраторов, их ширина и расстояние между соседними вибраторами изменяются по логарифмическому закону. Размеры элементов логопериодической антенны рассчитываются с использованием теории Карреля [1]. Коэффициент расширения $\tau=0,84$, угол раскрытия антенны $\alpha=12,7^\circ$, относительная постоянная распространения $\sigma=0,155$, диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r=2,2$ (Rogers 5880) и толщина подложки $h=1,575$ в расчетах принимались за константы. Конструкция антенны рассчитывалась для согласования с линией $Z_a=50$ Ом. Первоначальный печатной логопериодической антенны производился по известной методике [1] с последующим добавлением в конструкцию элементов согласования:

1. Относительная ширина рабочей полосы частот антенны B и ширина полосы работы активной зоны $B_{\text{акт.зона}}$ находится с использованием уравнений (1) и (2):

$$B_{\text{акт.зона}} = 1,1 + 7,7 \cdot (1 - \tau)^2 \cdot \text{ctg} \alpha \quad (1)$$

$$B = F_{\text{max}} / F_{\text{min}} \quad (2)$$

2. Рабочая полоса частот проектируемой антенны B_s равна:

$$B_s = B_{\text{акт.зона}} \cdot B \quad (3)$$

3. Число требуемых вибраторов определяется с помощью уравнения (4):

$$N = 1 + (\log B_s / \log \tau^{-1}) \quad (4)$$

Длина плеча наибольшего вибратора L_n равна четверти максимальной длины волны рабочего диапазона, которая вычислялась по уравнению (5):

$$\lambda_{\text{max}} = c / (2 \cdot F_{\text{max}} \cdot \sqrt{\epsilon_r}) \quad (5)$$

4. Принимая импеданс питающей линии равным $Z_0=50$ Ом и выполняя условие согласования вибратора с линией, ширина самого длинного вибратора по находится формуле (6):

$$Z_i = 120 \cdot (\ln(L_n/a) - 2,25) \quad (6)$$

где a - эквивалентный диаметр печатного диполя, связанный с шириной печатного диполя соотношением $W_n = \pi \cdot a$.

5. Расстояние между диполями на самых низких частотах рассчитывается с использованием уравнения (7):

$$D_n = 4 \cdot \sigma \cdot L_n \quad (7)$$

6. Длина, ширина, расстояние между соседними излучающими элементами рассчитываются с использованием соотношения:

$$L_n/L_{n+1} = W_n/W_{n+1} = D_n/D_{n+1} = \tau \quad (8)$$

По представленной выше методике расчета геометрических параметров элементов печатной логопериодической антенны были проведены расчеты антенны для диапазона 0,4-4 ГГц. Предварительные расчеты показали, что антенна имеет большие продольные и поперечные размеры. С целью уменьшения размеров антенны в ее конструкцию внесены дополнения.

Максимальный поперечный размер приблизительно равен половине максимальной длины волны требуемого диапазона. Уменьшения поперечного размера достигнуто за счет применения Г-образной формы плеча симметричного печатного вибратора. Экспериментальный образец такой антенны показан на рисунке 1а.

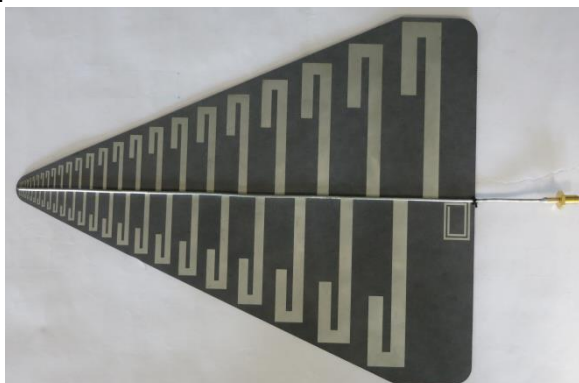


Рисунок 1 – Экспериментальный образец печатной логопериодической антенны с Г-образной формой плеч вибраторов

Максимальный поперечный размер экспериментального образца антенны не превышает 250 мм, что составляет 0,33 максимальной длины волны рабочего диапазона длин волн.

Для согласования антенны с коаксиальным фидером в области нижних частот печатная двухпроводная линия дополнена разомкнутым шлейфом.

Результаты экспериментального исследования опытного образца антенны приведены на рисунке 2.

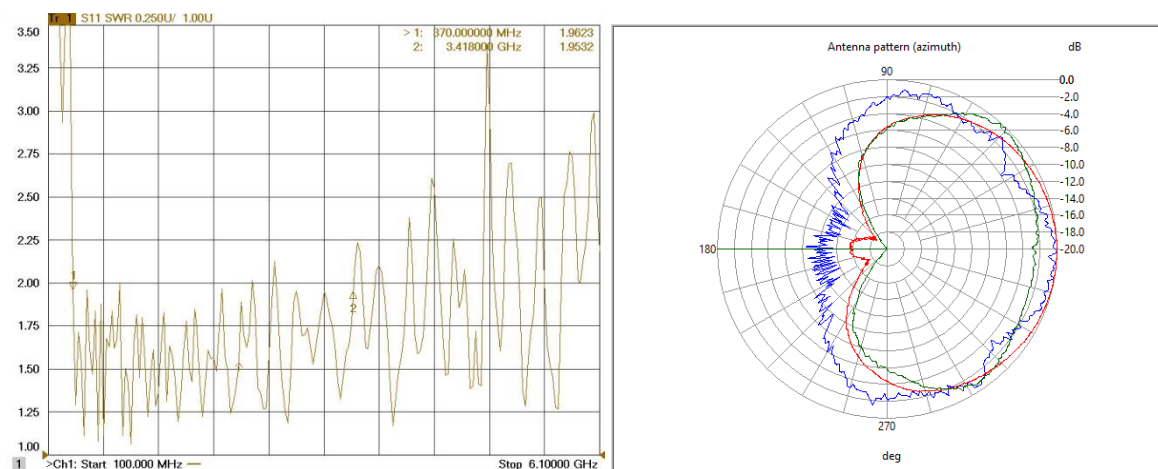


Рисунок 2 – Частотная зависимость КСВН печатной логопериодической антенны и диаграммы направленности антенны в H-плоскости на частотах: $f=0.4$ ГГц – синяя линия, $f=0.9$ ГГц – красная линия, $f=2.45$ ГГц – зеленая линия

Экспериментальное исследование печатной логопериодической антенны с уменьшенным поперечным сечением показало, что в диапазоне частот 0,4-4 ГГц согласована и обеспечивает усиление 8-10 дБи, что позволяет ее использование в качестве приемной для приема сигналов цифрового эфирного телевидения, сигналов система сотовой и сигналов беспроводных локальных вычислительных сетей.

Список использованных источников:

1. Carrel, Robert L. Analysis and Design of the log-periodic dipole antenna / Robert L. Carrel // Electrical Engineering Research Laboratory. University of Illinois, Urbana, Illinois. – 1962. –Technical Report №52

УСТРОЙСТВО ДИАГНОСТИКИ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

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

Денис А. А., Козловский Д. В.

Руководитель:
ст. преп. каф. ИРТ, магистр техн. наук Дворникова Т. Н.

В современной радиоэлектронной аппаратуре (РЭА) рост количества комплектующих элементов опережает рост их безотказности, что приводит к уменьшению среднего времени безотказной работы и увеличению времени вынужденного простоя аппаратуры.

Таким образом, одной из важных задач является ремонт РЭА, который включает в себя операции локализации, диагностирования, устранения неисправности и контроль функционирования.

Высокий темп развития технологий приводит к появлению печатных плат со сложной элементной базой и плотной компоновкой, что в свою очередь усложняет процесс диагностики. Поиск неисправности, при отсутствии визуальных проявлений, может затянуться на продолжительное время.

Таким образом, указанная проблема в настоящее время является актуальной и требует практического решения, которое заключается в применении эффективных методов диагностики оборудования, в частности новых диагностических устройств.

Структурная схема устройства диагностики печатных плат представлена на рисунке 1.

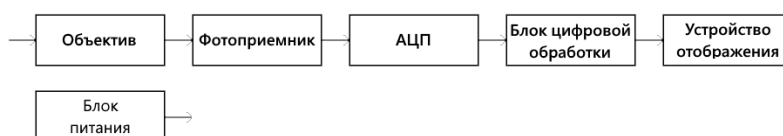


Рисунок 1 – Схема электрическая структурная устройства диагностики печатных плат

Устройство диагностики печатных плат состоит из шести функционально законченных блоков. Блок питания обеспечивает бесперебойное электропитание схемы и предохраняет ее от скачков напряжения.

Объектив представляет собой линзу, изготовленную из материала с большим коэффициентом пропускания ИК-излучения. Фотоприемником является ИК-чувствительная матрица, которая преобразует энергию падающего на нее потока излучения в электрическое напряжение.

Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) трансформирует данный аналоговый сигнал в эквивалентный ему цифровой и передает на блок цифровой обработки. После обработки сигнал поступает на устройство отображения, где представляется в виде, удобном для визуального восприятия.

Принцип работы устройства диагностики печатных плат изображен на рисунке 2. Красным цветом обозначена область неисправности.

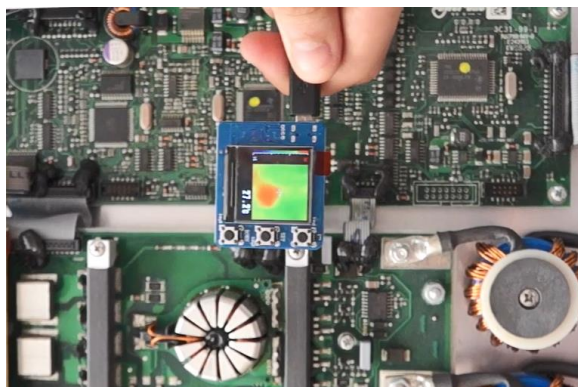


Рисунок 2 – Принцип работы устройства диагностики печатных плат

Полученное устройство позволяет делать вывод о корректности функционирования печатного узла и, в случае отклонений, с высокой точностью локализовать неисправность, тем самым увеличив скорость восстановления работоспособности объекта технического ремонта.

Список используемых источников:

1. Основы эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры: учеб. пособие для студентов вузов / ред. В. Ю. Лавриненко. - 2-е изд., перераб. и доп. - Москва : Высшая школа, 1978. - 318 с.
2. Система технического обслуживания и ремонта техники: ГОСТ 18322-2016 – 01.09.2017 – Межгосударственный совет по стандартизации, метрологии и сертификации, 2017. – 16 с.

КЛАССИФИКАЦИЯ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ЕДИНЫЙ РЕСУРС

Динь В. Ф.

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

Карпушкин Э.М. – к.т.н., доцент

Целью работы являются необходимость и классификация систем передачи информации, использующих единый ресурс, так же сравнение между методами мультиплексирования.

На практике существует потребность передачи больших объемов информации многих пользователей при ограниченных возможностях, когда уже как-то сформировались телефонные и телеграфные сети, определены линии и каналы связи, распределен ресурс рабочих радиоволн между странами.

В связи с этим остро стоит задача организации наиболее эффективного доступа нескольких пользователей к единому ресурсу (частотно-временному и энергетически-пространственному).

Любой сигнал занимает определенную полосу частот и временной интервал, обладает ограниченной энергией и распространяется в определенной области пространства. В соответствии с этим выделяют четыре вида ресурса канала:

- частотный;
- временной;
- энергетический;
- пространственный.

Проблема эффективного использования ресурса общего канала особенно обострилась из-за необходимости организации оперативного обмена данными и обеспечения связи с объектами в информационных системах различного назначения в условиях неравномерности и непредсказуемости запросов потребителей во времени.

При решении проблемы распределения ресурса общего канала применяются методы мультиплексирования и множественного доступа (multiple access). Понятия «мультиплексирование» и «множественный доступ» сходны тем, что они предполагают распределение ресурса между пользователями. В то же время между ними есть и существенные различия. Так при мультиплексировании ресурс канала связи распределяется через общее оконечное оборудование, формирующее групповой сигнал $U_{гр}(t)$, который передается по одной линии связи

Принято считать, что мультиплексирование основано на общем аппаратном обеспечении, в то время как множественный доступ (МД) использует определенные процедуры (протоколы), реализуемые с помощью программного обеспечения, хранящегося в памяти каждого терминала. На рис. 3.4 представлены методы мультиплексирования. Условные обозначения на рисунке: ЧУК – частотное уплотнение каналов, ВУК – временное уплотнение каналов, КУК – кодовое уплотнение каналов, ДЧТ – двукратное частотное телеграфирование, ДФТ – двукратное фазовое телеграфирование.



Рисунок 1 – Методы мультиплексирования

В большинстве случаев для осуществления операции уплотнения канала источнику сообщений выделяется специальный сигнал, называемый каналным. Промодулированные сообщениями каналные сигналы объединяются, в результате чего образуется групповой сигнал $S_{гр}(t)$. Если операция объединения линейна, то $S_{гр}(t) = S_{\Sigma}(t)$ образуется алгебраическим суммированием промодулированных каналных сигналов.

В системах нелинейного уплотнения групповой сигнал формируется посредством определенной логической обработки, в результате которой каждый элемент сформированного сигнала отображает информацию (комбинацию символов) от всех ИС. Классическим примером такой системы является система двукратного частотного телеграфирования (ДЧТ). Для передачи четырех комбинаций символов двух каналов используется четыре частоты: $f_1 \rightarrow 00$, $f_2 \rightarrow 01$, $f_3 \rightarrow 10$, $f_4 \rightarrow 11$.

Устройство разделения линейного группового сигнала $S_2(t)$ представляет собой набор линейных избирательных цепей, каждая из которых выделяет только свой каналный сигнал и в идеальном случае совсем не реагирует на другие каналные сигналы. Для осуществления подобного идеального разделения необходимо и достаточно, чтобы промодулированные каналные сигналы составляли ансамбль линейно независимых сигналов. В качестве таких сигналов обычно используют ансамбли ортогональных сигналов.

В классе линейного уплотнения по виду отличительного признака каналного сигнала различают:

- временное уплотнение каналов (ВУК);
- частотное уплотнение каналов (ЧУК);
- кодовое уплотнение (уплотнение по форме сигналов) каналов (КУК). Вместо термина «уплотнение» применяют и термин «разделение».

Линейное уплотнение каналных сигналов всегда предполагает и их линейное разделение. При ЧУК полоса частот общего канала Δf разделяется на несколько более узких полос Δf_i , каждая из которых образует канал ИС. Предусматриваются и межканальные частотные промежутки для борьбы с межканальными помехами.

При ВРК вся полоса Δf предоставляется поочередно через определенные интервалы времени различным источникам сообщений и передача информации осуществляется по кадрам. В начале кадра формируется синхроимпульс, а затем в свои временные интервалы следуют выборки из каналных сигналов. В каналных сигналах используются импульсные виды модуляции.

При КУК нет деления общего канала между ИС ни по частоте, ни по времени. Канальные сигналы различных ИС, перекрываясь по времени и частоте, остаются ортогональными за счет различия форм, что и обеспечивает их разделение.

Возможны варианты комбинирования указанных методов. Так, в мобильной связи в качестве метода МД широко используются комбинации ЧУК и ВУК, ВУК и КУК. В первой комбинации каждый частотный канал предоставляется нескольким пользователям на определенные промежутки времени. При второй комбинации в полосе частот Δf формируют каналы с временным разделением, которые предоставляются нескольким пользователям на принципах КУК.

При организации многоканальной передачи информации применяемые для уплотнения каналные сигналы могут быть заранее определенным образом распределены между источниками сообщений. Такое уплотнение называется уплотнением с закрепленными каналами. Соответствующая ему многоканальная система передачи также будет называться системой с закрепленными каналами. Возможна и такая организация многоканальной передачи информации, когда каналные сигналы не распределяются заранее между источниками, а выделяются каждому источнику по мере необходимости. Такое уплотнение называется уплотнением с незакрепленными каналами. Очевидно, для правильного разделения каналов в системах с незакрепленными каналами необходимо каким-либо образом передать на приемную сторону адресную информацию.

Список использованных источников:

1. Теория электрической связи : учеб. пособие / под ред. К. К. Васильева. – Ульяновск : УлГТУ, 2008. – 208 с.
2. Радиотехнические системы передачи информации / под ред. В. В. Калмыкова. – М. : Радио и связь, 2005. – 472 с.
3. Информационные технологии в радиотехнических системах / под ред. И. Б. Федорова. – М. : МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2003. – 768 с.
4. Карпушкин, Э. М. Основы теории радиотехнических систем. В 2 т. / Э. М. Карпушкин. – Минск : БГУИР, 1993. – 84 с., 2007. – 100 с.
5. Карпушкин, Э. М. Радиосистемы передачи информации: учеб.-метод. пособие / Э. М. Карпушкин. – Минск : БГУИР, 2008. – 63 с.
6. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – М. : Изд. Дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
7. Котельников, В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости / В. А. Котельников. – М. : Госэнергоиздат, 1956. – 152 с.
8. Nyquist, H. Certain factors affecting telegraph speed / H. Nyquist. – Bell System Technical Journal, 3, 1924. С. 324–346.

ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЙ БЕСПРОВОДНОЙ СЕТИ «ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ»

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

Добровольский А.А.

Саломатин С.Б. – к.т.н., доцент

В работе рассматривается сравнение существующих решений дистанционного управления устройствами с помощью беспроводных сетей, подходящими под технологию «Интернета вещей».

Индустрия технологии «Интернета вещей» позволила выйти на рынок многим технологиям и решениям в области радиопередачи и управления экосистемами. Но одной из ключевых проблем является обеспечение успешного обмена данными через Интернет всеми доступными устройствами. Прогнозы на 2020 год обещают больше 25 миллиардов умных устройств, значительное большинство которых будут должны работать от батарей небольших емкостей, иметь ограниченную память и вычислительную мощность. Подключение умных устройств через WiFi не подходит по причине ограничений в используемых методах модуляции и небольшой лимит максимальных подключений к данной сети. Подключение с использованием Bluetooth имеет ограничение по расстоянию, а также потребляет много энергии. Существуют также устройства с поддержкой Bluetooth Low Energy, но и они потребляют достаточно больше энергии, чем допустимо в данной технологии.

Рынку была необходима технология, позволяющая передавать ограниченное количество информации с низкой скоростью на большие расстояния. До недавнего времени для решений данной проблемы использовался стандарт IEEE 802.15.4, на котором базировались маломощные модули ZigBee. Десятилетие данная технология считалась лучшей для решения проблем, но имела сильный недостаток в структуре передачи данных и ограничения в построении цельной платформы.

23 марта 2015 года компания Semtech Corporation и исследовательский центр IBM Research объявили о первой реализации сети LoRaWAN v1.0, в поддержку которого был создан альянс LoRa Alliance, в который входят крупные технологические компании и телекоммуникационные операторы. Основной задачей альянса является аппаратная и программная поддержка стандарта LoRaWAN для предоставления и поддержки технологии «Интернета вещей» на базе сети LoRa для частного и коммерческого использования. В 2017 году была разработана спецификация LoRaWAN v1.1.

LoRa (исходя из английского Long Range, что в переводе означает дальнобойный) – запатентованная цифровая технология, входящая в группу технологий «Интернета вещей». LoRa работает в диапазонах свободных ISM частот (промышленные, научные и медицинские частоты). Архитектура сети имеет топологию звезды, где к одному или нескольким шлюзам подключаются по беспроводной связи конечные умные устройства. Сами шлюзы держат соединение с сетевыми серверами по стандартному IP-соединению.

Технология LoRa разделяется на физический слой и протокол связи. Физически LoRa использует прием и передачу сигналов посредством широкополосной модуляции, что позволяет связать устройства, имеющих между собою расстояние в среднем до 15 км в открытой местности и до 3 км в городской среде. Максимальная скорость передачи не превышает 37,5 кбит/с при потреблении 14 мА в режиме приема. Ширину полосы пропускания стандартно используют 125 кГц. Доступны для использования частоты 169 МГц, 433 МГц, 868 МГц (для Европы и стран СНГ) и 915 МГц (для Северной Америки).

Технология LoRa обеспечивает скорость передачи в беспроводном канале от 0.3 до 50 кбит/с. Протокол предусматривает разделение как по классам устройств, так и по адаптивной скорости передачи.

В LoRaWAN предусмотрена защита на физическом и программном уровне. Переносимые данные между умным устройством и приложением шифруются ключом длиной по стандарту AES128 либо на уровне приложения (ключ AppSKey), либо на уровне сети (ключ NwkSKey).

Несмотря на недостатки и ограничения технологии LoRa, она во многом превосходит другие технологии «Интернета вещей», в таких как энергопотребление, стоимость контроллеров и количество одновременных соединений.

Список использованных источников:

1. Giancarlo Fortino, Carlos E. Palau, Antonio Guerrieri: Interoperability, Safety and Security in IoT: Third International Conference // Springer – 2017 – 165 с.
2. Pradeeka Seneviratne Beginning LoRa Radio Networks with Arduino: Build Long Range, Low Power Wireless IoT Networks // Apress – 2019 – 308 с.
3. <https://www.digikey.com/en/maker/blogs/introduction-to-lora-technology>
4. <https://medium.com/coinmonks/lpwan-lora-lorawan-and-the-internet-of-things-aed7d5975d5d>

ПРИНЦИП РАБОТЫ РАДИОВЫСОТОМЕРА МАЛЫХ ВЫСОТ

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

Екимцов П.В.

Забеньков И. И. - д.т.н., профессор

Радиовысотомеры предназначены для измерения истинной высоты полета летательного аппарата. Они относятся к классу автономных радионавигационных установок, так как не требуют для образования канала измерения дополнительного наземного оборудования.

В радиовысотомерах применяется радиолокационный принцип определения высоты по отраженному сигналу. Передатчик радиовысотомера формирует колебания, которые с помощью передающей антенны направляются в сторону земной поверхности. Отраженный сигнал поступает на приемную антенну и приемник. Измеритель высоты вырабатывает напряжение, пропорциональное времени прохождения сигнала до земной поверхности и обратно, т.е. пропорциональное истинной высоте.

Радиовысотомеры малых высот применяют главным образом для управления летательным аппаратом в вертикальной плоскости в системах захода на посадку и автоматической посадки. Используются, в основном, высотомеры с излучением непрерывных частотно-модулированных колебаний. Большинство высотомеров малых высот дают информацию не только о текущей высоте полета, но и о достижении самолетом установленной заданной высоты полета (или опасной высоты). Эта информация обычно в виде постоянных напряжений поступает на индикаторы высотомера и в вычислитель системы управления летательным аппаратом.

Упрощенное объяснение этого метода состоит в следующем: генератор УВЧ через передающую антенну излучает по направлению к земле высокочастотные колебания, модулированные по частоте специальным частотным модулятором. Кроме того, колебания генератора подаются непосредственно к балансному декодеру (так называемый прямой сигнал).

Отраженные от земли частотно-модулированные высокочастотные колебания принимаются приемной антенной радиовысотомера и поступают на вход балансного декодера с запаздыванием по отношению к прямому сигналу на время:

$$t = \frac{2H}{c}, \text{ где } H - \text{ высота полета, } c - \text{ скорость света.}$$

В результате смещения прямого и отраженного сигналов на входе балансного детектора образуется результирующий сигнал, представляющий собой высокочастотные колебания, модулированные не только по частоте, но и по амплитуде.

Низкочастотный генератор ГНЧ (рис.1.) вырабатывает модулирующее напряжение, которое управляет частотой высокочастотных колебаний генерируемых передатчиком Прд. Отраженный от земной поверхности сигнал поступает на балансный смеситель БС, куда подается также часть мощности излучаемых ЧМ колебаний. Частоты принимаемого и излучаемого колебаний отличаются друг от друга, так как за время t_n мгновенная частота излучаемого колебания изменяется из-за модуляции частоты. Сигнал разностной частоты выделяется усилителем низкой частоты УНЧ и поступает на измеритель частоты ИЧ с которого снимается напряжение $U(H)$, пропорциональное высоте полета.

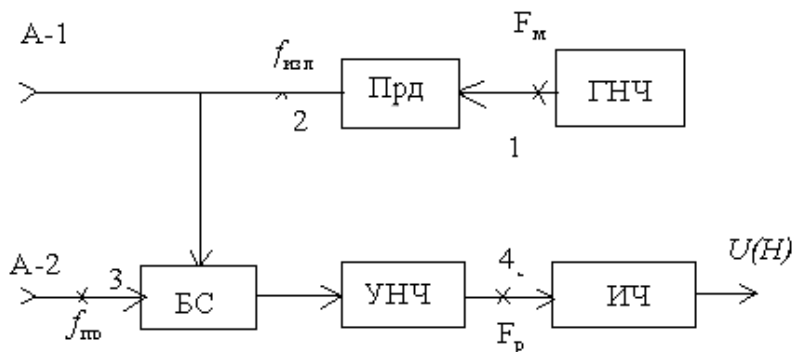


Рис1. Упрощенная структурная схема частотного радиовысотомера

ПЕРЕДАТЧИК С ЦИФРОВЫМ КОДИРОВАНИЕМ РАДИООХРАННОЙ СИСТЕМЫ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

г. Минск, Республика Беларусь

Ермакович А.Н.

Руководитель:

ст. препод. каф. ИРТ, магистр техн. наук Дворникова Т.Н.

Во все времена вопрос охраны имущества являлся актуальным, поэтому развитие охранных систем ведётся и по сей день.

Чем более сложна система охраны в своём исполнении, тем она дороже как при покупке, так и при обслуживании, что приводит к тому, что сложные системы востребованы в небольших количествах и покупаются крупными предприятиями или фирмами, а не рядовыми гражданами.

Целью было создание такого передатчика охранной системы, которая бы являлась как можно более простой, но при этом способной эффективно выполнять свою задачу.

Структурная схема передатчика представлена на рисунке.



Передатчик состоит из 10 блоков (включая 3 блока питания).

Выпрямитель обеспечивает напряжение 20В на выходе при включении в сеть 220В и далее стабилизатор преобразует это напряжение в 12В, что необходимо для питания передатчика.

Сам передатчик состоит из цифрового кодера, частотного модулятора, задающего генератора, предварительного усилителя, усилителя мощности, фильтра. Передаваемый сигнал тревоги излучается антенной.

Задающий генератор передатчика выполнен на транзистор. Его частота стабилизирована кварцевым резонатором.

Частотная модуляция осуществляется в задающем генераторе передатчика варикапом.

Информационная посылка цифрового кодера имеет 24 разряда, перед которой передается синхронизирующая пауза длительностью в 8 тактов тактовой частоты. Двадцать четыре разряда позволяют обеспечить 16 миллионов кодовых комбинаций индивидуальных кодов.

Датчики сигнализации подключаются к управляющему входу передатчика и могут быть самыми разнообразными (они выбираются исходя из решаемых задач). При подаче на этот вход 0,5—5 вольт передатчик включится и начнет передавать сигнал тревоги с цифровым кодом, соответствующим активированному датчику в "манчестерском" коде.

Разработанный передатчик способен передавать сообщения на 700 — 800 метров в условиях крупного города при длине антенны около 200 мм при размещении в кузове автомобиля.

Список используемых источников:

1. Сайт https://labofbiznes.ru/ops1_6.html
2. Сайт <http://www.findpatent.ru/patent/219/2194635.html>

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК КАВИТАЦИОННОЙ ОБЛАСТИ ПРИ ДЕГАЗАЦИИ ЖИДКОСТИ

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

Жарко Н.А., Минчук В.С.

Дежкунов Н.В. – к.т.н., доцент

В настоящее время ультразвук широко применяется для интенсификации физико-химических процессов в жидкостях. При этом ключевую роль как правило играет кавитация – явление образования, пульсаций и захлопывания микропузырьков газа в жидкости под действием переменного давления [1]. При захлопывании кавитационными полостями генерируются ударные волны и микроструи жидкости, а парогазовая смесь внутри пузырька разогревается до нескольких тысяч градусов [2]. Этими факторами и определяется активность кавитации. Растворенные газы могут влиять на активность кавитации различным образом. Углекислый газ обладает высокой степенью растворимости в воде и поэтому обеспечивает возможность варьирования газосодержания в широком диапазоне.

Исследования проводились в неоднородном ультразвуковом поле элементарной звукохимической ячейки, представляющей собой термостатированный цилиндрический стакан из нержавеющей стали, дно которого является излучающей поверхностью. Для генерирования ультразвука использовался пьезокерамический излучатель с резонансной частотой 34,6 кГц. Для измерений активности кавитации использовался кавитометр (ICA-3M). Прибор состоит из датчика и электронного блока.

Емкость заполняли жидкостью в течение 30 секунд, выдерживали еще 30 с без ультразвука, затем включали ультразвук и кавитометр и регистрировали показания с использованием описанной выше программы обработки данных в течение 1 минуты. Затем ультразвук отключали на 10 минут и так далее, после чего процедуру повторяли.

В начале эксперимента, т.е. в течение 10 - 15 секунд после включения ультразвука, активность кавитации увеличивается медленно. Под действием ультразвука идет интенсивная дегазация с выделением большого количества визуально регистрируемых пузырьков с размерами до нескольких миллиметров. Пузырьки меньшего размера удерживаются в поле стоячей волны и постепенно увеличиваются в размерах за счет выпрямленной диффузии газа в пузырек. Затем рост замедляется и практически прекращается. А к 90-й секунде озвучивания наблюдается даже некоторое уменьшение активности кавитации.

Отмечены квазипериодические скачки выходного сигнала гидрофона, что связано, вероятно, с образованием кластеров кавитационных полостей, которые периодически всплывают на поверхность жидкости. В результате удаления избытка пузырьков из ультразвукового поля поглощение ультразвука в кавитационной области на короткое время уменьшается. Уменьшается и демпфирующее действие больших пузырей, что и приводит к соответствующим всплескам активности кавитации. Затем начинается новый цикл роста пузырьков, активность кавитации несколько снижается и так далее.

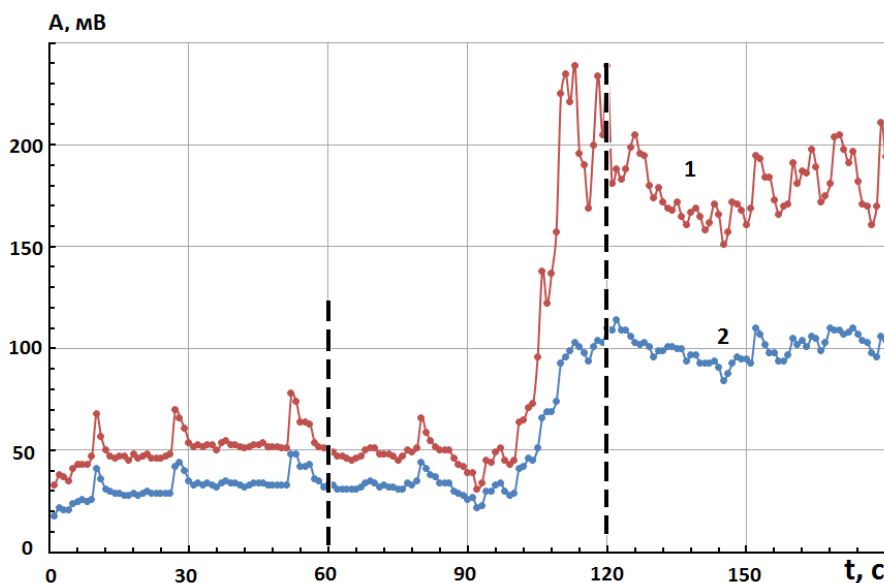


Рисунок 1 - Динамика изменения во времени полного выходного сигнала гидрофона и активности кавитации в ходе дегазации пересыщенного раствора углекислого газа. 1 – полный выходной сигнал; 2 – активность кавитации, температура жидкости = $21 \pm 1,5^{\circ}\text{C}$

После достижения некоторой степени дегазации (на рис. 1 – примерно на 100-й секунде) наблюдается быстрый, часто скачкообразный рост активности кавитации. Можно предполагать, что в этот момент происходит качественное изменение состояния кавитационной области, связанное, вероятно, со взаимодействием пузырьков.

Список использованных источников:

1. Ahmadi F. et.al. Bio-effects and safety of low-intensity, low-frequency ultrasonic exposure // Progress in Biophysics and Molecular Biology. V.108, 2012.- P. 119-138.
2. Mason T.J. Therapeutic ultrasound: an overview // Ultrasonics Sonochemistry, 2011.- P. 847-852.

ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ АКТИВНОСТИ КАВИТАЦИИ В НЕОДНОРОДНОМ УЛЬТРАЗВУКОВОМ ПОЛЕ

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

Жарко Н.А., Минчук В.С.

Дежкунов Н.В. – к.т.н., доцент

Показано, что характер распределения полной активности кавитации и активности нестационарной кавитации вдоль оси емкости отличается от теоретического, отмечены факторы, которые повлияли на результаты исследования. Определена зависимость активности кавитации от температуры для разных точек поля.

В последние годы установлены новые многообещающие возможности применения мощного ультразвука, в частности, в звукохимии, медицине, электрохимии и при обработке пищевых продуктов [1-4]. При этом показано, что механизм воздействия ультразвука на физико-химические процессы в жидкостях в преобладающем большинстве применений имеет кавитационную природу, т.е. связан с явлением образования, пульсаций и захлопывания парогазовых полостей в жидкости.

В данной работе была поставлена задача исследовать распределение активности кавитации в неоднородном ультразвуковом поле элементарной звукохимической ячейки, представляющей собой термостатированный цилиндрический стакан из нержавеющей стали, дно которого является излучающей поверхностью. Для генерирования ультразвука использовался пьезокерамический излучатель с резонансной частотой 34,6 кГц. Для измерений активности кавитации использовался кавитометр ИСА-3М (БГУИР, г. Минск). Прибор состоит из гидрофона и электронного блока.

На рисунке 1 представлены результаты исследования распределения полной активности кавитации (график 1) и активности нестационарной кавитации (график 2) вдоль оси емкости. Здесь A_k – активность кавитации, L – расстояние от излучателя на его оси до точки, в которой производится измерение. Измерения выполнялись в воде при уровне жидкости над излучателем 80 мм.

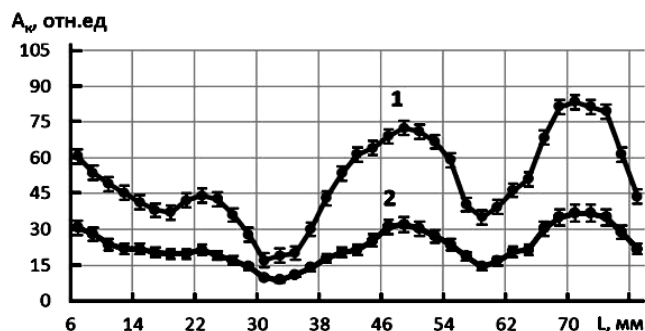


Рисунок 1 – Зависимость активности кавитации расстояния до излучателя. 1 – полная активность кавитации; 2 – активность нестационарной кавитации.

Как видно из приведенных данных, распределение включает максимумы и минимумы, расстояние между которыми равно примерно $\lambda/4$, где λ – длина звуковой волны. Однако характер распределения существенно отличается от теоретического. Наиболее интенсивный максимум наблюдается вблизи границы раздела жидкость-газ. Кроме того, максимум на расстоянии $\lambda/4$ от излучателя практически отсутствует.

Это обусловлено следующими факторами. Во-первых, условия отражения не являются идеальными, поскольку высота столба жидкости не равна строго кратному числу $(n+1)\lambda/4$, где n – целое число. Во-вторых, измерения выполнялись при интенсивности ультразвука существенно выше порога кавитации. В кавитационной области ультразвук интенсивно поглощается, поэтому давление в отраженной волне заведомо меньше давления в падающей. В результате суммарное поле включает кроме стоячей компоненты также и бегущую.

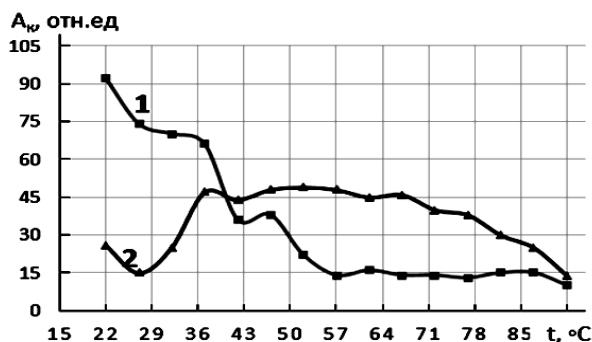


Рисунок 2 – Зависимость активности кавитации от температуры жидкости. 1 – на расстоянии 68 мм от излучателя; 2 – на расстоянии 58 мм от

излучателя.

На рисунке 2 представлены зависимости A_k от температуры для расстояний от излучателя, соответствующих максимуму и минимуму на зависимостях от $A_k(L)$, рисунок 1.

Как видно из представленных графиков, зависимости активности кавитации от температуры существенно различаются для разных точек поля. В точке максимума активность кавитации падает с ростом температуры (1), а в точке минимума – имеет вид кривой с максимумом (2).

В областях вблизи минимумов звукового давления на активность кавитации оказывают воздействие два конкурирующих фактора: увеличение концентрации кавитационных полостей, с одной стороны, и уменьшение эффективности их захлопывания вследствие снижения поверхностного натяжения жидкости и повышения давления насыщенного пара. Характер зависимости, представленной на рис. 2, позволяет предположить, что при низких температурах ($\leq 60^\circ\text{C}$) преобладающим является первый фактор и активность кавитации в этом диапазоне растет с ростом температуры. При высоких температурах все большую роль играет уменьшение скорости захлопывания пузырьков, что и приводит к уменьшению активности кавитации.

В областях, соответствующих максимумам звукового давления, кавитационная область близка к состоянию насыщения пузырьками уже при низких температурах. Дальнейшее увеличение их количества приводит уже не к увеличению, а снижению активности кавитации вследствие упомянутых выше взаимодействий пузырьков и изменений свойств жидкости.

Список использованных источников:

1. Tudela, I., Zhang, Y., Pal M. Ultrasound-assisted electrodeposition of composite coatings with particles. // Surface and Coatings Technology. – 2014. – . №2.
2. Шестаков С.Д., Красуля О.Н. // Исследования и опыт применения сонохимических технологий в пищевой промышленности. Электронный журнал «Техническая акустика». <http://www.ejta.org>. 2010. №10.
3. Chemat F., Zill-e-Huma, Khan M.K. Applications of ultrasound in food technology: Processing, preservation and extraction. // Ultrasonics Sonochemistry. – 2015. –V 18. – P.813–835.
4. Mason T. J. Therapeutic ultrasound an overview // Ultrasonics Sonochemistry. – 2011. – №18. – С. 847-852.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЯВЛЕНИЙ УЛЬТРАЗВУКОВОГО КАПИЛЛЯРНОГО ЭФФЕКТА ПРИ МЕТАЛЛИЗАЦИИ ОТВЕРСТИЙ МАЛОГО ДИАМЕТРА В УЛЬТРАЗВУКОВОМ ПОЛЕ

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

Жарко Н.А., Стреха В. А.

Дежкунов Н.В. – к.т.н., доцент, Савилова Ю. И. – к.т.н., доцент

В работе получены новые данные, подтверждающие гипотезу о кавитационной природе ультразвукового капиллярного эффекта и указывающие на возможность использования капилляра в качестве датчика активности кавитации. Исследовалась связь свечения, генерируемого в кавитационной области – звуколюминесценции.

Ультразвуковой капиллярный эффект (УЗКЭ) - явление увеличения высоты и скорости подъема жидкости в капилляре под действием ультразвука [1, 2]. Этот эффект может характеризоваться либо высотой подъема жидкости в капилляре НУЗ, либо избыточным давлением воздуха ΔP_0 , которое необходимо создать над мениском в капилляре, чтобы удерживать его на высоте обычного капиллярного подъема H_0 .

Было показано, что кавитация играет важную роль в образовании потока жидкости, направленного в капилляр. Ее значение можно проиллюстрировать, используя пороговую природу кавитации. В докавитационных условиях увеличения подъема жидкости в капилляре не было зафиксировано. При плавном увеличении амплитуды колебаний излучателя граница раздела жидкость-газ (мениск) приходит в движение скачком в момент возникновения кавитационного облачка у входа в капилляр (рис.1).

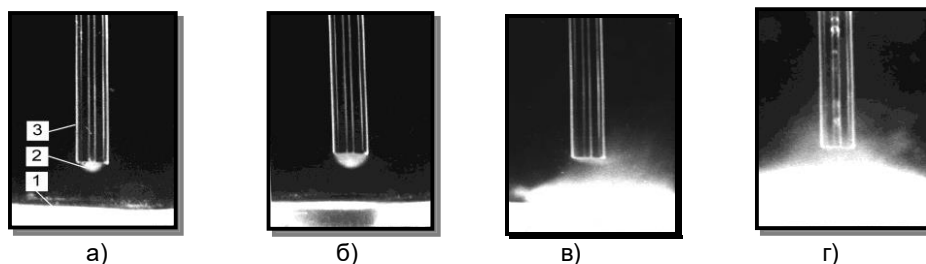


Рисунок 1 – эволюция кавитационной области у торца капилляра в воде при увеличении амплитуды A колебаний излучателя. 1 – излучатель; 2 – кавитационное облачко; 3 – капилляр; A , мкм = 1(а); 2.5 (б); 6 (в); 10 (г)

При наличии кавитации на торце капилляра величина УЗКЭ не зависит от ориентации капилляра относительно оси излучателя.

Основной результат наших экспериментов показывает, что при амплитудах колебаний ниже порога ЗЛ не наблюдается повышения уровня жидкости в капилляре.

В таблице представлены результаты измерений пороговой амплитуды $A_{зл.пор}$, при которой возникает ЗЛ, и пороговой амплитуды $A_{узкэ.пор}$, при которой начинается подъем жидкости в капилляре, т. е. возникает УЗКЭ. Пороги были измерены при двух положениях капилляра относительно излучателя, когда торец капилляра находился на небольшом расстоянии от излучателя ($d = 0.05$ мм) и на значительном удалении от него ($d = 5$ мм).

При малых d ($d \leq 0,05$ мм) пороги ЗЛ и УЗКЭ либо совпадают (в пределах точности установки заданной амплитуды A), либо $A_{узкэ.пор}$ ненамного превосходит $A_{зл.пор}$, т. е. в этом случае оба эффекта возникают практически одновременно.

Таблица 1. Пороговые амплитуды возникновения ЗЛ и УЗКЭ для различных жидкостей

Параметр	d	Жидкость					
		1	2	3	4	5	6
$A_{зл.пор}$	0.05	7.0	2.5	1.5	0.7	0.5	0.4
$A_{узкэ.пор}$		8.5	3.0	1.5	0.9	0.5	0.5
$A_{зл.пор}$	5.0	8.0	3.5	2.3	1.1	0.7	0.4
$A_{узкэ.пор}$		-	5.0	3.0	1.6	1.2	0.7

Примечание: 1 – глицерин, 2 – водно-глицериновая смесь 60% (по весу) глицерина и 40% воды, 3 – вода, 4 – хлорбензин, 5 – изоамиловый спирт, 6 – ацетон, $t = 25$ °С. Точность установки заданной амплитуды $\pm 4\%$.

Если вход в капилляр находится на значительном удалении от излучателя ($d \geq 5$ мм), $A_{узкэ.пор}$ обычно отличается от $A_{зл.пор}$ в большей степени, чем при $d \leq 0.05$ мм. Это можно было бы ожидать, поскольку звуковое поле в нашем случае не является сфокусированным и при увеличении амплитуды колебаний излучающей

поверхности преобразователя кавитация появляется вначале вблизи у поверхности излучателя и только при больших амплитудах - в дальнем. Поле зрения фотоумножителя перекрывает оба зазора ($d = 0.05$ мм и $d = 5$ мм), т. е. свечение регистрируется из всего объема жидкости над излучателем, в то время как капилляр является локальным датчиком.

Интересно, что за исключением ацетона во всех жидкостях оба порога ниже, когда капилляр находится вблизи излучателя; соответствующее отношение порогов ЗЛ лежит в диапазоне 0.6 – 0.9, а отношение порогов УЗКЭ - в диапазоне 0.4 - 0.6. Это означает, что близость торца капилляра способствует зародышеобразованию инерционной кавитации.

Данные, представленные на рисунке 2, были получены при $d = 5$ мм между капилляром и излучателем. Здесь L – выходной сигнал фотоумножителя. Для ΔP_0 выбрана линейная шкала, а для L – логарифмическая. Каждая точка на графиках – результат усреднения трех независимых измерений.

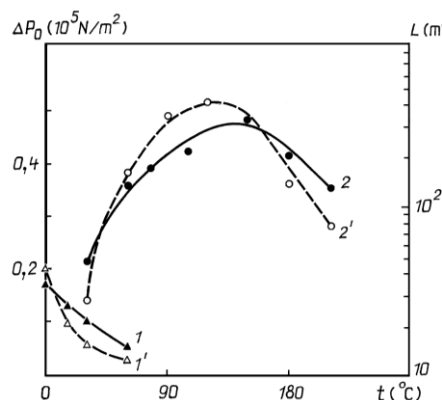


Рисунок 2 - зависимости интенсивности ЗЛ L (штриховые линии) и ΔP_0 (сплошные линии) от температуры t

Корреляция эмиссии ЗЛ и ультразвукового капиллярного эффекта (таблица 1, рис. 2) указывает на связь нестационарной кавитации и УЗКЭ и может рассматриваться в качестве подтверждения гипотезы о кавитационной природе этого эффекта [2, 3].

В соответствии с этой гипотезой механизм УЗКЭ выглядит следующим образом. Под действием ультразвука кавитационное облачко (или кавитационный кластер) появляется у входа в капилляр. Кавитационные пузырьки захлопываются асимметрично с образованием микроструй жидкости. Попадание каждой такой струи в канал капилляра вызывает увеличение подъема мениска в капилляре на некоторую высоту $\Delta H_{\text{под}}$. Суммирование этих приращений вызывает экспериментально наблюдаемое увеличение высоты и скорости подъема (или проникновения) жидкости в капиллярные каналы. Чем выше концентрация пузырьков в кавитационной области и чем сильнее они захлопываются, тем большего эффекта можно ожидать.

В описываемых выше экспериментах датчик звуколюминесценции воспринимал свечение из всего объема жидкости между поверхностью излучателя и капилляром. Капилляр же является по существу локальным датчиком. Поэтому можно ожидать лучшего согласования результатов измерения порогов УЗКЭ и ЗЛ, например, когда локальный датчик находится вблизи поверхности излучателя (где кавитация возникает в первую очередь), чем в случае, когда капилляр расположен на значительном удалении от излучателя.

Применительно к задаче металлизации отверстий малого диаметра ультразвуковая интенсификация может обеспечить ускорение процесса и повышение качества покрытия за счет ультразвукового капиллярного эффекта.

Список использованных источников:

1. Прохоренко, П.П. Ультразвуковой капиллярный эффект / П.П. Прохоренко, Н.В. Дежкун, Г.Е. Коновалов; под ред. В.В. Клубовича. – Минск.: Наука и техника, 1981. – 135 с.
2. Dezhkunov, N.V. The use of a capillary as a sensor of cavitation / N.V. Dezhkunov, T.G. Leighton // In: Nonlinear acoustics at the beginning of 21-t century. Edited by O. Rudenko and O. Sapozhnikov, MSU, Moscow. – 2003. - V. 2. - P.1163-1166.
3. Dezhkunov, N.V. Characterization of acoustic cavitation in water and molten aluminum alloy / N.V. Dezhkunov [etc.]. // Ultrasonics Sonochemistry. – 2013. – V.20. – № 2. – P. 754-761.

ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ ПРЕДПРИЯТИЯ

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

Зезина Д.В., Хохлов А.Ю.

Жукова А.А. – к.т.н.

В работе рассматриваются основные меры, которые необходимо учитывать при проектировании системы защиты данных на предприятии. Обеспечение информационной безопасности должно быть направлено прежде всего на предотвращение рисков, а не на ликвидацию их последствий. Именно принятие предупредительных мер по обеспечению конфиденциальности, целостности, а также доступности информации и является наиболее правильным подходом в создании системы информационной безопасности.

Популярные инструменты и технологии современной повседневной жизни, такие как мобильные телефоны, веб-почта, службы мгновенных сообщений, съемные носители и беспроводной доступ к Интернету дали каждому возможность легко переносить и обрабатывать большое количество данных. Наряду с возможностью переноса данных многие организации создали информационные системы вокруг своих продуктов и услуг на основе открытых стандартов и интерфейсов совместимых с популярными устройствами. Кроме того, организации способствуют легкому доступу к данным как для персонала, так и для широкой публики через Интернет. Но недостатком этого удобства является большая вероятность передачи конфиденциальных корпоративных данных посторонним лицам. Поэтому актуальность рассматриваемой темы в том, что в наше время остро встает вопрос о необходимости защищать информацию своего предприятия различными методами, но многие не знают, что следует делать, дабы сохранить те или иные сведения в тайне, с выгодой реализовать их и не понести убытки от их утечки или утраты.

Данные являются одним из наиболее важных активов любой организации и люди обычно считаются самым слабым звеном в цепи безопасности. Крайне важно чтобы сотрудники полностью осознавали свои обязанности, их ограничения на доступ к информации и дисциплинарные меры, которые будут приняты за любое нарушение безопасности. Все это может служить движущей силой для самосовершенствования с точки зрения безопасности данных.

Не все данные имеют одинаковый уровень важности. Например, такая информация, как рекламные листовки, не нуждается в том же уровне защиты, что и данные новейших исследований и разработок. При этом в первую очередь усилия по обеспечению безопасности должны быть сосредоточены на наиболее важных данных. Также очень важно оценить расположение всех постоянных и временных мест для хранения данных организации, и классифицировать их с точки зрения защиты данных. Например, флэш-накопители являются устройством хранения с низким уровнем безопасности, наиболее подходящим для менее важных данных, в то время как база данных хранится в системах с серверами резервного копирования, которым требуется проверка подлинности для доступа.

Доступ к программному обеспечению и секретным данным должен быть разрешен только авторизованному персоналу. Аутентификация с паролями и токенами является распространенным методом защиты доступа и разные профили авторизации применяются к разным пользователям в соответствии с их ролями. Контрольные журналы дополняют аутентификацию, и полные журналы деятельности предоставляют полезную информацию для уточнения эффективности мер безопасности. Шифрование данных обеспечивает еще один уровень защиты для защиты от несанкционированного доступа к данным.

При утилизации старого компьютерного оборудования или носителя, содержащего данные, необходимо гарантировать что вся информация и данные были удалены, путём физического уничтожения самого носителя или путем перезаписи, или переформатирования данных, хранящихся на носителе. В некоторых обстоятельствах целесообразно не допускать, чтобы персонал приносил личные вещи, в том числе мобильные телефоны, в рабочую зону. Это может помочь устранить некоторые возможности для кражи данных.

Учётная запись сотрудника для доступа к сети компании создаётся, поддерживается, синхронизируется и удаляется через несколько систем или платформ. Учетные данные сотрудника, с надлежащими права доступа будут предоставлены процессом, называемым предоставлением пользователем. Этот аккаунт будет поддерживаться и обновляться всякий раз, когда этому сотруднику будут назначены новые привилегии, возможно из-за внутреннего перевода, продвижения по службе, понижения в должности и так далее. Данные сотрудника и пароли будут синхронизироваться между различными ИТ-системами и платформами. В заключение, его/ее учетные данные могут быть удалены во всех системах, например, в результате смены вида занятости или выхода на пенсию. Это удаление прав доступа - процесс, называемый депривацией пользователя.

Существует три общих модели управления идентификацией:

1. Изолированное управление идентификацией

Эта модель требует, чтобы каждый пользователь имел идентификатор для доступа к каждому изолированному сервису. Эта система широко используется в онлайн-сервисах и ресурсах, потому что она относительно легко управляется поставщиком услуг, но она становится сложной в управлении для пользователей. Экспоненциальный рост онлайн-услуг привел к тому, что пользователи были перегружены идентификаторами и учетными данными, которые они должны запомнить и использовать. По этой причине предлагаются и реализуются новые модели управления идентификацией.

2. Федеративное управление идентификацией

Федеративное управление идентификацией упрощает задачу управления учетными записями. Набор из соглашений и стандартов определен среди группы поставщиков услуг, которые признают идентификаторы пользователей друг друга. Клиент одного конкретного поставщика услуг может получить доступ ко всем услугам,

предоставляемым другим поставщиком услуг в группе только с одним идентификатором. Для таких стандартизированных методов обмена информацией внутри группы работа заключается во внедрении единого технологического стандарта, такого как OASIS (organisation for the Advancement of Structured Information Standards) SAML (Security Assertion Markup Language).

3. Централизованное управление идентификацией

В этой модели один и тот же идентификатор и учетные данные используются каждым поставщиком услуг. Это, например, может быть реализовано с помощью PKI, где центр сертификации (CA) выдает сертификаты пользователям. Каждый пользователь может использовать один и тот же сертификат для доступа к разным услугам, и все провайдеры проверяют подлинность клиента через один и тот же сертификат предоставления доступа к их услугам. Другим примером может быть система единого входа (SSO) модель, которая требует от пользователя один раз войти в систему и автоматически аутентифицироваться всеми остальными поставщиками услуг. Сервер аутентификации Kerberos и Microsoft .Net являются примерами реализации единого входа. Недостаток этого подхода заключается в том, что при отказе одного из доверенных поставщиков удостоверений (например, при атаке DoS), все остальные поставщики услуг также могут быть затронуты.

Пароли по-прежнему являются наиболее распространенным методом аутентификации. Чтобы уменьшить количество паролей, взломанных с помощью атак методом перебора, должен контролироваться последовательный неудачный вход в систему. Это можно сделать, отключив учетную запись после ограниченного количества неудачных входов в систему. Как вариант, механизм увеличения времени задержки между каждой последующей попыткой входа в систему может рассматриваться как способ предотвращения действия по подбору пароля.

В системе единого входа пользователю, по сути, нужно запомнить только одно удостоверение, поэтому злоумышленник, может поставить под угрозу то, что учетные данные могут взломать все системы, авторизованные этим пользователем. Для предотвращения парольных атак должна быть принудительной частая смена паролей. Дополнительные методы аутентификации, такие как биометрическая или двухфакторная аутентификация, также могут быть рассмотрены для усиления процесса аутентификации. Функции, требующие другого уровня авторизации, должны быть реализованы с использованием повторной аутентификации. Кроме того, незанятые сеансы входа в систему должны быть прекращены после установленного периода, чтобы предотвратить кражу злоумышленниками информации о незанятых сеансах.

Необходимо также установить индивидуальную ответственность, чтобы каждый сотрудник был ответственным за его или ее действия. В информационных системах подотчетность может быть достигнута идентификацией и аутентификацией пользователей системы с помощью идентификатора пользователя (user-ID). Этот идентификатор пользователя должен однозначно идентифицировать отдельное лицо, так что в дальнейшем возможно отслеживание действия пользователя в системе в случае инцидента или нарушения. Общие или групповые идентификаторы пользователей должны быть запрещены, если это не неизбежно в связи с конкретными потребностями бизнеса.

Список использованных источников:

1. https://www.infosec.gov.hk/english/technical/articles_identity.html
2. <https://www.infosec.gov.hk/english/technical/files/challenges.pdf>

ОБЕСПЕЧЕНИЕ КАЧЕСТВА ПРОГРАММНЫХ ПРОДУКТОВ В ИНДУСТРИИ КОМПЬЮТЕРНЫХ ИГР

Иванов П.В.

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

Парафиянович Т.А. – к.п.н., доцент

Статья посвящена влиянию обеспечения качества на разработку компьютерных игр и программных продуктов в целом. В статье рассматриваются характеристики выполняемых работ при проведении тестирования программных продуктов в индустрии компьютерных игр, различия в подходах и техниках тестирования исходя из вида компьютерных игр, а также перечень требований, предъявляемых к тестировщику данных продуктов. Статья уделяет особое внимание вопросу тестирования и обеспечения качества программных продуктов как важному и обязательному процессу в рамках их разработки, в особенности – в индустрии компьютерных игр, так как данная сфера охватывает большую часть пользователей информационных технологий.

Успешность, работоспособность и положительный опыт использования программного продукта так или иначе зависит не только от непосредственной разработки данного продукта программистом, но и целого перечня проводимых во время его разработки мероприятий – подготовка и оформление идеи, проектирование и выстраивание плана по разработке, подготовка к этапу разработки, процесс разработки и использование различных технологий разработки и тестирования, сопровождение и эксплуатация. Процесс разработки компьютерных игр отличается от стандартизированных процессов разработки ПО своей уникальностью в зависимости от характера и архитектуры работы каждой конкретной игры, а также охватом и количеством конечных пользователей. За каждым из этапов разработки программного обеспечения стоит в том числе и дисциплина обеспечения качества (QA – от англ. Quality Assurance), которая является одной из самых важных дисциплин в рамках жизненного цикла программного обеспечения (далее – ПО). Одним из самых больших заблуждений среди пользователей компьютерных игр является то, что, по их мнению, работой тестировщиков является непосредственное проведение времени за досугом в данной игре. Для опровержения данного заблуждения, а также для рассмотрения особенностей процесса обеспечения качества ПО в рамках индустрии компьютерных игр, предоставлена данная статья. В рамках нее также описаны основные особенности проводимых процессов при обеспечении качества в случае использования различных архитектур и окружения в рамках компьютерных игр.

Говоря о таких понятиях, как «обеспечение качества» и «компьютерная игра» необходимо понимать их терминологическую основу. Так, обеспечением качества называется всеобъемлющий процесс или результат формирования требуемых свойств и характеристик продукции по мере её создания, а также – поддержание этих характеристик при хранении, транспортировании и эксплуатации продукции [1]. Как и говорилось ранее, данный процесс затрагивает не только сам этап разработки ПО, но также и включение дисциплины тестирования на этапе планирования и прототипирования, а также продолжение ее функционирования на этапе сопровождения или эксплуатации ПО. В рамках жизненного цикла компьютерных игр данная зависимость от дисциплины QA видна лучше. Компьютерные игры также являются собой ПО, служащее для организации игрового процесса, при котором либо она связывает с другими партнерами, либо сама является таковым. Зачастую для понимания различий в используемых технологиях разработки компьютерных игр, а, следовательно, их тестирования и обеспечения качества, стоит привести классификацию игр по количеству игроков и способу их взаимодействия:

- однопользовательские игры – рассчитанные на игру одного человека;
- многопользовательские игры – рассчитанные на одновременную игру двух и более человек (в свою очередь игра может производиться на одном компьютере, через сеть Интернет, электронную почту, через локальную сеть).

Говоря о том, какие основные различия заключены в этих двух пластах компьютерных игр, стоит обратить внимание на их жизненный цикл в общих чертах. Так, однопользовательские игры рассчитаны на одновременный выпуск на рынок с возможными последующими обновлениями и/или дополнениями, но не рассчитаны на продолжительный период сопровождения и жизни после «релиза» (выпуска, публикации окончательной версии компьютерной игры). В свою очередь многопользовательские игры рассчитаны на их поддержку, развитие и сопровождение в последующем, расширение и дополнение в случае их успеха и проявления интереса (в виде большой популярности, высоких оценок и т.д.) со стороны пользователей. Соответственно, к первой категории предъявляется куда больший уровень качества (как графического исполнения, так и работы логически связанных модулей игры как ПО, функциональных и технологических особенностей отдельной игры и т.д.) к моменту релиза игры, однако данный уровень качества может и не соблюдаться после выпуска игры (например, случаи, когда найденные ошибки в программном коде могут быть не исправлены после непосредственного выхода игры на рынок в случае их не критичности или нечастого воспроизведения у пользователей). В то же время, ко второй категории заданная планка качества должна соблюдаться на протяжении всей жизни игрового проекта, т.к. при большом количестве ошибок и дефектов, находимых пользователями и не исправляемых разработчиками могут в большей степени сказаться как на последующем качестве разрабатываемых обновлений и дополнений к данной игре, так и на общем впечатлении от игры в целом.

Акцентируя внимание на том, что необходимость внедрения QA на более ранних этапах проектирования и разработки компьютерных игр (как и ПО в целом) – существенна, необходимо дать аргументацию тому, для чего это необходимо. Для этого можно и нужно упомянуть о зависимости нахождения проблем на более ранних этапах разработки со стоимостью их исправления на более поздних этапах – чем позже будет исправлена ошибка, затрагивающая один из разрабатываемых модулей, тем больше модулей в рамках одного программного

продукта может быть подвержено воздействию как самой ошибки, так и результату ее исправления (исправив одну проблему нет никаких гарантий того, что в сложной системе, в которой данная ошибка существовала, не появится из-за этого исправления новых ошибок). В рамках разработки компьютерных игр цена исправления подобных ошибок крайне велика, т.к. также начинается свою работу и маркетинговая кампания, рекламирующая разрабатываемую игру. Вместе с тем для игроков упоминается и ориентировочная дата релиза игры. Подобные ошибки/дефекты влияют на сроки разработки компьютерной игры, а, следовательно, могут негативно влиять на первоначальное мнение о разрабатывающей студии.

В текущих условиях рынка компьютерных игр роль QA инженеров достаточно велика, т.к. данные специалисты являются связующим звеном между разработчиками всех дисциплин в рамках одного проекта, а также между разработчиками проекта и конечным пользователем. Дисциплина QA дает заключительное слово о том, что данная компьютерная игра готова к использованию, а потому большинство пропущенных к пользователям дефектов находятся в зоне ответственности QA.

Особенности тестирования компьютерных игр также заключены и в архитектуре их работы. Основной разновидностью компьютерных игр являются клиент-серверные игры. В данном случае для пользователя предоставляется клиент, устанавливаемый на его персональный компьютер. Через сеть Интернет (или, реже, через локальную сеть) происходит «общение» между клиентом и сервером, при котором на клиенте генерируется определенный набор сообщений (действия пользователя) для сервера. Данный набор сообщений отсылается к нему, производится их обработка и обратная отсылка на клиент с полученным результатом (результат действий пользователя). В данном случае для QA стоит задача протестировать не только клиентскую часть игры, но также и серверную, сервисную (когда помимо процессов на сервере подключаются дополнительные сторонние сервисы либо сервисы с отличной от сервера технологией). Потому процесс разработки компьютерных игр с данной архитектурой и выпуск очередных обновлений (т.н. «патчей» и «микропатчей») может занимать продолжительное время (от нескольких недель и месяцев для выпуска обновлений, до нескольких лет для разработки игры в целом). Более простыми в реализации и не столь менее популярными являются браузерные игры (игры, предоставляемые через сеть Интернет и не требующие установки отдельных клиентов или сторонних программ, а доступных напрямую из любого интернет-браузера, соответствующего требованиям для данных игр). Тестирование в данной области занимает более низкую нишу с большими послаблениями в отношении требований как к самому продукту, так и к необходимым знаниям у тестировщика (не требуется углубленное знание взаимодействия игры с серверами и сервисами, т.к. этим занимаются специалисты той площадки, на основе которой данная игра разработана) и сводится больше к ручному QC (от англ. Quality Control – контроль качества). Существует и разновидность игр при помощи почтовых клиентов (PВЕМ – от англ. Play By Electronic Mail, с англ. – «игры по электронной почте»), при которой от тестировщика требуется набор знаний по работе данных клиентов и особенностям их структуры и работы, но все также его работа сводится к проверке корректного обмена сообщениями между пользователями игры. Другие специфические виды компьютерных игр по используемой архитектуре на данный момент используются редко либо не используются вовсе.

Подводя итог необходимо сказать о том, что обеспечение качества, являющееся как процессом, так и дисциплиной в целом, является обязательным критерием и для положительного восприятия пользователями, и для коммерческого успеха разрабатываемой компьютерной игры (как и любого программного продукта в целом). В рамках игровой индустрии развитая дисциплина QA предоставляет наибольшую убежденность в том, что заданные первоначально цели будут достигнуты, а проблемы – обнаружены и устранены вовремя.

Список использованных источников:

1. Огвоздин В.Ю. Управление качеством. Основы теории и практики : учебное пособие, 6-е издание / В.Ю. Огвоздин. – М.: Дело и Сервис, 2009. – 304 с.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЧ RFID АНТЕННЫ

Иодко А.А.

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

Кирильчук В.Б. – к.т.н., доцент

Одним из очень важных факторов, которые могут влиять на производительность систем RFID, особенно тех, которые используют пассивные метки, заключается в воздействии металлической среды вблизи антенны. В этой статье представлена математическая модель, которая позволяет идентифицировать оптимальный размер высокочастотной RFID-антенны. Антенна была математически смоделирована и испытана для конкретной ситуации, когда металлическая пластина расположена в непосредственной близости (приблизительно 2 см).

Конструкция антенны проводилась постепенно, следуя серии шагов, которые позволят определить оптимальный размер требуемой антенны, которая будет работать должным образом вблизи металлических сред. Предложенная модель антенны прямоугольная, с одной или несколькими петлями, так что диапазон считывания / обнаружения этой антенны будет как можно больше. Антенна будет установлена на металлической полке на очень коротком расстоянии от нее и отрегулирована на резонансной частоте (13,56 МГц).

Требования к дизайну, которые должны быть выполнены при оптимизации RFID-антенны, описаны далее:

Первый критерий выполнялся при проектировании антенны, относящейся к длине антенны, которая должна быть значением отношения λ/x , где: λ - длина волны (22,12 м для 13,56 МГц), а x - коэффициент деления кратный 2.

Так как размер антенны должен располагаться в области полки (80 x 30 см), ограничения, указанные выше, установили длину антенны на 184 см ($\lambda/12 = 184,36$ см, оптимальный выбор). Эта длина антенны позволяет нам иметь несколько размеров как для a (длины антенны), которая может находиться в диапазоне от 12 до 30 см, так и для b (ширина антенны), которая может находиться в пределах от 62 до 80 см.

Параметры a и b должны определяться таким образом, чтобы антенна работала при данных обстоятельствах. В этом отношении модель антенны должна пройти математический анализ, представленный ниже [1].

Интенсивность магнитного потока, генерируемого прямоугольником может быть рассчитана по формуле (1).

$$H = \frac{I \cdot a \cdot b}{4\pi \sqrt{(a/2)^2 + (b/2)^2}} \cdot \left(\frac{1}{(a/2)^2 + x^2} + \frac{1}{(b/2)^2 + x^2} \right) \quad (1)$$

где H - интенсивность магнитного поля, генерируемого прямоугольной рамочной антенной, I - ток, проходящий через антенну, a - длина антенны, b - ширина, x - в центре антенны, на z ось (3 системы координат) Рисунок 1.

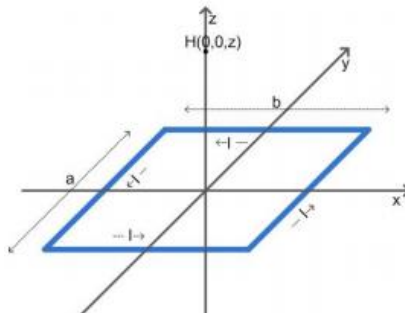


Рисунок 1 – Определение магнитного поля в точке $H(0,0,z)$ для прямоугольной антенны.

Эти формулы позволяют измерять диапазон обнаружения RFID-антенны вдоль оси z , на которой можно считывать тег. Если вы хотите определить диапазон обнаружения антенны, формула должна быть обобщена из координатной точки $H(0,0,z)$ в трехмерную точку с координатами $H(x,y,z)$. Далее мы представим математический подход, основанный на том, что диапазон обнаружения прямоугольной рамочной антенны можно измерить в трехмерном пространстве.

Начиная с формулы Вебера [2], мы можем определить компоненты векторных потенциалов A_x и A_y соответственно в пространстве xOy .

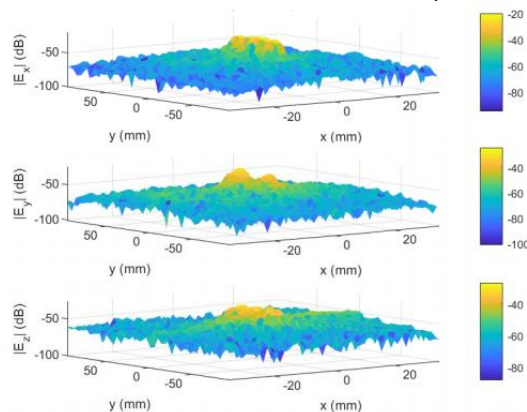
Таким образом, наличие векторных потенциалов в плоскости xOy позволяет измерить напряженность магнитного поля в точке $P(x,y,z)$, где, согласно уравнению (2), мы можем определить магнитное поле для каждой координаты (x,y,z) трехмерного плана.

$$H_x = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_y}{\partial z}, H_y = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_x}{\partial z}, H_z = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_x}{\partial y} \quad (2)$$

Формула (12) используется при измерении магнитного поля, генерируемого прямоугольной петлевой антенной в трехмерном пространстве $H(x,y,z)$:

$$H(x, y, z) = \sqrt{H_x^2 + H_y^2 + H_z^2} \quad (3)$$

Напряженность магнитного поля . высокочастотной RFID-антенны представлена на рисунке 2.



После того, как эти измерения были проведены для антенны с прямоугольным контуром, они могут быть применены в среде моделирования MATLAB, чтобы установить самый длинный диапазон обнаружения [3].

На рисунке 3 представлена дальность обнаружения антенны с прямоугольной петлей размером 22 x 64 см, через которую будет индуцирован ток 0,1 А. Поперечные сечения трех планов можно отметить как отображающие значение 0,07 А / м, необходимое для активации высокочастотной метки RFID, доступной на рынке. Следует упомянуть тот факт, что метка расположена параллельно рамочной антенне.

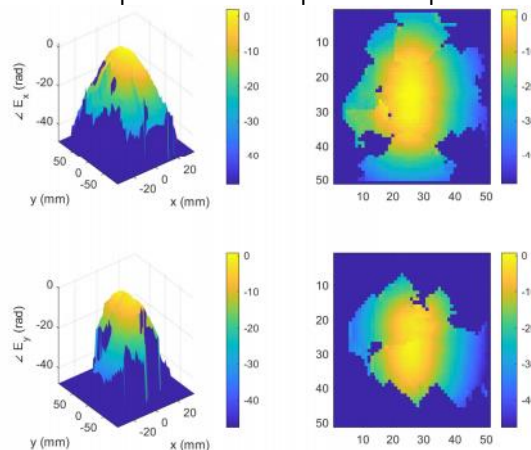


Рисунок 3 – 3D-сечение диапазона обнаружения высокочастотной RFID-антенны.

В настоящем документе описан метод, используемый для определения магнитного поля, создаваемого антенной с прямоугольной петлей, когда она расположена вблизи металлической среды. Результаты, полученные с помощью этого метода, сравнивались с данными, собранными во время моделирования для антенны того же типа, с помощью приложения HFSS. Расстояние между антенной прямоугольной петли и металлической пластиной было уменьшено на 2 см без использования какого-либо поглощающего материала (феррита), что также увеличило бы затраты на внедрение. Идентификация объектов не зависит от положения меток напротив антенны считывателя. Реализованная антенна обеспечивает максимальную дальность обнаружения до 25 см и оказывается очень эффективной, когда она расположена вблизи металлических сред.

Список использованных источников:

1. Klaus Finkenzeller, "RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification, Second Edition", John Wiley & Sons, Ltd., 2003
2. E. Weber, "Electromagnetic Theory", Dover, p.131-135, 1965.
3. I. Finis, V. Popa, A. Lavric, A.-I. Petrariu and C. Males, An Analytical Determination of the Reading Volume for an HF RFID Antenna, Conference on Future Internet Communications BCFIC 2012, Vilnius, Lithuania (unpublished).

СИСТЕМЫ ОПОВЕЩЕНИЯ О БЕДСТВИИ

Каплярчук Е.А.

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

Титович Н.А. – к.т.н., доцент

В данной работе представлены основные концепции систем оповещения о бедствии, их развитие и последние достижения в области разработки системы оповещения. Описаны методы взаимодействия систем оповещения со спасательными службами и разобран такой вид связи как GMDSS. Предложено устройство со встроенным персональным радиомаяком.

Актуальность данной темы основана на создании, для оказавшихся в чрезвычайных ситуациях людей, устройства со встроенным персональным радиомаяком, передающим сигналы о бедствии на международной волне 121.5 спутниковой системы Cospas-Sarsat.

Решение о создании Глобальной Морской Системы Связи при Бедствии (ГМССБ) было принято в 1998 г. на конференции по обсуждению. Поправок к Международной конвенции по охране человеческой жизни на море, и 1 февраля 1999 г. система вступила в действие.

В основе концепции создания ГМССБ заложена идея минимизации реакции спасательных средств на полученный сигнал бедствия во всех акваториях Мирового океана за счет автоматического определения района бедствия с максимальной точностью и наведения на этот район ближайших спасательных единиц. Кроме того, система предназначена для передачи предостерегающей информации (навигационных предупреждений, сводок погоды и др.) и обеспечения связи. Система основана на использовании одного или нескольких средств (источников) радиосвязи: цифрового избирательного сигнала (англ. – Digital Selective Calling (DSC)), аварийных радиобуев (англ. – Emergency Position Indicating Radio Beacons (EPIRB)), транспондеров поиска и спасания (англ. – Search and Rescue Transponders (SARTS)), голосовой радиотелефонии (англ. – voice radiotelephone), систем связи ИНМАРСАТ.

Основным компонентом ГМССБ является спутниковая система связи, включающая спутники на геостационарных и околополярных орбитах и судовую (наземную) приемную аппаратуру.

Система спутниковой связи ИНМАРСАТ включает в себя береговые станции спутниковой связи CES, которые располагаются в различных местах и позволяют осуществлять выход в другие сети связи и Internet путем коммутации судовых станций спутниковых связей SES и четырех спутников, находящихся над экватором на расстоянии от поверхности земли порядка 36 000 километров. Спутники покрывают практически всю поверхность Земли (рисунок 1), за исключением районов выше 70° северной и южной широты, тем самым ограничивая связь на полюсах Земли. Спутники движутся со скоростью вращения Земли, поэтому являются неподвижными относительно поверхности Земли.



Рисунок 1 – Зона действия спутниковой связи Инмарсат

По функционалу спутники ИНМАРСАТ — это ретрансляторы, которые обеспечивают двустороннюю связь между судном и берегом посредством ретрансляции полезного сигнала с судна на береговые станции, и там по каналам связи до абонента и обратно. Также они обеспечивают прием сообщений от аварийных радиобуев системы ИНМАРСАТ, ведущих передачу на частоте 1,6 ГГц (в отличие от них, АРБ COSPAS-SARSAT работают на частотах около 406 МГц, а АРБ УКВ - в УКВ-диапазоне), и через наземные узлы связи эта информация поступает в координационный центр спасательной службы. В направлении берег-судно спутники ведут трансляцию циркулярных сообщений, которые могут быть как аварийные, так и общего назначения. Радиообмен между судами и спутниками системы Инмарсат происходит на частотах 1.6 ГГц (uplink), 1.5 ГГц (down), между спутниками и берегом - 6 и 4 ГГц соответственно (up/down). Такой частотный диапазон выбран для передачи данных в связи с его устойчивостью к различным состояниям атмосферы и времени суток, а также их способность проходить слои ионосферы[1].

COSPAS-SARSAT — это международная космическая система поиска и спасения терпящих бедствие судов. Сама система состоит из пункта приема информации на суше (ППИ), спутниковой группировки и

непосредственно самих аварийных радиобуев, находящихся на судне и срабатывающих при аварийных ситуациях. Спутниковая группировка находится на орбите в 800-1000 км от поверхности Земли.

Слабым местом в системе COSPAS-SARSAT является отсутствие полного покрытия поверхности Земли, и ожидание подлета спутника к месту работы аварийного радиобуя может составлять до 2-х часов, впоследствии спутнику необходимо попасть в зону видимости ППИ и передать информацию с АРБ, что тоже занимает время. В отличие от этого, в системе спутниковой связи ИНМАРСАТ при нахождении АРБ в зоне видимости спутника, сообщение передаётся практически сразу. АРБ имеет встроенный маломощный передатчик, работающий на частоте 121,5 МГц, которая является международной авиационной частотой, используемой для ориентации поисковой группировки на цель [2].

Ниже, на рисунке 2, приведена модель наручных часов со встроенным персональным радиомаяком, передающим сигналы о бедствии на международной волне 121,5 МГц спутниковой системы Cospas-Sarsat [3].



Рисунок 2 – Модель устройства со встроенным персональным радиомаяком

Микропередатчик, поочередно работает на двух разных частотах в течение более 24 часов. Каждые 50 секунд он передает цифровой сигнал на частоте 406 МГц, предназначенной для спутников; и каждые 2,25 секунды — второй аналоговый сигнал на частоте 121,5 МГц, которой используют поисковые и спасательные службы. Передатчик оснащен выдвижной компактной антенной, которая помещена в «колбочку» в нижней части корпуса. Разворачивается антенна вручную, для этого нужно отвинтить и снять с «колбочки» крышку, она находится по правую сторону, между метками «4 часа» и «5 часов». Изъятие антенны автоматически активирует передатчик, больше ничего делать не нужно. Стоимость такого радиомаяка велика и определяется в большей степени ценой самих часов. В качестве бюджетного варианта под радиомаяк может быть оборудовано более простое устройство (брелок, жетон и т. п.).

Список использованных источников:

1. Cooper, N. (1997). A system fatally flawed. 5th Annual GMDSS Conference, 17–18 March, Plymouth, U.K.
2. Diaz, A. C. B. (1998). VHF Direction Finding: an effective system for the location of ships in distress. ThisJournal, 51, No. 2, pp. 229–236.
3. Tzannatos, E. and Oliver, T. (2015). Modern ship handling : towards an optimisation of the crew-technology relationship. International Symposium on 'Human Factors On Board'– ISHFOB'2015, 15–17 November, Bremen, Germany.

ЭЛЕКТРОННЫЙ ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЙ РЕСУРС ПО ЗДОРОВОМУ ОБРАЗУ ЖИЗНИ

Карманова О.А.

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

Славинская О.В. – к.п.н., доцент., Русаков Д.В

В работе рассматриваются основные средства, методы по формированию и воспитанию здорового образа жизни учащейся молодежи, студентов. Разработанные методические материалы представлены в форме электронного образовательного ресурса. Рассматривается структура электронного образовательного ресурса по здоровому образу жизни и его актуальность.

Здоровый образ жизни стал визитной карточкой Беларуси. Здоровье людей, особенно молодежи, находятся в центре внимания Президента Республики Беларусь А.Г.Лукашенко. По словам Главы государства, стратегической целью системы образования нашей страны, является воспитание и развитие свободной, жизнелюбивой, здоровой личности, охрана здоровья подрастающего поколения [1]. Успешная реализация данной цели, на всех этапах обучения и воспитания, может быть осуществлена при условии разработки концептуальных основ формирования здорового образа жизни (далее – ЗОЖ) в учебно-воспитательном процессе учащихся школ, лицеев, колледжей, а также студенческой молодежи [2]. Каждый школьник, учащийся и студент должен знать, что основными критериями здорового образа жизни являются: гигиеническая обоснованность поведения человека, физиологически оптимальный режим труда, достаточная двигательная активность, отказ от вредных привычек, рациональное питание, правильно организованный, направленный на восстановление сил отдых, полезные для личности, семьи, общества формы досуга, оптимальные межличностные отношения и т.д. Последовательное приобретение учащимися знаний об основах формирования ЗОЖ позволит акцентировать их внимание на том, что ЗОЖ - это не только специальная деятельность, направленная на осознание необходимости сохранения и совершенствования его здоровья, популяризации здорового образа жизни, но и организующее начало для формирования жизненных ценностей на различных этапах развития [3]. Все меры, направленные на предупреждение употребления алкоголя, табака, наркотиков и других вредных зависимостей среди учащейся молодежи, пропаганду и развитие мотивации здорового образа жизни, должны представлять собой не единичные мероприятия, а являться составной частью долгосрочных программ, направленных на формирование безопасного и ответственного поведения подрастающего поколения.

Разработанный «Электронный образовательный ресурс по здоровому образу жизни» – это системный комплекс методических материалов по организации и проведению воспитательно-профилактической работы в учреждениях образования Республики Беларусь. Под руководством педагога-куратора, данный электронный ресурс поможет скоординировать все воспитательные влияния на обучающихся, в целях развития личности, посредством включения их в многообразные виды деятельности и взаимоотношений.

В «Электронном образовательном ресурсе по здоровому образу жизни» представлены актуальные и неординарные материалы по темам о вредных привычках и зависимостях молодежи актуальных в XXI веке (никотиновая, алкогольная, наркотическая, игровая, интернет и др. зависимости), которые разделены на разделы:

- теория;
- практика;
- мультимедийные презентации;
- видеоролики;
- составные элементы профилактических программ (деловые, ролевые и сюжетные игры «Равный обучает равного», акции, интернет-конференции, информационные кампании, театрализованные представления, тематические дискотеки, конкурсы, наглядные пособия и печатные издания, спортивные мероприятия);
- итоговые занятия.

Таким образом, разработанные материалы «Электронного образовательного ресурса по здоровому образу жизни» дадут возможность организаторам воспитательной работы и молодежи получить положительный результат в информационном обеспечении системы работы в учреждении образования по профилактике вредных привычек и противодействию их распространения в молодежной среде. Помогут формированию системы умений и навыков, определяющих уверенность в себе и свободу от зависимости, выбор путей оптимальной организации жизненного пространства, способов, условий избавления от вредных и приобретения полезных привычек, выработке безопасного, ответственного поведения учащейся молодежи и студентов. Разработанный системный комплекс методических материалов позволит не только применить (адаптировать) готовые разработки, но, благодаря научному и техническому оснащению, принять участие в новых разработках.

Список использованных источников:

1. Здоровый образ жизни – визитная карточка Беларуси [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://president.gov.by/ru/sport_ru. – Дата доступа: 23.02.2019.
2. Формирование здорового образа жизни.[Электронный ресурс]. – Режим доступа https://superinf.ru/view_article.php?id=418. – Дата доступа: 11.02.2019.
3. Формирование здорового образа жизни учащихся.[Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://korelichi.schools.by/pages/formirovanie-zdorovogo-obraza-zhizni>. – Дата доступа: 17.02.2019.

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ВРЕМЕНИ ОТКАЗА МЕХАНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ ПО СТАТИСТИЧЕСКИМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ СИГНАЛОВ ВИБРАЦИИ

Кечик Д. А.

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

Воробьев В. И. – с. н. с. НИЛ 5.3 НИЧ БГУИР, к.т.н., доцент

Исследована эффективность применения авторегрессионных и полиномиальных методов предсказания временных рядов для прогнозирования момента выхода из строя машинного оборудования по статистическим характеристикам сигналов вибрации.

Неразрушающий контроль технического состояния машинного оборудования широко используется в производстве и позволяет экономить значительные средства. Актуальной задачей является выявление дефектов на ранней стадии их развития и оценки остаточного ресурса оборудования.

В виброакустической диагностике выводы о наличии и степени развития дефекта узла машины делаются на основе анализа сигнала вибрации. Текущее состояние характеризуется набором показателей. Отслеживание их трендов позволяет диагностировать износ, неправильную установку или ненадлежащий режим эксплуатации [1]. Появление трендов указывает на зарождающийся дефект. В случае их обнаружения необходимо оценить время выхода из строя машины для составления графика ремонта [1, 2].

Существующие стандарты устанавливают критические уровни показателей вибрации, при достижении которых требуется остановка агрегата и ремонт. Задача системы диагностики – спрогнозировать развитие трендов показателей и оценить дату достижения ими критического уровня. Прогнозирование временного ряда целесообразно проводить аппроксимацией его полиномиальными либо авторегрессионными (АР) моделями.

Одна из важнейших задач авторегрессионного анализа – выбор порядка АР-модели. Для этого нужно оценить степень взаимосвязи между последовательными значениями ряда. Оценка осуществляется по отсчетам частной автокорреляционной (ЧАКФ) функции. Отсчеты ЧАКФ являются величинами, обратными коэффициентам линейного предсказания [3]. Порядок модели выбирается по номеру последнего отсчета ЧАКФ, превышающего уровень статистической значимости [4]. В проведенных опытах такой выбор порядка подтверждается зависимостью среднеквадратичной ошибки предсказания от порядка модели.

На рисунке 1 приведен пример исследованного в работе временного ряда и первые 20 отсчетов его ЧАКФ. Нарастающий с насыщением тренд появляется, начиная с сотого отсчета, что свидетельствует о появлении зарождающегося дефекта.

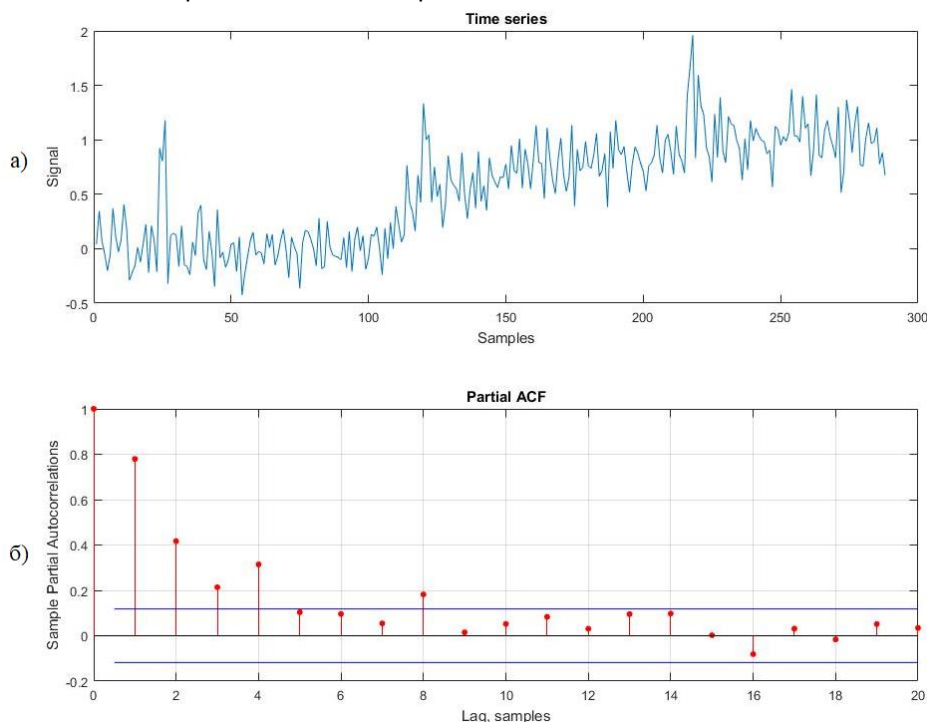


Рисунок 1 – Временной ряд (а) и его ЧАКФ (б)

Для сравнения различных моделей были использованы детерминированные ряды, зашумлённые аддитивным белым гауссовым шумом, моделирующие изменение показателей при развитии дефекта оборудования, так и реальные значения, полученные при анализе вибрационных сигналов деградирующего узла, записанных в разное время. Для сравнения различных способов прогнозирования составлялись модели усечённого исходного ряда. Далее рассчитывалась среднеквадратичная ошибка предсказания и строилась зависимость её от длительности интервала анализа. Рассчитывалась так же величина интервала, на котором спрогнозированная последовательность достигает конечного уровня исходного ряда. Результаты использования АР модели и полиномиальной первого и второго порядка иллюстрируются рисунком 2.

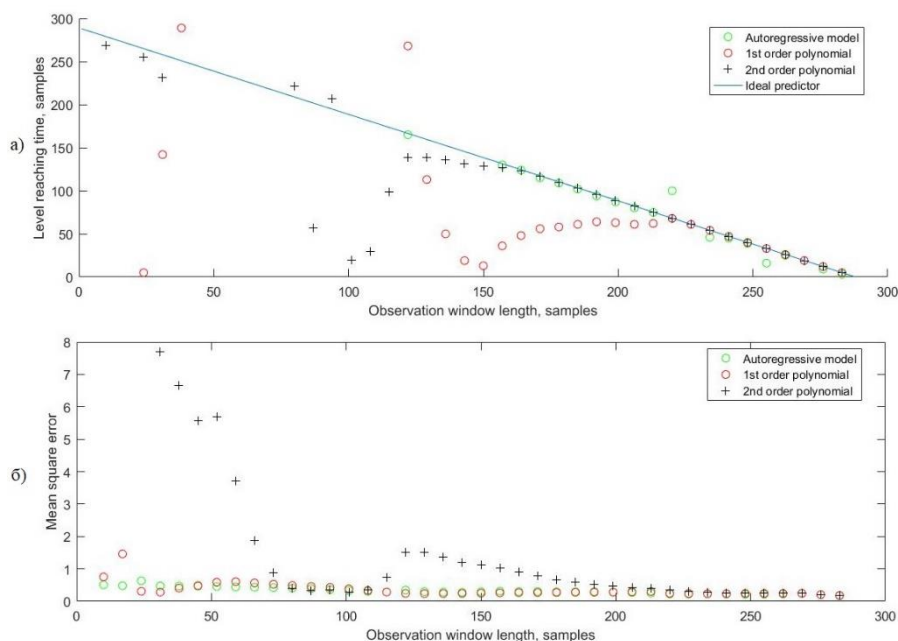


Рисунок 2 – К анализу момента достижения спрогнозированной последовательностью конечного уровня исходного ряда (а) и зависимость среднеквадратичной ошибки предсказания от величины интервала анализа (б)

Вследствие изменений режима работы оборудования и действия множества случайных факторов для временных рядов показателей вибросигнала характерны резкие изменения и выбросы, что значительно снижает точность предсказания.

Работа основывается на экспериментах на 54 модельных сигналах и 50 последовательностях статистических характеристик сигналов вибрации. Установлено, что методы предсказания, основанные на АР-модели, менее чувствительны к выбросам и скачкообразным изменениям. Показано, что аппроксимация полиномом второго порядка обеспечивает более высокую эффективность на более длинных сроках предсказания.

Список использованных источников:

1. Scheffer, C. Practical Machinery Vibration Analysis and Predictive Maintenance / C. Scheffer, P. Girdhar. – Elsevier, 2004. – 263 p.
2. Ширман, А.Р. Практическая вибродиагностика и мониторинг состояния механического оборудования / А.Р. Ширман, А.Б. Соловьёв. – М. : Наука, 1996. – 276 с.
3. Марпл.-мл., С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. / С.Л. Марпл.-мл. – М. : Мир, 1990. – 584 с.
4. Волосенков, А.В. Способ определения параметров модели авторегрессии проинтегрированного скользящего среднего / А.В. Волосенков // Математическая морфология. Электронный математический и медико-биологический журнал. – 2010. – Т. 9, № 2.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА СОГЛАСОВАНИЯ АВТОМАТИЧЕСКИХ АНТЕННЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ КОРОТКОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА

Ковалевич Д.А.

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

Научный руководитель: Листопад Н.И. – д.т.н., профессор

Разработана модель, позволяющая с высокой степенью достоверности моделировать процесс согласования автоматических согласующих устройств коротковолнового диапазона.

С целью проверки качества согласования выходных каскадов передатчика с нагрузкой при использовании различных алгоритмов работы автоматических антенных согласующих устройств (ААНСУ), так же для оценки влияния отклонения от номинальных значений различных параметров, в процессе проектирования используется имитационная модель, которая представляет собой четырехполюсник с дискретно перестраиваемыми номиналами входящих в него элементов [1]. Тип четырехполюсника может быть произвольным, но чаще всего используется Г-звено (или обратное Г-звено) с последовательно включенной катушкой индуктивности и параллельным конденсатором. Такое построение ААНСУ является наиболее универсальным, и позволяет согласовывать выход передатчика с любым сопротивлением нагрузки. Однако результаты моделирования работы алгоритма поразрядного поиска, описанного в [1], и вычислительного способа, описанного в [2], значительно отличаются от реального поведения ААНСУ в процессе согласования. Наиболее заметно это отличие на нагрузках с высокой добротностью, а так же при согласовании в верхней части рабочего диапазона частот. Эти несоответствия обусловлены тем, что при конструировании согласующих устройств, применяются не идеальные, а реальные реактивные элементы. Их параметры значительно отличаются от параметров идеальных катушек индуктивности и конденсаторов, используемых в модели. Можно выделить два основных механизма, которые определяют это отличие:

- 1) активные потери;
- 2) паразитные реактивности.

Основным источником активных потерь являются катушки индуктивности вследствие их невысокой добротности. К тому же потери в них функционально зависят от частоты сигнала. Зависимость активных потерь от частоты обусловлена:

- 1) скин-эффектом и эффектом близости (для воздушных катушек [3]);
- 2) потерями в магнитном материале (для катушек с сердечниками [4]).

Помимо катушек индуктивности значительные потери могут вноситься элементами коммутации. Так, например, сопротивление контактов реле находится в диапазоне 10...100 мОм практически для любого типа реле.

Кроме потерь есть еще один фактор, существенно влияющий на качество результатов моделирования. Практически любой реактивный элемент, используемый в процессе согласования, не является в чистом виде емкостью или индуктивностью. Его схему замещения можно представить как в виде соединенных вместе дискретных элементов, так и в виде элементов с распределенными параметрами. С учетом того, что длина волны даже на максимальной частоте коротковолнового диапазона значительно превосходит геометрические размеры элементов, целесообразно сделать выбор в пользу схемы замещения с сосредоточенными параметрами. В рамках такого подхода можно построить обобщенную модель согласующего устройства (рисунок 1) и определить схемы замещения для ее элементарных составляющих. Элементарными составляющими модели являются:

- 1) разомкнутый контакт реле (рисунок 2а);
- 2) замкнутый контакт реле (рисунок 2б);
- 3) катушка индуктивности (рисунок 2в);
- 4) конденсатор (рисунок 2г);
- 5) вспомогательный элемент: датчик, печатная дорожка, коаксиальная линия, провод, клемма и т.п. (рисунок 2д).

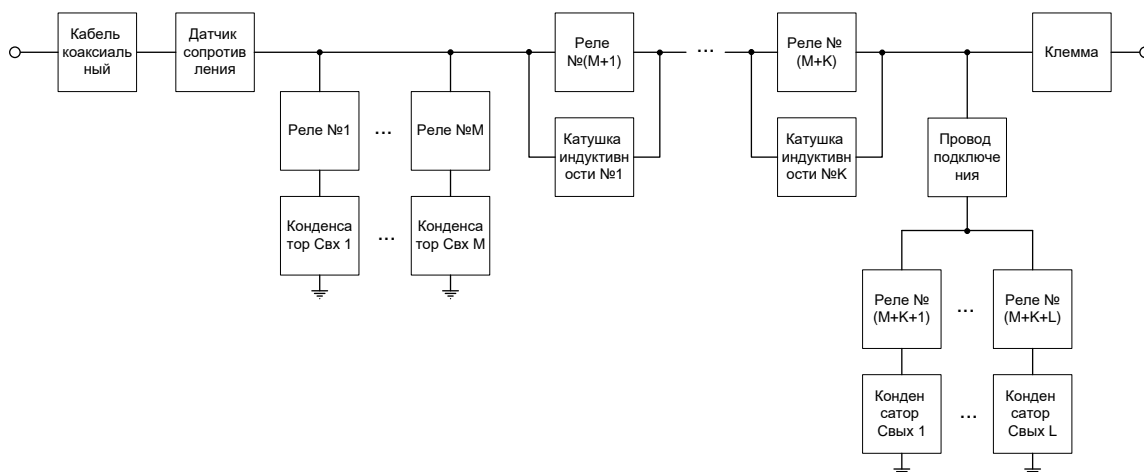


Рисунок 1 – Модель ААНСУ

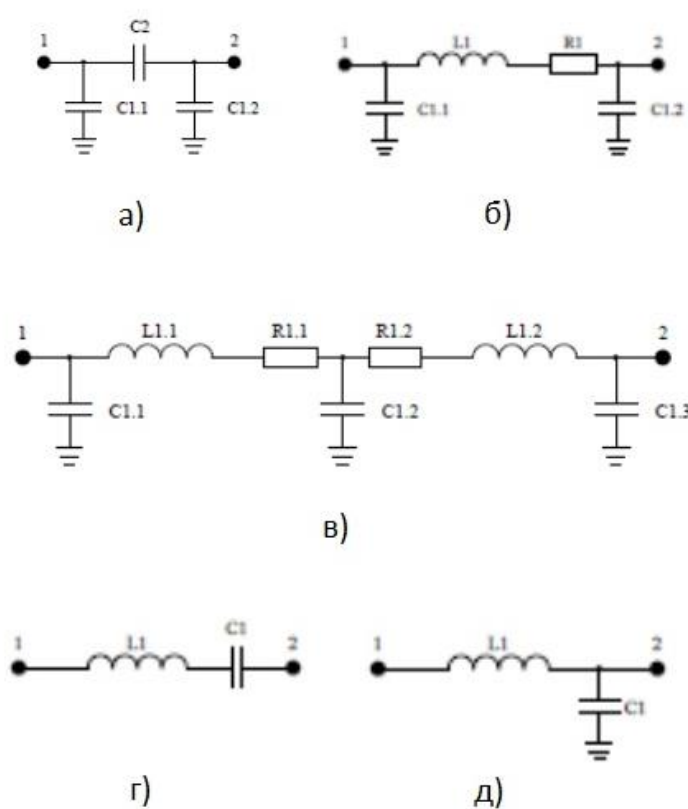


Рисунок 2 – Элементы модели

Моделирование процесса поразрядного поиска и вычислительного метода подтвердило, что использование предложенной модели ААНСУ позволяет получить высокую степень достоверности результатов моделирования.

Список использованных источников:

1. Бабков В.Ю., Муравьев Ю.К. Основы построения устройств согласования антенн. ВАС: 1980.
2. Жуков В.М., Шилов А.А. Устройства автоматики в системах радиосвязи. Тамбов: 2013.
3. Рэй Ридли. Потери в обмотках вследствие эффекта близости // Современная электроника, №6 2005. С.60 - 64
4. Christopher Oliver. A New Core Loss Model For Iron Powder Material // Switching power Magazine. Spring 2002. P.28 – 30.

СЕРВИС ОПОВЕЩЕНИЯ О СОСТОЯНИИ ПОЧТОВОЙ ЯЧЕЙКИ

Коршуков Е.А.

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

Половения С.И. – к.т.н., доцент

Разработана серверная и клиентская часть для обеспечения возможности онлайн уведомления клиентов почтовых ячеек о приходящей корреспонденции. Серверная часть написана на языке Java. Клиентская часть разработана для операционной системы Android. Для обеспечения гарантированной доставки оповещений и централизованного хранения данных использованы сервисы Firebase.

Система состоит из почтовых ячеек с установленными в них микроконтроллерами. Микроконтроллеры следят за состоянием ячейки и подключением к сети, всю информацию передают на сервер. Для уменьшения объёма передаваемой информации разработан протокол на основе TCP, что обеспечивает гарантированную доставку данных до сервера. Протокол основан на пяти запросах, таких как регистрация, уведомление об активно состоянии, о том что ячейка открыта, о закрытии ячейки и об изменении количества писем. Каждый из запросов имеет стандартный формат: начинается с команды, после этого номер ячейки, количество писем (опционально), время в которое ячейка послала запрос. К каждой команде определён стандартный ответ.

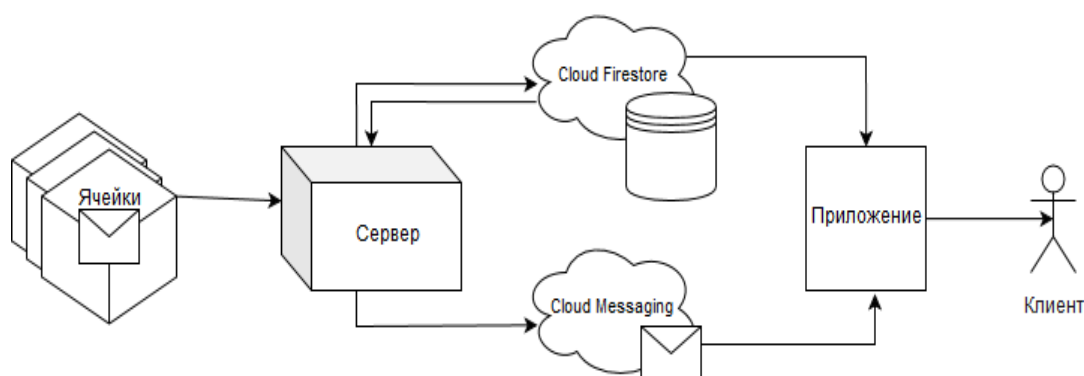


Рисунок 1 – Функциональная схема взаимодействия системы

После агрегации данных с почтовых ячеек сервер сохраняет все происходящие события и состояние ячеек в локальном хранилище, а также в централизованном. Для централизованного постоянного хранения информации было выбрано решение Cloud Firestore. Cloud Firestore - это гибкая, масштабируемая база данных для разработки на мобильных устройствах, она синхронизирует данные между клиентскими приложениями через слушателей в реальном времени и предлагает автономную поддержку для мобильных устройств, поэтому можно создавать адаптивные приложения, которые работают независимо от задержек в сети или подключения к Интернету [1].

Следующий этап после сохранения данных это оповещение клиентов о приходящей корреспонденции. Для гарантированной доставки оповещения клиента при подключении к сети интернет через приложение использован сервис Firebase Cloud Messaging (FCM). FCM - это кроссплатформенное решение для обмена сообщениями, которое позволяет надежно доставлять сообщения бесплатно. FCM позволяет уведомить клиентское приложение о доступности новой электронной почты или других данных для синхронизации. Позволяет отправлять уведомления для стимулирования повторного участия и удержания пользователей. В случаях использования, таких как обмен мгновенными сообщениями, сообщение может передавать полезную нагрузку до 4 КБ клиентскому приложению [2].

Клиентское приложение написано по Android. Оно позволяет получать уведомления о приходящей корреспонденции, а также просматривать актуальное состояние своей почтовой ячейки и все события, которые с ней происходят.

Результат этих исследований будет представлен на конференции и позволяет продемонстрировать покрытие основных потребностей клиентов белорусской почты. При условии контракта с белорусской почтой эта функциональность будет интегрирована в существующую систему. Но уже имеющееся приложение способно обеспечить масштабируемость.

Список использованных источников:

1. Официальная документация к сервису Cloud Firestore, ссылка — <https://firebase.google.com/docs/firestore/>
2. Официальная документация к сервису Firebase Cloud Messaging ссылка — <https://firebase.google.com/docs/cloud-messaging/>

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ КАНАЛА СВЯЗИ ДЛЯ ЗАЩИЩЕННЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

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

Кутья А.С.

Дубровский Василий Викторович – к.т.н, доцент

В настоящей работе рассматриваются алгоритмы защиты информации в каналах передачи данных и способы оптимизации пропускной способности канала связи.

Деятельность людей всегда связана с передачей информации. Передача информации – физический процесс, посредством которого осуществляется перемещение информации в пространстве.

Для эффективного использования канала связи применяется оптимизация его пропускной способности, достигаемая путем оптимальной обработки сигналов.

В состав рассматриваемых систем передачи входят различные радиотехнические системы передачи информации (сообщений), назначением которых является передача информации на расстояния посредством электромагнитных колебаний.

Общедоступность каналов связи в современных сетях передачи данных делает их наиболее удобными и легко масштабируемыми среди прочих предоставляемых услуг. Однако этот факт обуславливает повышенные требования к обеспечению безопасности данных систем. Защита каналов связи от несанкционированного воздействия в таких сетях осуществляется с помощью использования метода шифрования или криптографии. Шифрованием (encryption) называют процесс преобразования открытых данных (plaintext) в зашифрованные (шифртекст – ciphertext) или зашифрованных данных – в открытые по определенным правилам с применением определенных правил, содержащихся в ключах (шифре).

Под шифром в криптографии понимается совокупность обратимых преобразований множества возможных открытых данных во множество возможных зашифрованных данных, расшифровать и понять которые нелегальный пользователь (злоумышленник) не в силах. Эти преобразования осуществляются по определенному алгоритму с применением ключа – конкретного секретного состояния некоторых параметров криптоалгоритма, обеспечивающего выбор одного преобразования из всей совокупности вариантов, возможных для данного алгоритма.

Стандартно передача информации по защищенным каналам осуществляется следующим образом [1]. Отправитель генерирует открытый текст исходного сообщения M , которое должно быть передано законному получателю по незащищенному каналу. Для того чтобы злоумышленник не смог узнать содержание сообщения M , отправитель зашифровывает его по ключу K с помощью обратимого преобразования E_K и создает шифртекст (или криптограмму) $C = E_K(M)$, который отправляет получателю. Законный получатель, приняв шифртекст C , расшифровывает его с помощью обратного преобразования $D_K(C) = E_{K^{-1}}(C)$ и получает исходное сообщение в виде открытого текста M : $D_K(C) = E_{K^{-1}}[E_K(M)]$. Данная система шифрования называется симметричной, поскольку шифрование и расшифровка производятся с помощью одного и того же ключа K . При этом необходимо обеспечение конфиденциальности этого ключа. Схема криптографической системы, обеспечивающей шифрование передаваемой информации, представлена на рисунке 1.

При этом различают два типа алгоритмов шифрования: симметричные (с секретным ключом) и асимметричные (с открытым ключом). В первом случае обычно ключ расшифровки совпадает с ключом шифрования, либо знание ключа шифрования позволяет легко вычислить ключ расшифровки. В асимметричных алгоритмах такая возможность отсутствует: для шифрования и расшифровки используются разные ключи, причем знание одного из них не дает практической возможности определить другой.

В современных телекоммуникационных системах, использующих в составе каналов связи открытые среды передачи данных, помимо стойкости дополнительно выдвигаются требования по оперативности и непрерывности доступа к информационному ресурсу. По причине больших объемов передаваемой информации использование долгосрочных ключевых данных создает угрозу успешного осуществления статистических атак, а по причине отсутствия реализации механизмов безопасной передачи ключевой информации по открытым каналам связи появилось семейство протоколов RSNA.

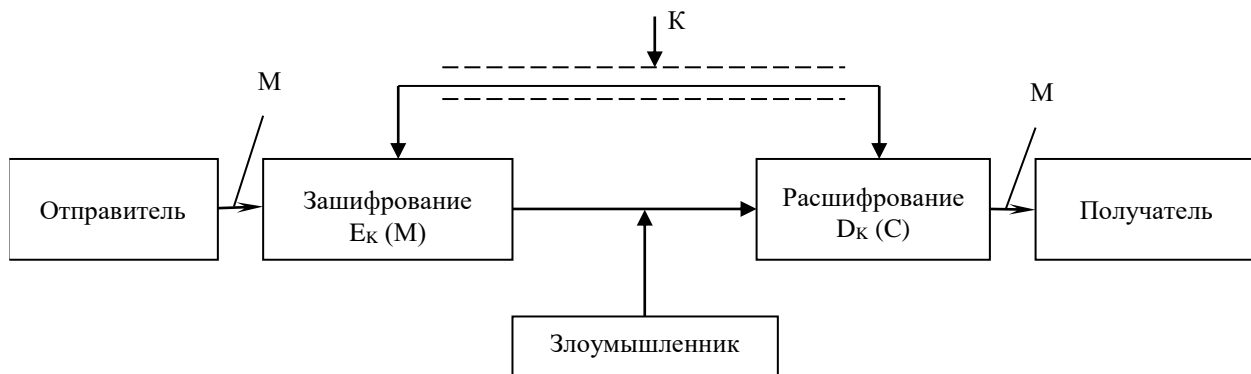


Рисунок 1 – Структурная схема радиоканала цифровой системы связи

В стандартах [2] предложено усиление безопасности сети по сравнению с протоколами семейства рre-RSNA, заключающееся в использовании инкапсуляции CCMP с применением алгоритмов шифрования, обладающей большей стойкостью к различным видам атак, а также динамической схемы формирования ключевого материала, согласно предложенной иерархии ключей. При этом предусмотрено использование ключей формирования имитовставки, шифрования данных и шифрования ключа шифрования данных. Аутентификация в данной модификации стандарта может выполняться на основе заранее распределенного ключа, или по протоколу EAPOL, но оба протокола аутентификации используют модель запрос – ответ.

По завершении протокола EAPOL между корреспондентами распределяется секретный мастер – ключ MSK (либо используется заранее установленный при аутентификации PSK), на основе которого, путем добавления случайных компонент и вычисления хеш-функций различного типа, вырабатываются ключи удостоверения подлинности (KCK), ключ шифрования трафика (TK), ключ шифрования ключа (KEK).

Стандартом предусмотрена выработка парных ключей для безопасной передачи данных в режиме туннелирования STSL (station-to-station link) в которой передаваемые данные от одного корреспондента к другому проходят через некоторый промежуточный узел связи. При данной топологии сети необходимо установление ассоциации безопасности STKSA, для чего узел в свою очередь должен установить RSNA с обоими корреспондентами. Узел связи является посредником между двумя своими абонентами и выполняет функции центра распределения ключей. Необходимо чтобы между узлом и каждым корреспондентом был установлен общий парный ключ РТК (KEK, KCK, TK), после чего выполняется протокол распределения мастер ключа SMK. Целостность ключевой информации обеспечивается за счет формирования обоими корреспондентами хеш-функций, аргумент которых состоит из случайных последовательностей r_t и r_r (обеспечение уникальности сообщений), адресов корреспондентов (обеспечение идентификации корреспондентов) и собственно зашифрованной ключевой информации.

Список использованных источников:

1. Голиков А.М. Сети и системы радиосвязи и средства их информационной защиты: Лабораторный практикум. – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2007. – 228 с.
2. P802.11 – IEEE Draft Standard for Information Technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications // Scheduled System Maintenance [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5595635>. – Дата доступа: 12.12.2018.

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИИ

Ку Х.Н.

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

Карушкин Э.М. – К.т.н., Доцент

В статье представлены фазовая манипуляция, состояний фазомодулированного двоичного и квадратурного фазовых манипуляций; спектральная плотность двоичного и квадратурного фазовых манипуляций; достоинства и недостатки квадратурного фазовой манипуляции.

Фазовая манипуляция (ФМн) представляет собой процесс цифровой модуляции, который передает данные путем модулирования фазы постоянной частоты опорного сигнала (несущей волны). Модуляция осуществляется путем изменения входных синус и косинус в точное время. Фазовая манипуляция используется для WLAN (Беспроводная локальная сеть), RFID (радиочастотная идентификация) и Bluetooth. Два распространенных типа фазовых манипуляций: BPSK (двоичная фазовая манипуляция), которая использует две фазы и QPSK (квадратурная фазовая манипуляция), которая использует четыре фазы.

Удобный способ представления состояний фазомодулированного колебания ФМн находится на сигнальных созвездиях. Диаграммы состояний фазомодулированного колебания для двоичной и квадратурной фазовой модуляции показаны на рисунке 1.

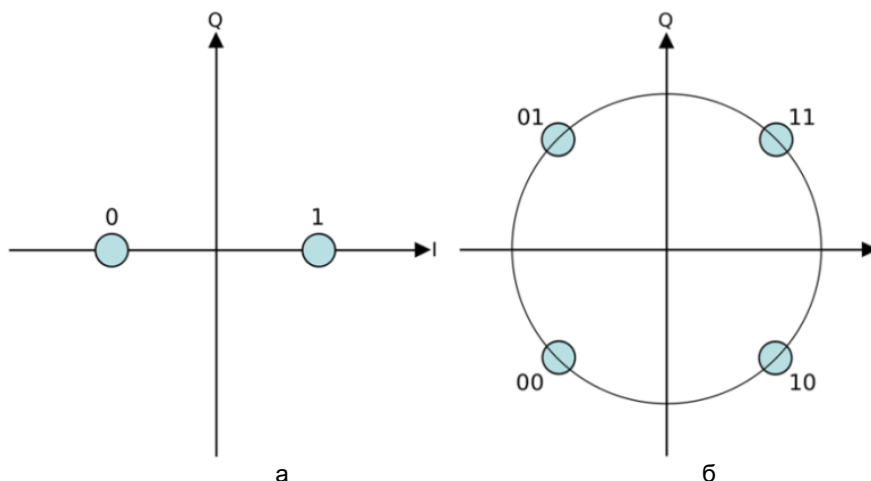


Рисунок 1 – Диаграмма состояний фазомодулированного колебания
а – BPSK, б – QPSK

Диаграмма состояний фазомодулированного колебания представляет собой круг единичного радиуса (так как модуль комплексной огибающей равен единице), на котором, на расстоянии, определяемом форму минимального расстояния между сигналами (1), находятся передаваемые символы.

Минимальное расстояние между сигналами определяется выражением

$$d_{\min}^2 = A^2 T_s \sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right) \quad (1)$$

где A – амплитуда сигнала; T_s – символьный период, $T_s = T_b \cdot \log_2 M$; T_b – длительность бита; M – позиционный модулирующий сигнал, $M = 2$ (BPSK) и $M = 4$ (QPSK).

В BPSK, каждое значение фазы модулированного сигнала содержит одно бит информации. Поскольку абсолютные значения фаз не имеют значения, выберем их из ряда $0, \pi$. Соответствие между значениями фаз модулированного сигнала $0, \pi$ и передаваемыми дибитами информационной последовательности 1, 0 (рисунке 1). В QPSK, каждое значение фазы модулированного сигнала содержит два бита информации. Соответствие между значениями фаз модулированного сигнала $\pm \pi/4, \pm 3\pi/4$ и передаваемыми дибитами информационной последовательности 11, 10, 01, 00 (рисунке 1).

Спектральная плотность двоичного и квадратурного фазовых манипуляций сигналов рассчитывается по выражению

$$PSK(f) = A^2 \cdot T_s \cdot \frac{\sin^2(\pi \cdot |f_c - f| \cdot T_s)}{(\pi \cdot |f_c - f| \cdot T_s)^2} \quad (2)$$

где $|f_c - f|$ – разность несущей и текущей частот, при замене частоты f в baseband диапазоне в диапазоне ВЧ.

С целью последующего сравнения спектров при построении соответствующих графиков введем нормировку спектра и используем логарифмический масштаб:

$$PSK(f) = 10 \cdot \log \left[\frac{\sin^2(\pi \cdot |f_c - f| \cdot T_s)}{(\pi \cdot |f_c - f| \cdot T_s)^2} \right], (\text{дБ}) \quad (3)$$

Из формул (2) и (3), графически спектральной плотности мощности BPSK и QPSK показаны на рисунке 2, с параметрами: амплитуда сигнала – $A = 10$, несущая частота – $f_c = 100\text{МГц}$, длительность бита – $T_b = 10^{-4}\text{с}$.

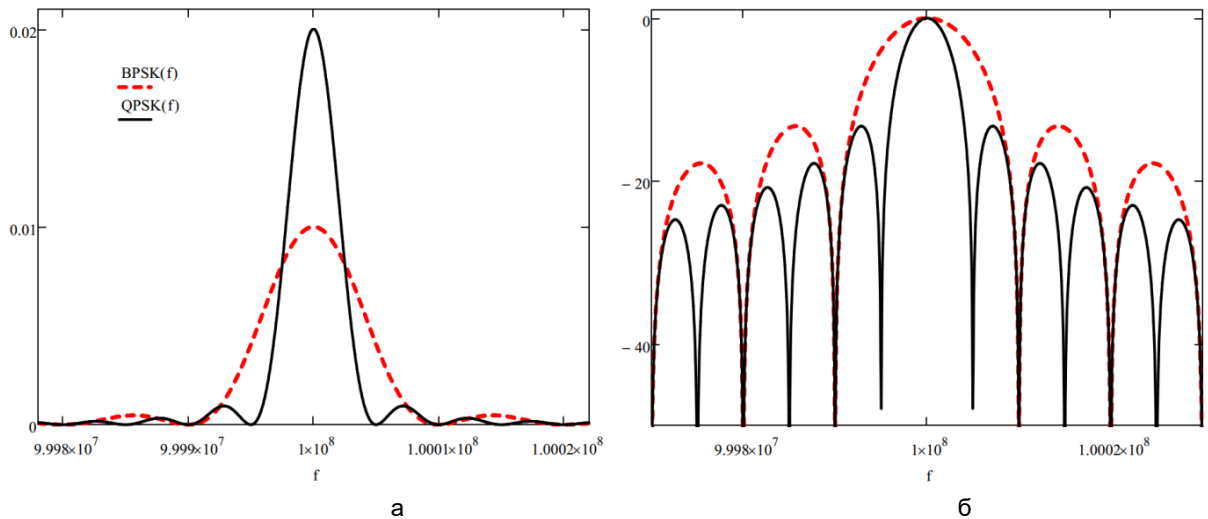


Рисунок 2 – Спектральная плотность BPSK и QPSK сигнала
а – формула (2), б – формула (3)

Из рисунка 2, расстояние между первыми нулями в спектральной плотности мощности QPSK сигнала равно $\Delta f = 1/T_b$, что в два раза меньше, чем для модуляции BPSK. Другими словами, спектральная эффективность квадратурной QPSK модуляции в два раза выше, чем бинарной фазовой модуляции BPSK.

Достоинства квадратурного фазового манипуляции:

- анализ спектральной плотности показывает, что скорость может быть увеличена в два раза относительно BPSK при той же полосе сигнала, либо оставить скорость прежней, но уменьшить полосу вдвое;

- при когерентном детектировании вероятность ошибки на бит для QPSK такая же, как и для BPSK;

- хорошая помехоустойчивость.

Недостатки квадратурного фазовой манипуляции:

- сложная система, чем BPSK. Приемник QPSK более сложным по сравнению с приемником BPSK из-за четырех состояний, необходимых для восстановления информации двоичных данных;

- модуляция использует больше сочетания фаз чем, что после полосовой фильтра приводит к появлению паразитной амплитудной модуляции;

- больший уровень помех по соседнему каналу.

Список использованных источников:

1. Галкин, В.А.; Козырев, В.Б.; Давыдова, Н.С. Мобильные системы радиосвязи. Часть 1 – М.: МИЭТ, 2003. - 300 с.
2. Листопад, Н. И.; Козел, В. М.; Дубровский, В. В.; Горбачев, К. Л.; Ковалев, К. А. Теоретические основы цифровой радиосвязи – Минск: БГУИР, 2012. – 331с.

АНАЛИЗ РАБОТЫ ГЕНЕРАТАРА С ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

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

Куцко Д.И., Ползунов В.В.

Ползунов В.В. – к.т.н., доцент

В работе показана возможность управления фазой синхронизированного генератора с помощью внешней дополнительной обратной связи

В радиоизмерительной технике исключительно важную роль играют генераторы прецизионных колебаний, обладающие эталонными свойствами частоты и фазы.

Для создания достаточно мощных генераторов прецизионных колебаний используют внешнее воздействие эталонного сигнала относительно малой мощности на достаточно мощный, но не прецизионный автогенератор. В этом случае частота синхронизируемого генератора оказывается равной частоте внешнего сигнала (режим полного захвата частоты). Такая синхронизация может существовать не только при неизменных во времени частоте (фазе) внешнего сигнала, но сохраняется в пределах полосы синхронизации при изменении параметров внешнего сигнала (амплитуды, частоты, фазы), питающих напряжений синхронизируемого генератора, температуры и других дестабилизирующих факторов. Воздействие дестабилизирующих факторов вызывает нестабильность фазового набега в синхронизируемом генераторе (СГ), которая в свою очередь, ведет к нарушению когерентности и возрастанию уровня флюктуаций частоты на выходе синхронизированного автогенератора [1].

Для уменьшения влияния дестабилизирующих факторов в синхронизируемом генераторе на стабильность частоты и фазы выходного сигнала синхронизированного генератора используются системы автоматической подстройки фазы (АПФ) [2]. В работе [2] рассматриваются различные варианты схем АПФ СГ, в частности, схема стабилизации фазы регенеративного усилителя на отражательном клистроне, в которой сигнал ошибки с выхода фазового детектора подается на управляющий электрод клистрона (отражатель). Такая схема может быть также реализована и на других типах автогенераторов СВЧ, синхронизированных внешним высокостабильным генератором, имеющих специальный управитель частоты (например варикап). В схемах фазовой автоподстройки автогенератор выполняет функцию фазового модулятора. Однако, применение самого активного прибора в качестве фазового модулятора не всегда возможно, так как не все СВЧ генераторы имеют устройства управления частотой, а использование питающих напряжений для этой цепи нецелесообразно, т.к. это ведет к изменению выходной мощности генератора.

Структурная схема автоматической подстройки фазы в синхронизированном автогенераторе с ДОС показана на рис. 1.

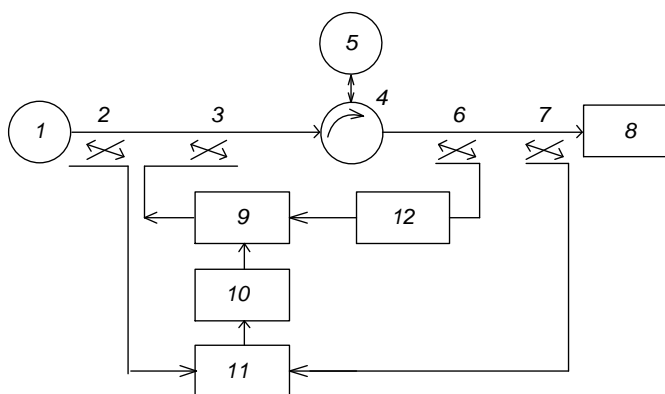


Рис. 1 – Структурная схема кольца АПФ синхронизированного автогенератора с дополнительной обратной связью:
1 – задающий генератор; 2,3,6;7 – направленные ответвители; 4 – циркулятор;
5 – синхронизируемый генератор; 8 – нагрузка; 9 – фазовый модулятор; 10 – усилитель; 11 – фазовый детектор;
12 – установочный фазовращатель

где петля дополнительной обратной связи образована направленными ответвителями (3,6), фазовым модулятором (9), управляющим сигналом для которого служит сигнал с выхода фазового детектора (11), и установочным фазовращателем (12), с помощью которого устанавливается необходимый начальный сдвиг фазы в цепи ДОС. Циркулятор (4) необходим для подачи на синхронизируемый генератор (5) сигналов: основного – от задающего генератора (1) и дополнительно – из цепи ДОС.

Принцип работы системы АПФ основывается на следующем. Из классической теории синхронизированных генераторов [1] известно, что установившийся фазовый сдвиг (ϕ) между входным и выходным колебаниями СГ определяется выражением:

$$\phi = \arcsin 2Q \frac{\omega_r - \omega_c}{\omega_0} \sqrt{\frac{P_0}{P_c}}, \quad (1)$$

где Q - добротность колебательной системы автогенератора;

P_0 - выходная мощность автогенератора;

P_c - выходная мощность синхросигнала;

ω_r - частота свободных колебаний автогенератора

ω_c - частота синхросигнала.

Из выражения (1) видно, что управлять фазовым сдвигом в синхронизированном генераторе возможно либо за счет изменения параметров входного колебания (P_c, ω_c), либо за счет изменения параметров автогенерации (P_0, ω_r) в синхронизируемом генераторе. Поскольку входное воздействие обладает, как правило, эталонными свойствами (высокой стабильностью частоты и фазы), то изменять его параметры нет смысла. Наиболее целесообразно управлять фазой изменяя частоты автогенерации (ω_r) (т.е. изменяя питающие напряжения). Однако, для этого требуются мощные источники управляющего напряжения. Кроме того, при этом меняется выходная мощность генератора. В [3] получено выражение для частоты свободных колебаний магнетронного автогенератора (ω_r'), охваченного цепью внешней дополнительно обратной связи, в зависимости от параметров цепи ДОС.

$$\omega_r' = \omega_0 \left[1 + \frac{\operatorname{tg}\left(\frac{\sin \theta - 1/k \sin \varphi}{\cos(\theta + 1/k \cos \varphi)}\right)}{2Q_H} \right] \quad (2)$$

Где Q_H - нагруженная добротность колебательно системы;

ω_0 - резонансная частота колебательной системы;

θ - угол запаздывания амплитуды первой гармоники тока относительно амплитуды высокочастотного напряжения;

$k = \frac{I_H}{I_{OC}}$ - отношение амплитуды первой гармоники тока к току в цепи ДОС;

$\varphi = \psi + \theta$; ψ - сдвиг фазы в цепи ДОС.

Из (2) видно, что частотой свободных колебаний автогенератора с цепью ДОС можно управлять изменяя фазу (ψ) в цепи с внешней дополнительно обратной связью.

Подставив (2) в (1), получим выражение для фазового сдвига в синхронизированном генераторе с ДОС

$$\phi = \arcsin 2Q \frac{\omega_0 \left[1 + \operatorname{tg}\left(\frac{\sin \theta - 1/k \sin \varphi}{\cos \theta + 1/k \cos \varphi}\right) \frac{1}{2Q_H} \right] - \omega_c}{\omega_0} \sqrt{\frac{P_0}{P_c}} \quad (3)$$

Из (3) видно, что фазовый сдвиг в синхронизированном генераторе зависит от параметров цепи ДОС (k, ψ). Изменяя фазу в цепи ДОС можно в широких пределах менять частоту автогенерации (ω_r) и таким образом поддерживать постоянным фазовый сдвиг между входным и выходным колебаниями синхронизированного генератора. Чем больше коэффициент передачи цепи ДОС (K), тем выше крутизна изменения ω_r от ψ . Изменение частоты автогенерации за счет цепи ДОС значительно выгоднее энергетически и, кроме того, меньше влияет на выходную мощность синхронизированного генератора

Список использованных источников:

1. Куракава К, Принудительная синхронизация твердотельных СВЧ генераторов. –ТИИЭР, 1973, т.60, №10.
2. Автоматическая подстройка фазового набег в усилителях/ Под ред. Капанова В.В.-М.:Сов. Радио.1972.
3. Бригидин А.М., Минаев М.И. Перестройка и стабильность частоты магнетрона в режиме самосинхронизации. – Электронная техника, сир.1 «Электроника СВЧ», 1976, вып.2.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПОДСТРОЙКИ ФАЗЫ СИНХРОНИЗИРОВАННОГО ГЕНЕРАТОРА С ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

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

Куцко Д.И. Тарабаш Н.А.

Ползунов В.В. – к.т.н., доцент

В работе приведены экспериментальные статические модуляционные характеристики синхронизированного автогенератора с дополнительной обратной связью. В динамическом режиме получен коэффициент стабилизации фазы равный $K_{cm} = 50$

В статье приводятся результаты экспериментального исследования синхронизированного автогенератора с АПФ, в котором для управления фазой используется электрически управляемый фазовращатель в цепи внешней высокочастотной дополнительно обратной связи (ДОС), где уровень мощности на 15-20 дБ ниже выходной мощности СГ, что упрощает конструкцию устройства при стабилизации фазового набега в мощных СВЧ генераторах.

Экспериментальные исследования стабилизации свойств рассматриваемой системы АПФ проводились на десятиваттном магнетронном генераторе непрерывного режима трехсантиметрового диапазона. Фазовый модулятор выполнен на параметрическом диоде типа 1A401A.

Статические модуляционные характеристики синхронизированного генератора с ДОС, представляющие зависимость фазового сдвига в СГ от фазы в цепи ДОС $[\phi = f(\psi)]$, показаны на рис. 1. Приведенные на рисунке характеристики снимались при разомкнутом кольце АПФ для различных мощностей в цепи дополнительной обратной связи (P_{OC}), а фаза в цепи ДОС изменялась установочным фазовращателем вручную. Из рис.1 видно, что при увеличении мощности в цепи ДОС изменение фазового сдвига и крутизна статической модуляционной характеристики возрастает, а при увеличении мощности синхронизирующего сигнала уменьшается.

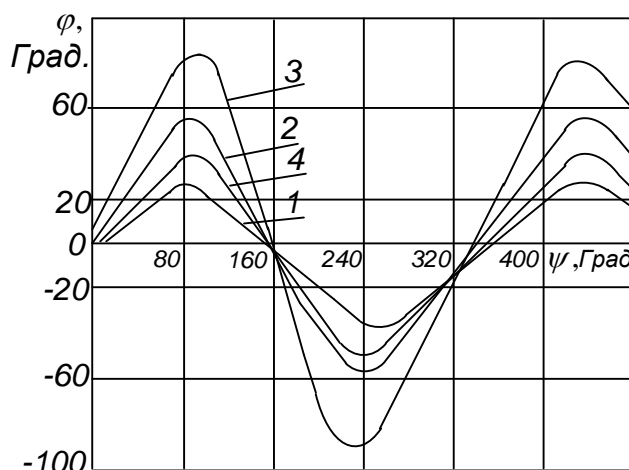


Рис. 1 – Статические модуляционные характеристики СГ с ДОС:

1 - $P_{OC} = -13\text{дБ}P_0$; $P_C = -15\text{дБ}P_0$; 2 - $P_{OC} = -10\text{дБ}P_0$; $P_C = -10\text{дБ}P_0$; 3 - $P_{OC} = -7\text{дБ}P_0$; $P_C = -15\text{дБ}P_0$;

4 - $P_{OC} = -10\text{дБ}P_0$; $P_C = -10\text{дБ}P_0$;

Таким образом, варьируя мощностями синхронизирующего сигнала и сигнала в цепи ДОС можно получить изменения фазового сдвига от $-\pi/2$ до $+\pi/2$, а также значительно менять крутизну статической модуляционной характеристики.

При проверке работы схемы в динамическом режиме синхронизируемый генератор модулировался по питанию от звукового генератора, что имитировало возможные изменения режима работы прибора в процессе эксплуатации. В этом случае фазовый сдвиг в синхронизируемом генераторе контролировался по осциллографу, подключенному к выходу фазового детектора. При этом, в кольце АПФ использовался усилитель переменного тока типа У2-8.

На рис. 2 приведены экспериментальные осциллограммы напряжений с выхода фазового детектора при разомкнутом (кривая 1) и замкнутом (кривая 2) кольце АПФ. Амплитудный масштаб на рис.3 составляет 3 град/дел. Из сравнения осциллограмм видно, что коэффициент стабилизации фазы равен примерно 50, а остаточный уход фазы не превышает 0,3 градуса. Проведенные исследования показали, что стабилизация фазы наблюдается как на участке с положительной так и отрицательной крутизной статической модуляционной характеристики, но при противоположных полярностях сигнала – с выхода усилителя.

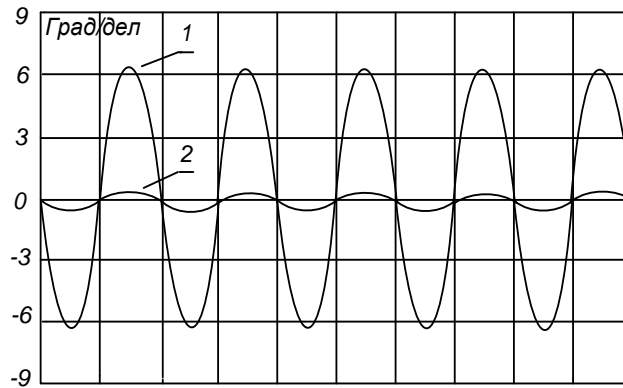


Рис. 2 Оциллограммы напряжений на выходе фазового детектора в динамическом режиме:
1 – при разомкнутом кольце АПФ, 2 – при замкнутом кольце АПФ
Исследовались также фазочастотные характеристики (ФЧХ) СГ (рис. 3).

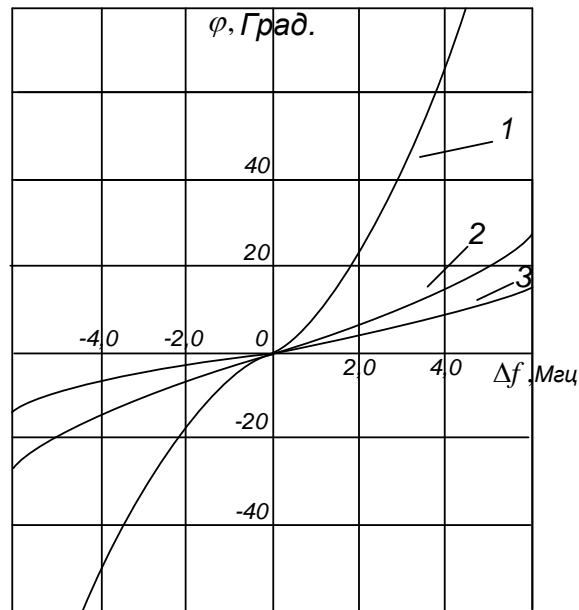


Рис. 3 Фазочастотные характеристики синхронизированного генератора:
1 – СГ без ДОС; 2 – СГ с ДОС при $P_{0C} = -13\text{дБ}P_0$ в разомкнутом кольце АПФ; 3 – СГ с ДОС при $P_{0C} = -13\text{дБ}P_0$ и замкнутом кольце АПФ

ФЧХ снимались в зависимости от настройки частоты выходного сигнала (частоты генерации) относительно частоты входного. $\Delta f = f_T - f_C$ при мощности синхронизирующего сигнала $P_C = -10\text{дБ}$ относительно P_0 . В качестве усилителя в кольце АПФ использовался усилитель постоянного тока У5-9. Как видно из рис.3 система АПФ позволяет уменьшить крутизну ФЧХ в середине полосы синхронизации с 9 град/МГц для СГ без ДОС до 1,5 град/МГц для СГ с АПФ, т.е в 6 раз. Меньший коэффициент стабилизации фазового сдвига на рис.3 по сравнению с рис.2 объясняется тем, что коэффициент усиления усилителя постоянного тока был на порядок меньше, чем коэффициент усиления усилителя переменного тока.

Принимая полосу синхронизации по уровню φ (рис. 3) как полосу частот, внутри которой фазовый сдвиг не превышает определенного значения (например $\varphi = 10^0$), полоса синхронизации генератора с ДС увеличивается примерно в 2 раза, а при использовании ДОС с АПФ в 5 раз. Таким образом, кроме стабилизации фазового набег, дополнительная обратная связь с АПФ позволяет в несколько раз увеличить полосу синхронизации генератора по сравнению с СГ без ДОС.

Использование высокочастотной ДОС в синхронизируемых генераторах позволяет создавать эффективную систему стабилизации фазового набег и значительно увеличивать полосу синхронизации генератора. Расширение полосы синхронизации генератора даёт возможность передачи сигналов с большей девиацией частоты или значительного уменьшения уровня мощности входного сигнала при одних и тех же нестабильностях фазы на выходе синхронизированного генератора.

DGPS КАК ЭЛЕМЕНТ АВТОМАТИЗАЦИИ РАБОТ ТОЧНОГО ЗЕМЛЕДЕЛИЯ

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

Лабазанов Р.М.

Воронов А.Ю.

Современные технологии проникают в аграрный сектор, предлагая более изящные решения сельскохозяйственных проблем. Относительно новым этапом в развитии IT-агрономии можно назвать систему точного земледелия. Точное земледелие – инновационная технология будущего. В основе концепции такого типа земледелия лежит управление продуктивностью посевов с учётом внутривидовой вариативности среды обитания растений. Внедрение таких технологий позволяет быстро реагировать на изменение состояния почвы и создавать более точные прогнозы урожая.

Точность определения местоположения с помощью GPS обычно составляет от 5 до 30 метров, что абсолютно недопустимо для проведения любых сельскохозяйственных работ, требующих высокой точности отслеживания рядов на поле. Для устранения этого необходимо использовать так называемый DGPS (*differential global positioning system*).

DGPS — система повышения точности сигналов ГНСС, заключающаяся в исправлении измеренных приемником псевдодальностей до спутников поправками к ним, полученным из вне от достоверного измерителя (базовая или опорная станция). Существующие методы корректировки:

- 1) постобработка реальных измерений данными измерений, полученными на базовой станции (до 1-2 см);
- 2) дифференциальный метод коррекции от опорных станций;
- 3) кинематика реального времени (RTK).

Принцип реализации DGPS представлен на рисунке 1:

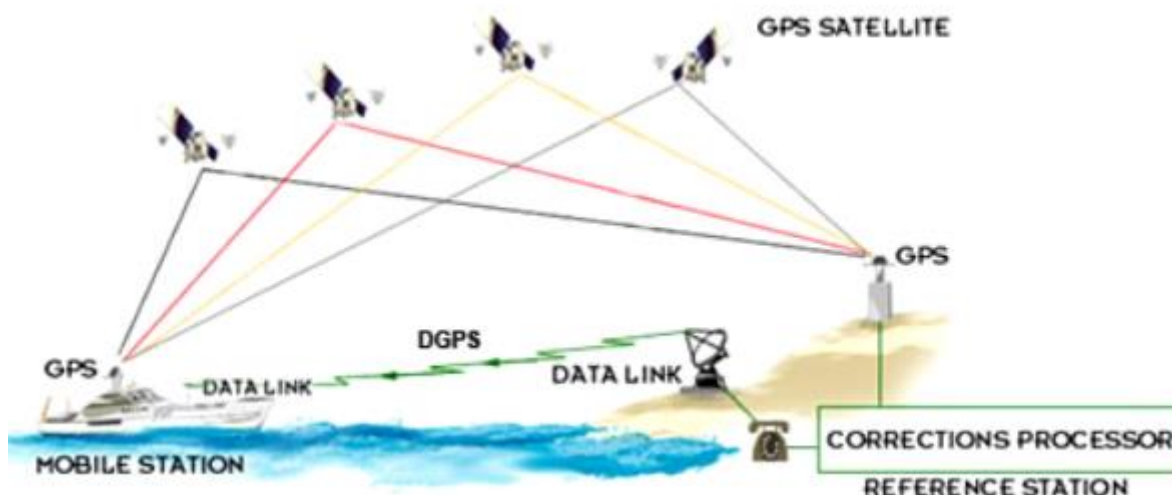


Рис. 1 – Схема взаимодействия элементов DGPS

По сравнению с обычными GPS системами DGPS включает в себя контролирующую станцию с GPS приёмником. Местоположение данных станций известно заранее. Принимаемые данные сравниваются с фактическим расстоянием до спутников (из расчетов по известному местоположению). Соответствующие разницы дадут нам ошибки спутниковых сигналов или «дифференциальную коррекцию». Рассчитанные результаты передаются на DGPS приемники и обеспечивают коррекцию GPS прибора в реальном времени.

Основное преимущество DGPS — эффективное повышение точности позиционирования.

Основной недостаток DGPS — необходимость нахождения в относительной близости к контролирующим станциям (до 500 км.).

Список использованных источников:

1. Taner Mutlu, Kalman Filter Based Integrated Air Data/GPS Navigation System. LAP Lambert Academic Publishing. 2012. 148 с.
2. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
3. Лосев Ю.И., Бердников А.Г., Гойхман Э.Ш. Адаптивная компенсация помех в каналах связи. М.: Радио и связь, 1988. 208 с.

ЭМУЛЯТОР ПРИЕМНОГО ТРАКТА RFID СИСТЕМЫ УВЧ ДИАПАЗОНА

Лагодин А.А.

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

Кирильчук В.Б. – к.т.н., доцент

Одним из потенциально возможных решений проблемы преобразования информации является использование технологии радиочастотной идентификации (*RFID*, в англоязычной литературе используется аббревиатура *RFID – Radio Frequency IDentification*). Технология радиочастотной идентификации или *RFID* - метод автоматической идентификации объектов, связанный с передачей, хранением, обработкой и неконтактным извлечением информации об идентифицируемом объекте с помощью электромагнитного поля (ЭМП) неоптического диапазона длин волн.

Широкое внедрение и обслуживание систем на основе *RFID*-технологий предполагает подготовку квалифицированных инженерных кадров, способных проектировать, изготавливать и эксплуатировать такие системы. Для повышения эффективности практической подготовки инженерно-технического персонала в сфере *RFID*-технологий необходимо соответствующее технологическое оборудование, реализация которого предполагается в виде разрабатываемого эмулятора.

По способу электропитания метки подразделяются на: пассивные, полуактивные и активные. В исследуемой работе будем рассматривать пассивную *RFID* систему, так как они, во-первых, не требуют дополнительного источника питания, а, во-вторых, являются более дешевым вариантом по сравнению с *RFID* системой, содержащей активную или полуактивную метку.

В простейшей конфигурации пассивная *RFID*-система реализуется в виде приемо-передающего устройства, или считывателя, радиочастотной метки, состоящей из антенно-фидерного тракта метки (АФТМ) и микрочипа метки (МЭЧМ), системного диспетчера и радиолинии связи, представляющей собой среду распространения радиоволн (СРРВ) между считывателем и меткой (рисунок 1.1).

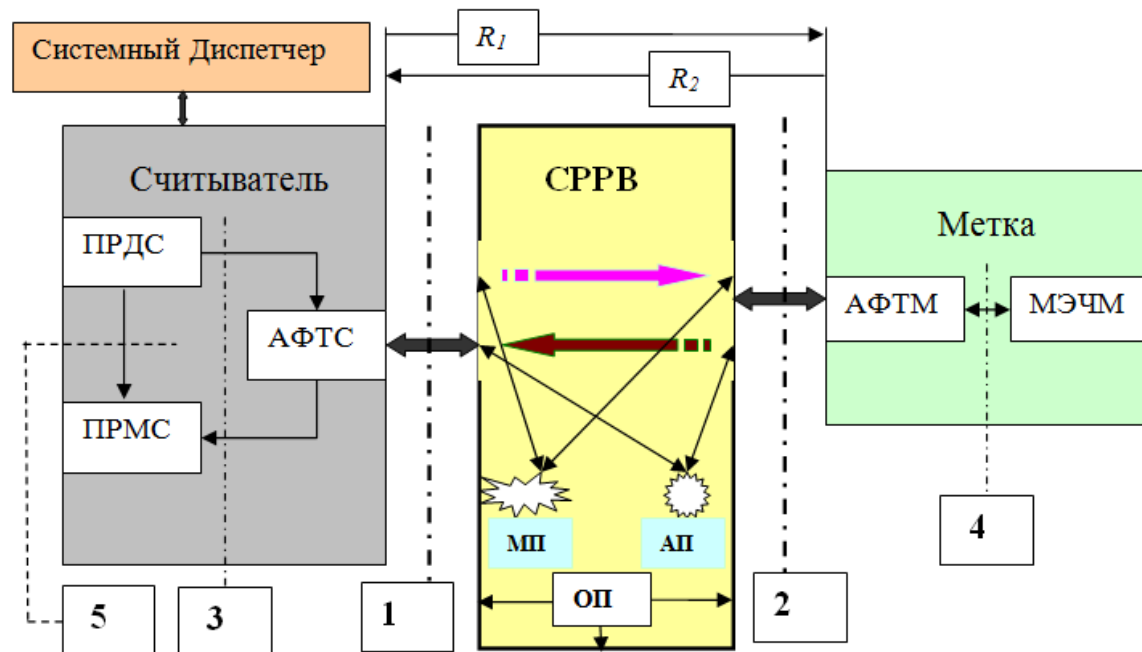


Рисунок 1.1 – Конфигурация пассивной *RFID*-системы

В зависимости от направления информационного обмена в пассивной *RFID*-системе можно выделить два канала: прямой – от считывателя к метке и обратный канал – от метки к считывателю. Численно эти каналы можно охарактеризовать с помощью максимальных расстояний R_1 и R_2 (рисунок 1.1), на которых система способна решать поставленные задачи с заданным качеством:

$$R_1 = \frac{\lambda}{4\pi} \left(\frac{(1-\Gamma/2) \cdot P_C \cdot G_C \cdot G_M}{P_{\Pi}} \cdot |F_E|^2 \cdot \chi^2 \right)^{1/2}; \quad (1.1)$$

$$R_2 = \frac{\lambda}{4\pi} \left(\frac{\Gamma \xi G_M^2 G_C^2}{2 \cdot \sigma \cdot K_{\text{ТР}}} \cdot \frac{E[S(t)]}{E[\theta(t)]} \cdot |F_E|^2 \cdot \chi^2 \right)^{1/4}.$$

(1.2)

Для анализа систем радиочастотной идентификации можно использовать два метода: математический и компьютерный.

Для реализации компьютерного метода можно использовать разные системы моделирования в зависимости от компонента системы и требованиям к моделированию. Например:

1 *Simulink* – это графическая среда имитационного моделирования, позволяющая при помощи блок-диаграмм в виде направленных графов, строить динамические модели, включая дискретные, непрерывные и гибридные, нелинейные и разрывные системы. Интерактивная среда *Simulink* позволяет использовать уже готовые библиотеки блоков для моделирования электросиловых, механических и гидравлических систем, а также применять развитый модельно-ориентированный подход при разработке систем управления, средств цифровой связи и устройств реального времени.

2 *Micro-Cap* – программа для аналогового и цифрового моделирования электрических и электронных цепей с интегрированным визуальным редактором. Подходит для построения и анализа принципиальной схемы системы или отдельного компонента.

3 *CST*. Данная среда подходит для построения и анализа антенн.

4 *Labview*. *Labview* – интегрированная среда разработчика для создания интерактивных программ сбора, обработки данных и управления периферийными устройствами. Сочетание графического языка программирования и современного компилятора позволяет значительно сократить время разработки сложных систем при сохранении высокой скорости выполнения программ. Библиотеки современных алгоритмов обработки и анализа данных превращают *LabView* в универсальный инструмент создания интегрированных систем на базе *PC*. *LabView* включает стандартные средства автоматического проектирования приложений, такие, что Вы можете устанавливать контрольные точки, представлять в виде стендовой модели выполнение Вашей программы, так, чтобы видеть, как данные проходят через программу шаг за шагом, чтобы упростить понимание происходящих процессов. *LabView* – универсальная система программирования, но она также включает библиотеки функций и средств проектирования, разработанных для определенных сфер инженерной деятельности.

Технологии *RFID* в настоящее время стремительно развиваются и находят все большее применение в самых разных областях человеческой деятельности. Поэтому эмулятор является актуальным средством для анализа параметров систем радиочастотной идентификации и подготовки новых квалифицированных специалистов в данной области.

Список использованных источников

[1] Отчет о научно исследовательской работе. Разработка устройств приема-передачи информации для систем радиочастотной идентификации / В. Б. Кирильчук [и др.]. – 2010, 335 с.

[2] *EPC Radio-Frequency Identity Protocols Class-1 Generation-2 UHF RFID Protocol for Communications at 860 MHz – 960 MHz Version 1.0.9.* – 2006, 94 p.

[3] *International Standard ISO/IEC 18000. Information technology – Radio frequency identification for item management.* – Switzerland, 2002 – 2004, 81 p.

ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУРЫ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ПРИ ПЕЛЕНГАЦИИ ПОЛЕЗНЫХ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ МОЩНОЙ ПОМЕХИ В МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЕ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

г. Минск, Республика Беларусь

Ле Ван Кыонг

Козлов С.В. – д.т.н., доцент

Применительно к задаче пеленгации источника полезного сигнала на фоне мощной помехи предложено применение ансамбля нейронных сетей (НС), ведущая из которых обучается для пеленгации мощной помехи, а ведомые – для пеленгации источника полезного сигнала в заданном секторе при различных фиксированных угловых положениях мощной помехи. Результирующая оценка формируется путем выбора результатов одной из ведомых НС по результатам оценивания углового положения источника помехи в ведущей. Приводятся результаты анализа точности пеленгации полезного сигнала и ориентировочного выигрыша в размерности НС и времени их обучения.

Задача высокоточной пеленгации источников полезных сигналов является одной из основных в радиолокации, радиомониторинге и в некоторых радионавигационных приложениях. В значительном числе случаев пеленгация слабых полезных сигналов должна быть обеспечена на фоне внешних помех, мощность которых на десятки дБ превышает мощность полезного сигнала.

Алгоритм [1] обеспечивает качество пеленгации, сравнимое со статистическими оптимальными алгоритмами. К его основному недостатку относится необходимость увеличения числа нейронов в скрытых слоях при расширении области возможного нахождения источника мощной помехи с соответствующим увеличением времени обучения. Это обстоятельство существенно ограничивает возможность практического применения [1]. В работе [2] предложен двухэтапный алгоритм работы пеленгатора с применением искусственной нейронной сети для беспомеховых условий, предполагающий последовательное определение сектора углов возможного нахождения источника единственного полезного сигнала с использованием НС первого уровня и точных оценок пеленга с использованием НС второго уровня.

Целью настоящей работы является развитие подхода [1] с учетом [2] в направлении обеспечения возможности его практической реализации для типовых условий функционирования пеленгационных систем.

Возможные структуры ансамблей нейронных сетей приведены на рисунке 1. Там же указаны основные расчетные соотношения для формирования входных данных для ансамбля нейронных сетей. Входная НС-1 является ведущей и обучается для пеленгации мощной помехи. Формируемые оценки $(\hat{\alpha}_П, \hat{\beta}_П)$ угловых координат источника помехи используются для выбора результатов обработки входной реализации ведомыми НС-2.1... НС-2.N, где N – число возможных угловых положений помехи. Вся информация пространственно-энергетических характеристиках воздействующих источников излучения «сжата» в выборочную корреляционную матрицу $\hat{\Phi}$ процессов на выходах приемных каналов. Матрица $\hat{\Phi}$ формируется из $k=\overline{1, K}$ отсчетов сигналов $\mathbf{y}(k) = (y_1(t_k), y_2(t_k), \dots, y_N(t_k))^T$ на выходах приемных каналов в моменты времени $t_k = k\Delta t$. Сформированная оценка регуляризуется путем прибавления к ней матрицы $\mu_P \mathbf{I}$, где μ_P - параметр регуляризации; \mathbf{I} - единичная матрица.

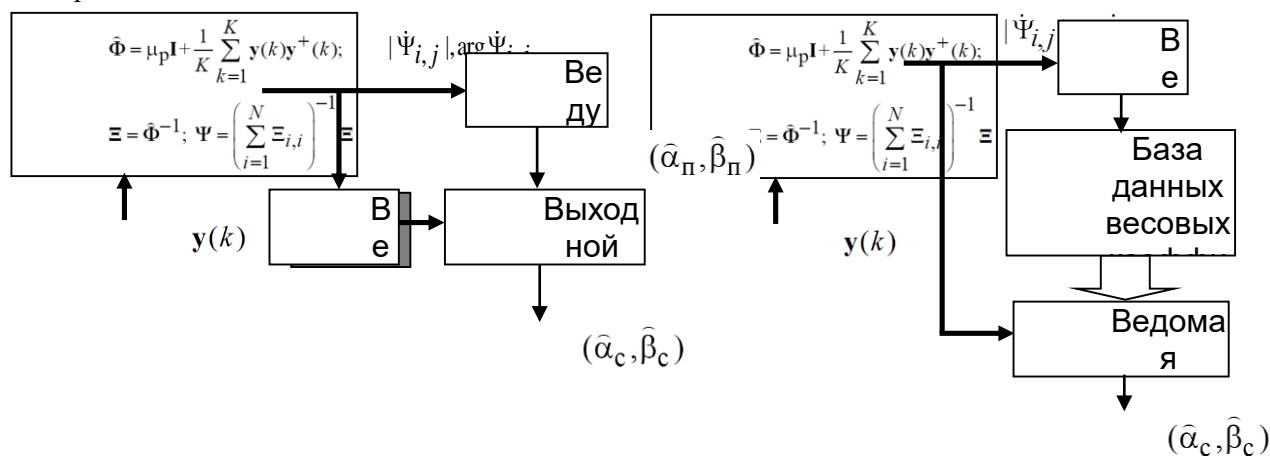


Рисунок 1. Возможные структуры ансамблей нейронных сетей

Преимуществом предлагаемого ансамбля нейронных сетей в сравнении с единственной НС [1] является сокращение требуемой размерности всех ведомых НС и времени их обучения.

Основным содержанием исследований по оптимизации структуры НС являлось определение минимально необходимой размерности НС-2 и их числа.

Входные сигналы НС формировались для антенной решетки, включающей 3 на 3 изотропных приемных элемента, размещаемых через половину длины волны. Для исходной одиночной НС [1], имеющей по 24 нейрона в каждом из двух скрытых слоев, и угловом секторе помехи $4^\circ \times 3^\circ$ время обучения НС составило около 8 часов при среднеквадратической ошибке пеленгации по тестовой выборке $0,34^\circ$. Попытки дальнейшего увеличения числа угловых положений источника помех при сохранении числа нейронов в скрытых слоях приводят к существенному увеличению ошибки обучения, которая не может быть скомпенсирована увеличением времени обучения. Аналогично, при увеличении числа нейронов в скрытых слоях время обучения увеличивается до нереализуемых на практике значений. Таким образом, возможности практической реализации нейронной сети [1] ограничены случаем, когда угловая область возможного нахождения источника помехи относительно невелика.

Для ансамбля нейронных сетей обучение НС-1 проводилось для случая использования в каждом из двух скрытых слоев НС-1 по 12 нейронов, а в каждом из двух скрытых слоев НС-2 по 3, 5 и 8 нейронов.

На рисунке 2 приведены результаты работы обученного ансамбля НС (по 5 нейронов в скрытых слоях). Угловые положения азимута α_c источника полезного сигнала изменялись в пределах $-3^\circ \dots 3^\circ$ (пунктирная кривая) при угловом секторе помехи, увеличенном до $10^\circ \times 3^\circ$. Маркерами показаны оценки $\hat{\alpha}_c$ азимута полезного сигнала, формируемые ансамблем НС для контрольной выборки для соответствующих нормированных мощностей P_c полезного сигнала на выходе приемного элемента. Оценки $(\hat{\alpha}_\Pi, \hat{\beta}_\Pi)$ угловых координат источника помех, формируемые НС-1, во всех случаях приводили к правильному выбору ведомой НС-2. Результаты пеленгации в угломестной плоскости аналогичны. Число ведомых НС-2 для рассматриваемой ситуации составило 30, достаточное число эпох обучения ведомых НС-2 порядка 100...150 при времени обучения около 1 минуты.

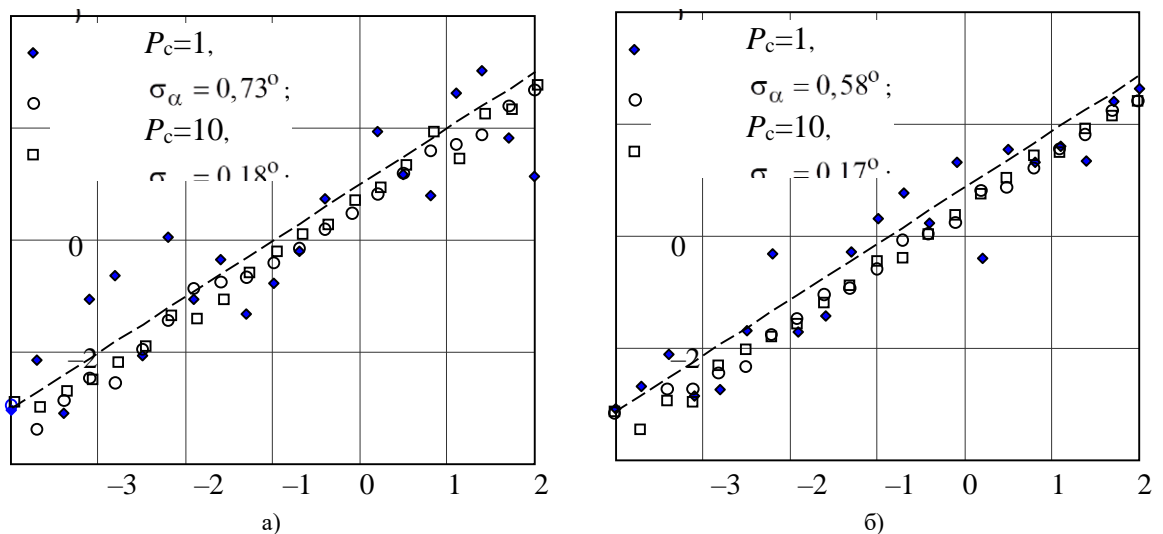


Рисунок 2. Оценки углового положения полезного сигнала, формируемые ансамблем НС для двух (а,б) различных угловых положений источника помехи

Проведенные исследования подтверждают возможность построения двухэтапного нейросетевого алгоритма пеленгации полезного сигнала на фоне мощной помехи без ограничений на угловые размеры области возможного нахождения источника помехи и могут быть использованы, например, при построении малоэлементных пеленгаторов средств радиомониторинга.

Список использованных источников

1. Козлов С. В. Обработка сигналов малоэлементного моноимпульсного пеленгатора в условиях мощных помех с использованием искусственных нейронных сетей // Доклады Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. 2018, № 5. – С. 31-37.
2. Аверьянов А.В., Строцев А.А. Двухэтапный алгоритм работы пеленгатора с применением искусственной нейронной сети // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2018, т. 4, № 1. – С. 185-190.

ПЕРВЫЙ ПРАКТИЧЕСКИЙ ОПЫТ ОБУЧЕНИЯ ЯЗЫКАМ ПРОГРАММИРОВАНИЯ ДЕТЕЙ ШКОЛЬНОГО ВОЗРАСТА

Литвин В.А.

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

Руководитель Парафиянович, Т. А. к. пед. наук, доцент.

В статье описывается первый практический опыт будущего педагога-программиста преподавания языков программирования учащимся школьного возраста, подробно описываются методы обучения с примерами. Дисциплина - язык программирования Scratch.

Учебный процесс осуществляется с использованием теоретико-методологических, практических подходов и технологий, соответствующих компетентностному подходу в обучении детей школьного возраста основам программирования.

Для эффективного обучения дисциплине важным является выбор правильной методики. Методика – это совокупность методов обучения. В контексте обучения детей школьного возраста важно понимать, что способы и методы применяемые для обучения одной группы детей могут быть частично или полностью неэффективны для другой. Для выбора корректных способов и методов обучения на первом занятии оценивается средний уровень подготовки, воспитания, активности, вовлечённости и некоторые другие критерии.

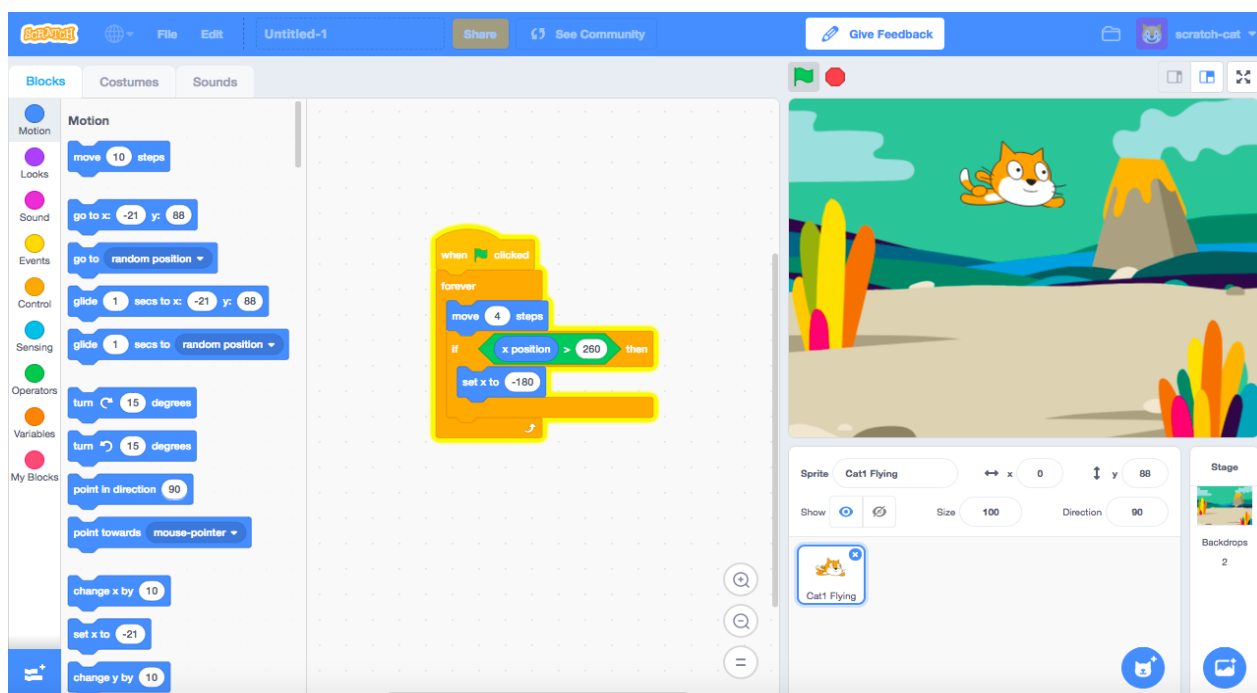


Рисунок 1 – Среда разработки Scratch.

Для определения уровня подготовки детей чаще всего используется опрос, реже – тест, по итогам которого можно приблизительно оценить уровень знаний учащихся. Остальные параметры оцениваются в процессе наблюдения работы детей на занятии.

В качестве языка программирования чаще всего выбирается язык Scratch. Среда разработки изображена на рисунке 1. В чем преимущества Scratch как образовательной среды? С помощью Scratch у детей появляется возможность развить свой голос, найти вдохновение в работе других и сделать что-то похожее, но свое, выразить свои собственные идеи и поделиться ими с другими ребятами по всему миру. Кроме того, по мере изучения программирования на языке Scratch у ребят формируется не только логическое и алгоритмическое мышление, но и навыки работы с мультимедиа, создаются условия для активного, поискового учения, разнообразного программирования. Ребята учатся понимать и создавать компьютерные программы, использовать компьютер для решения различных задач.

Основные принципы обучения, которых придерживаются преподаватели при работе с детьми школьного возраста:

- Принцип развивающего и воспитывающего обучения. Предполагает, что обучение направлено на цели всестороннего развития личности, на формирование не только знаний и умений, но

определенных нравственных и эстетических качеств, которые служат основой выбора жизненных идеалов и социального поведения.

- Принцип научности требует, чтобы содержание обучения знакомило учащихся с объективными научными фактами, теориями, законами, отражало бы современное состояние наук. Этот принцип воплощается в учебных программах и учебниках, в отборе изучаемого материала, а также в том, что школьников обучают элементам научного поиска, методам науки, способам научной организации учебного труда.

- Принцип систематичности и последовательности предполагает преподавание и усвоение знаний в определенном порядке, системе. Он требует логического построения как содержания, так и процесса обучения, что выражается в соблюдении ряда правил.

- Принцип связи обучения с практикой предусматривает, чтобы процесс обучения стимулировал обучающихся использовать полученные знания в решении практических задач, анализировать и преобразовывать окружающую действительность, вырабатывая собственные взгляды. Одним из значимых каналов реализации принципа связи обучения с практикой является активное подключение обучающихся к социально полезной деятельности..

- Принцип доступности требует учета особенностей развития обучающихся, анализа материала с точки зрения их реальных возможностей и такой организации обучения, чтобы они не испытывали интеллектуальных, моральных, физических перегрузок.

- Принцип наглядности – один из важнейших в дидактике – означает, что эффективность обучения зависит от целесообразного привлечения органов чувств к восприятию и переработке учебного материала. Использование наглядности должно быть в той мере, в какой она способствует формированию знаний и умений, развитию мышления.

- Принцип сознательности и активности учащихся в обучении – один из главных принципов современной дидактической системы, согласно которой обучение эффективно тогда, когда обучающиеся проявляют познавательную активность, являются субъектами деятельности.

- Принцип прочности основан на закреплении знаний в памяти обучающихся.

Описанные выше принципы отлично помогают при построении плана урока и подготовке материалов для обучающихся. Если при проведении занятий придерживаться вышеописанных принципов, то эффективность занятий повышается в разы.

Часто на занятии бывает, что преподаватель что-то рассказывает, а дети сидят, скучают и практически не вовлечены в процесс, соответственно эффективность занятия сильно уменьшается.

Исходя из личных наблюдений и опыта могу заметить совокупность косвенных факторов, которые могут сильно влиять на эффективность процесса обучения, на первый взгляд они могут показаться банальными, но их несоблюдение влечёт ухудшение качества усваиваемого материала:

- Проветренность помещения, так как нехватка кислорода в воздухе замедляет мозговую активность обучающихся.

- Дисциплина на занятии очень важна для усвоения материала

- Своевременные перерывы, которые должны быть каждые 45 минут и общая длительность занятия не должна превышать 2 академических часа.

Детское внимание тяжело удерживать на протяжении длительного времени. поэтому при проведении занятия необходимо обратить внимание на содержательность информации, разнообразные способы её представления и работу с аудиторией.

Данные принципы и методы позволяют эффективно строить обучение и готовить детей к работе с полноценными языками программирования.

Список использованных источников:

1. Беляева, О. А. Методы организации рефлексии: учеб.-метод. Пособие / О.А. Беляева. – 3-е изд., стереотип. – Минск: РИПО, 2016.
2. Беляева, О. А. Педагогические технологии в профессиональной школе: учебно-методическое пособие / О. А. Беляева. - 9-е изд., стер. - Минск : РИПО, 2017.
3. Беспалько, В.П. Педагогика и прогрессивные технологии обучения / В.П. Беспалько. – м., 1995.
4. Бобрович, Т.А. Методика преподавания общепрофессиональных и специальных учебных предметов (дисциплин): Учеб.-метод. Пособие / Т.А. Бобрович, О.А. Беляева. – Минск: РИПО, 2016.
5. Парафиянович, Т. А. Формирование социально-личностных компетенций студентов университета / Т. А. Парафиянович // Высшее техническое образование: проблемы и пути развития = Engineering education: challenges and developments: материалы IX Международной научно-методической конференции, Минск, 1-2 ноября 2018 года / редкол. : В. А. Богуш [и др.]. – Минск: БГУИР, 2018. – С. 351 – 354.

ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ КЛАССОВ ВЫЧЕТОВ

Литвинов В.С.

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

Карпушкин Э.М. – к.т.н., доцент

Предложен алгоритм синтезирования стохастических кодовых структур на основе классов вычетов, позволяющих формировать ансамбли с приемлемыми корреляционными свойствами, криптографическим уровнем сложности формируемых ансамблей, зависимых от ключа, и произвольной длиной последовательностей, не влияющей на мощность кодовой структуры, а лишь определяющей её верхнюю границу.

Широко используемые псевдослучайные последовательности, например, последовательности Голда, позволяют минимизировать интерференционные помехи в цифровом канале за счёт большой мощности ансамбля псевдослучайных последовательностей. Несмотря на свою шумоподобность, такие сигналы могут быть обнаружены и декодированы при помощи профессиональных систем, имеющих в своём составе наборы корреляторов. Кроме того, объём ансамбля стандартных последовательностей строго фиксирован, что влечёт за собой повышение требований к вычислительным мощностям приёмопередающей аппаратуры систем цифровой связи [1].

Таким образом, приобретает актуальность задача формирования такой псевдослучайной последовательности, которая обладала бы криптографическими свойствами и давала возможность изменения объёма ансамбля. В качестве возможного решения этой задачи предлагается метод синтеза псевдослучайной последовательности на основе системы классов вычетов (далее – СКВ-коды) [2]. Блок-схема алгоритма формирования таких последовательностей представлена на рисунке 1.

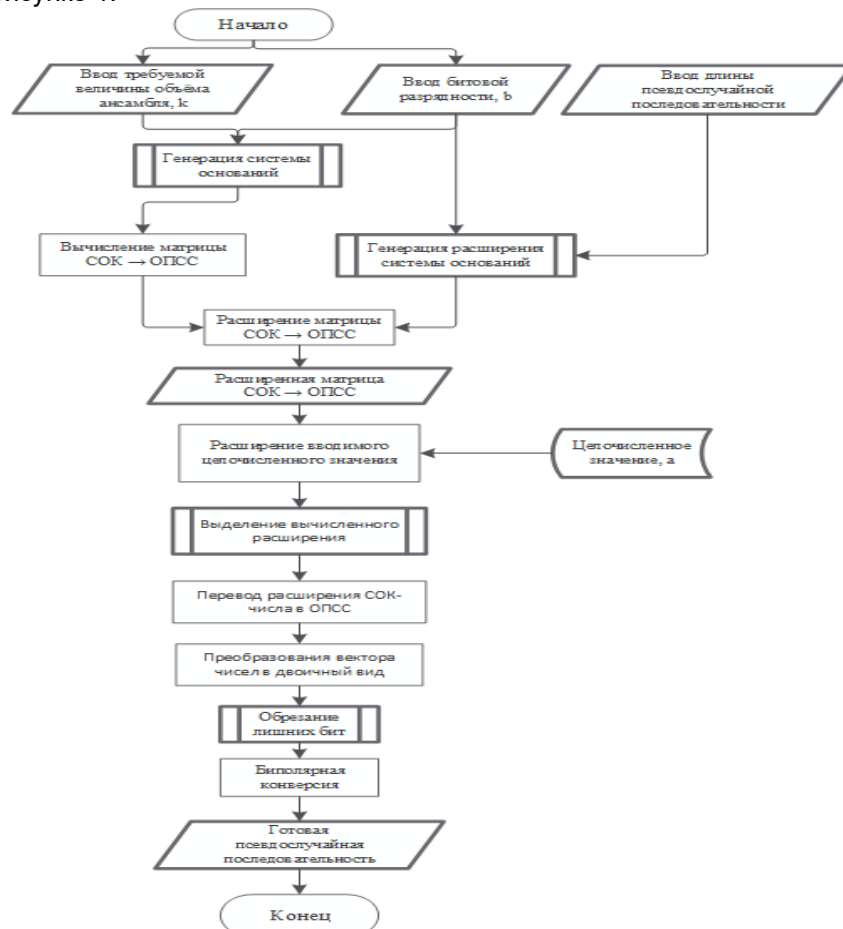


Рисунок 1 – Алгоритм формирования СКВ-кодов

Для оценки целесообразности применения СКВ-кодов необходимо было сравнить величины боковых выбросов автокорреляционной характеристики и характеристики взаимной корреляции СКВ-кодов и кодов Голда. Результаты исследований приведены на рисунках 2 и 3.

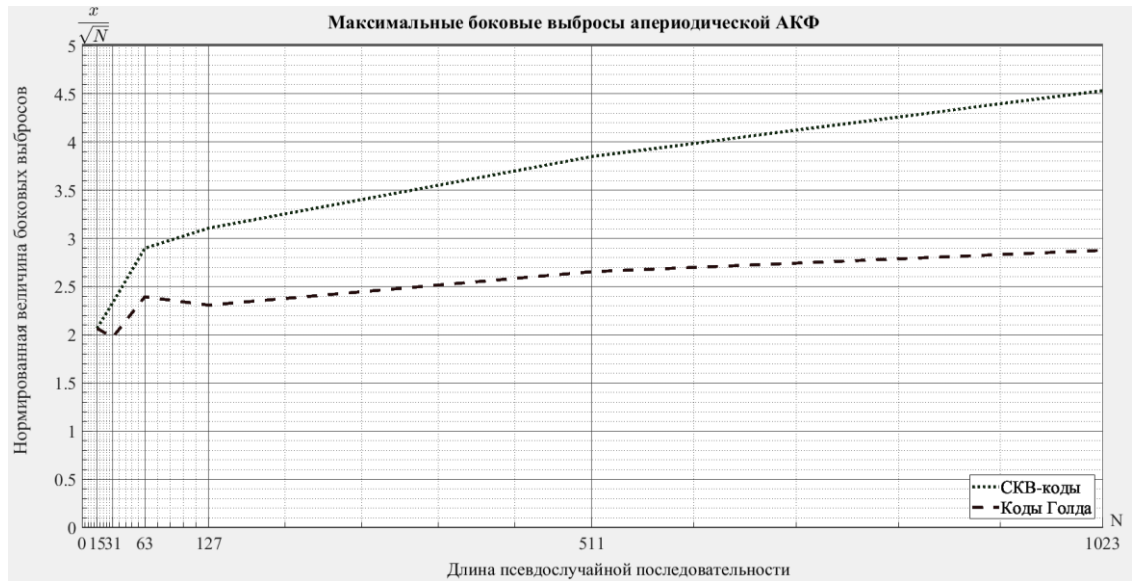


Рисунок 2 – Зависимость величины боковых выбросов АКФ от длины последовательности

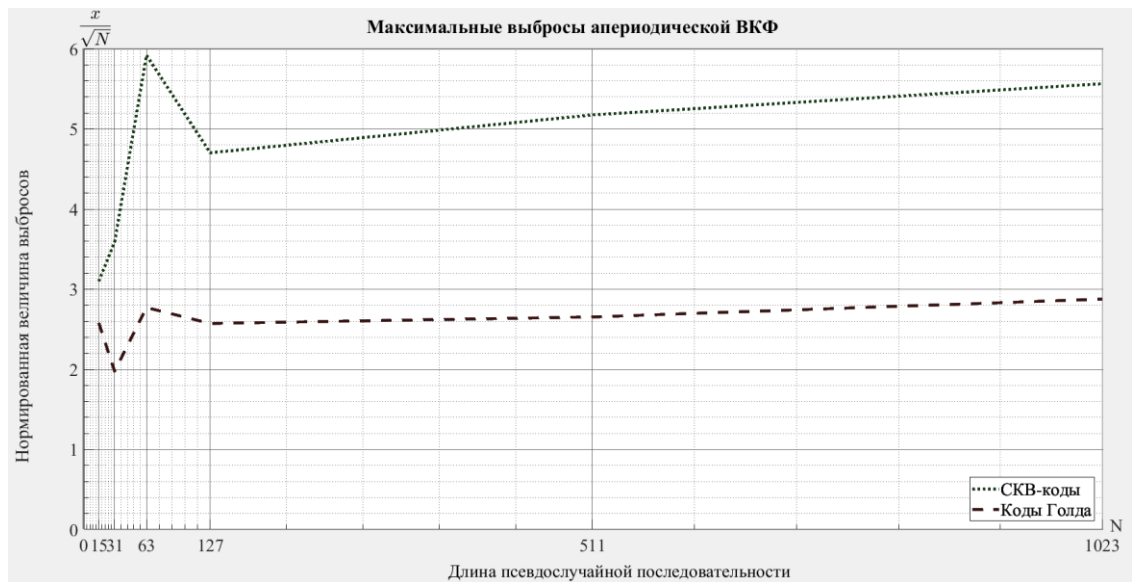


Рисунок 3 – Зависимость величины выбросов ВКФ от длины последовательности

На основании проведённых исследований можно рекомендовать использование СКВ-кодов в ряде ситуаций, когда приоритетной является задача создания защищённого канала связи без задействования больших вычислительных мощностей.

Список использованных источников:

5. Проakis Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь. 2000. – 800 с.: ил.
6. Srubo N., Tanako. Residue arithmetic and its applications to computer technology. – New York, 1967. – P.238.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТОРОИДАЛЬНЫХ РЕЗОНАТОРОВ ДЛЯ ЛИНЕЙНЫХ УСКОРИТЕЛЕЙ

Лукьянчиков Е.А.

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

Рак А.О. – к.ф.м.н., доцент

В работе приведены результаты численного моделирования и оптимизация тороидальных ускоряющих резонаторов.

В настоящее время четвертьволновые коаксиальные резонаторы широко используются в ускорителях протонов, однако они имеют ряд недостатков: отклоняющее магнитное поле, невысокая концентрация ускоряющего электрического поля. Цель данной работы является проверка целесообразности использования ускоряющих тороидальных резонаторов.

С использованием программного обеспечения *CST STUDIO SUITE* на основе метода конечных элементов были получены различные модификации тороидальных ускоряющих сверхпроводящих резонаторов [1]. Проведено моделирование и оптимизация по добротности. В качестве материала стенок резонаторов была задана медь (проводимость – $5,8 \times 10^7$). При оптимизации также задавалась целевая резонансная частота – 162 МГц [2].

Рассмотрим тороидальный резонатор на основе одиночного конуса. Конструкция и распределения полей представлены на рисунке 1, 2, 3. Собственная добротность данного варианта – $2,2 \times 10^4$.

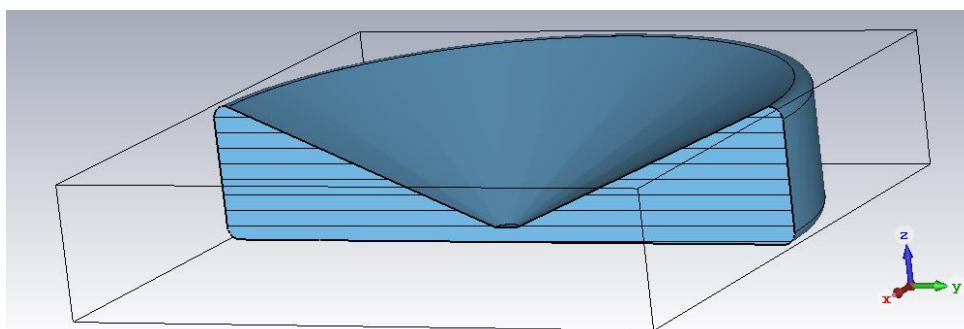


Рисунок 1 – Внешний вид конструкции тороидального конического резонатора

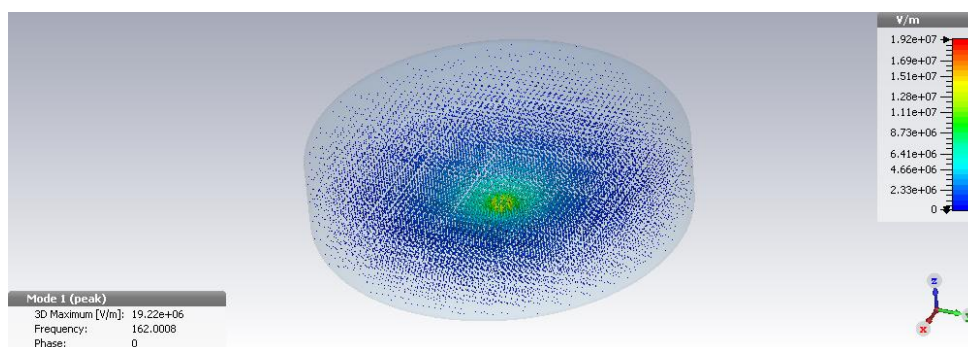


Рисунок 2 – Распределение электрического поля в тороидальном коническом резонаторе

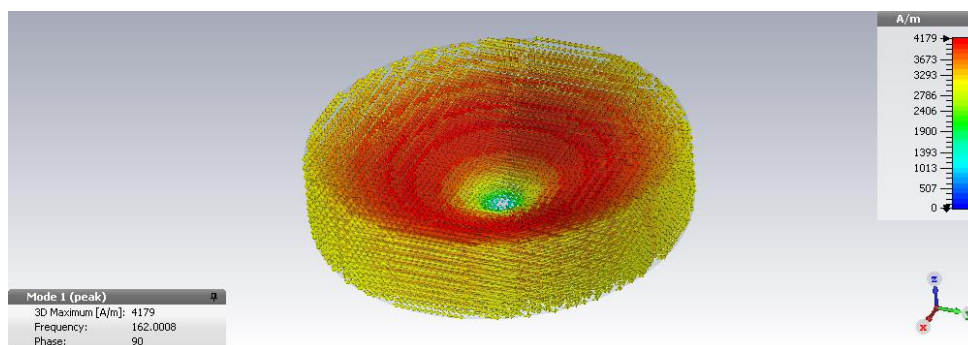


Рисунок 3 – Распределение магнитного поля в тороидальном коническом резонаторе

В ходе работы были исследованы конструкции тороидальных резонаторов с различными профилями: на основе цилиндров и конусов. Наилучший результат был получен для цилиндра с высотой, значительно меньше радиуса. Конструкция и распределения полей представлены на рисунке 4, 5, 6. Собственная добротность данного варианта – 3×10^4 .

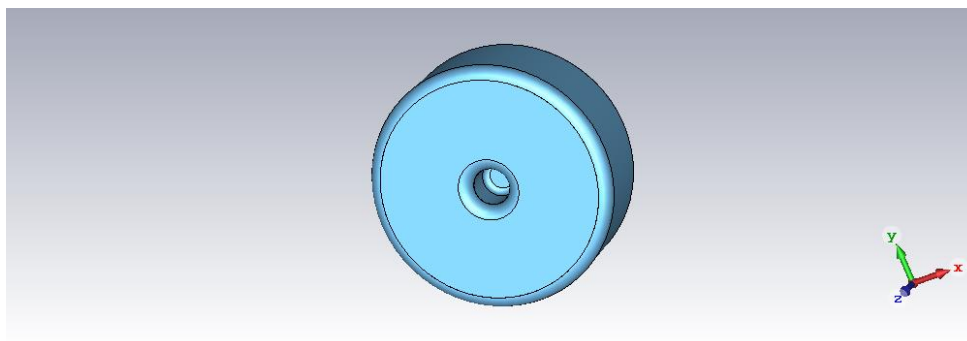


Рисунок 4 – Внешний вид конструкции тороидального цилиндрического резонатора

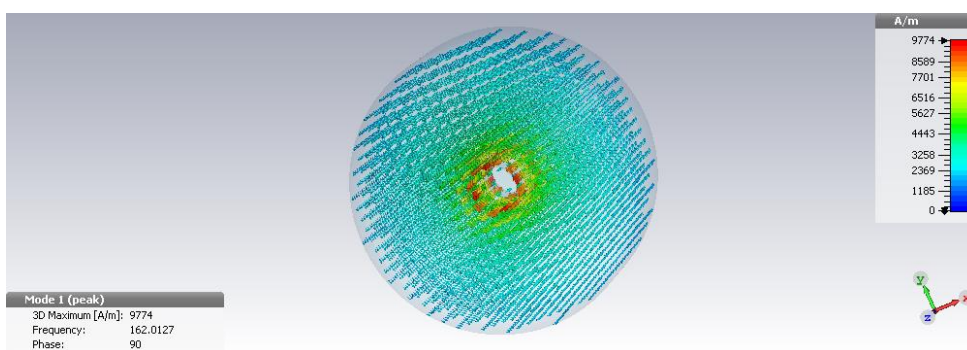


Рисунок 5 – Распределение электрического поля в тороидальном цилиндрическом резонаторе

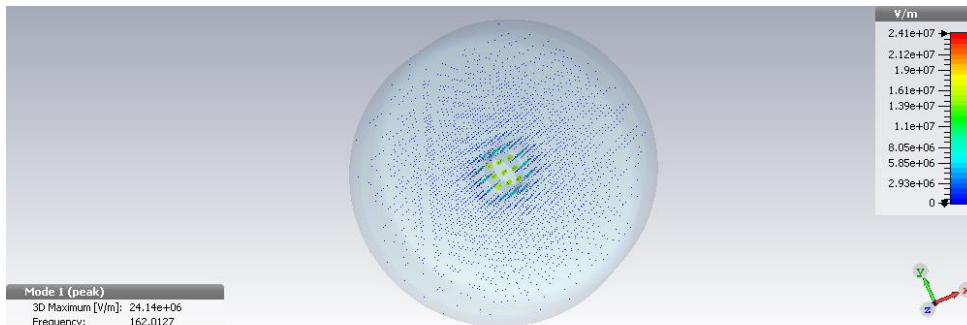


Рисунок 6 – Распределение магнитного поля в тороидальном цилиндрическом резонаторе

Проведено численное моделирование и оптимизация ускоряющих резонаторов различных конструкций. Полученные варианты тороидальных резонаторов по своим параметрам и свойствам превосходят коаксиальные резонаторы.

Список использованных источников:

1. Диденко, А.Н., Севрюкова, Л.М., Ятис, А.А. Сверхпроводящие ускоряющие СВЧ-структуры. М.: Энергоиздат, 1981. С. 208.
2. Курушин А.А. Моделирование мощных СВЧ приборов с помощью программы *CST Particle Studio* // А.А. Курушин – Москва 2018, 34с.

ПРИМЕНЕНИЕ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМЕ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ

Лэ Д.Б.Т.

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

Карпушкин Э.М. – к.т.н., доцент

Несколько основных главных применений псевдослучайных сигналов в системе передачи цифровой информации: когерентный прием псевдослучайных (ПС) сигналов с дискретной фазовой модуляцией (ДФМ) и ортогональной информационной модуляции (ИМ), оценка времени поиска при пошаговом последовательном методе. Достоинства и недостатки.

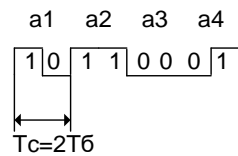
ПС сигналы с ДФМ.

$$.1 \rightarrow U_1(t) \rightarrow S_1(t)$$

$$.0 \rightarrow U_2(t) \rightarrow S_2(t)$$

При посимвольной передаче если k – количество бит в символе, то

$$m = 2^k \text{ – количество сигналов.}$$



1. Когерентный прием ПС сигналов с ДФМ и ортогональной ИМ

$$x(t) = S_i(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad F_n = \frac{N_0}{2}$$

На входе приемника $T = T_6$

$$\left. \begin{array}{l} .1 \rightarrow U_1(t) \rightarrow S_1(t) \\ .0 \rightarrow U_2(t) \rightarrow S_2(t) \end{array} \right| \rho_{1,2} = 0$$

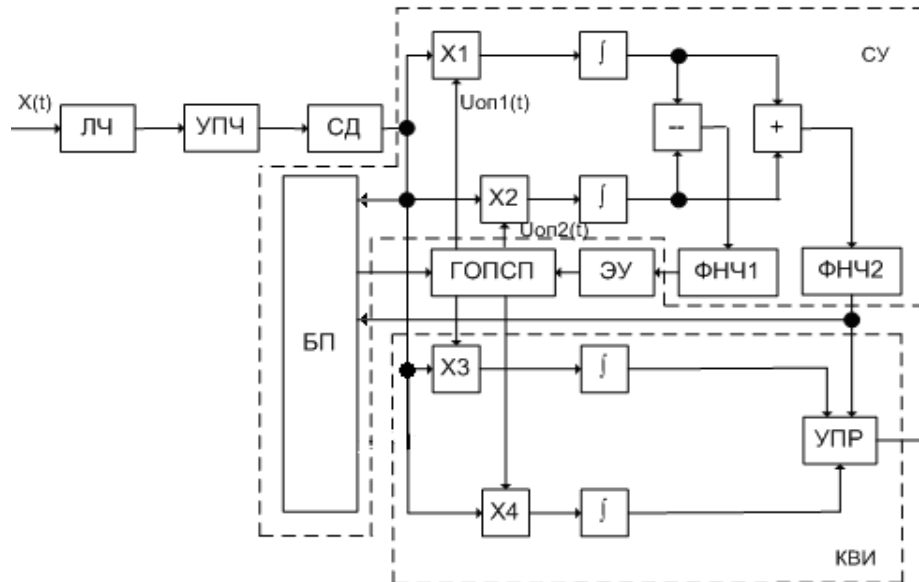


Рисунок 1 – Структура приемника

ЛЧ – линейная часть; УПЧ – усилитель промежуточной частоты; СД – синхронный детектор, БП – блок быстрого поиска; ГОПСП – генератор опорной ПСП; ЭУ – элемент управления, ФНЧ – фильтр нижних частот; УПР – устройство принятия решения; СУ – синхронизирующее устройство; КВИ - канал выделение информации.

$$U_{оп1}(t) = U_1(t + \Delta) + U_2(t + \Delta) \\ U_{оп2}(t) = U_1(t - \Delta) + U_2(t - \Delta) ; \Delta = \begin{cases} \frac{1}{F_{эфф}} = \tau_0 \\ \frac{1}{F_{эфф}} = \frac{\tau_0}{2} \end{cases} ;$$

τ_0 – длительность элементарного символа ПСП

Работа КВИ начинается после того, как придет сигнал с СУ. Функции СУ:

1. Поиск по временному положению входящей ПСП.
2. Слежение за временным положением входящей ПСП.

Выделение цифровой информации (ЦИ) происходит в режиме слежения.

Поиск по временному положению бывает:

1. Скользящий
2. Пошаговый

Скользящий поиск по временному положению

Пусть $f_{тпер}$ – тактовая частота генератора ПСП на передающей стороне, а $f_{тпр}$ – тактовая

частота опорной ПСП на приемной стороне, тогда $f_{тпер} - f_{тпр} = \Delta f_T \leq \Delta f_{зах}$, где $\Delta f_{зах}$ – полоса захвата следящей системы.

Пошаговый поиск по временному положению

$$f_{тпер} \cong f_{тпр}, P_{ош} = 1 - \Phi(\sqrt{qB}), \text{ где } B = F_{эфф} T_c$$

2. Оценка времени поиска при пошаговом последовательном методе.

Пусть T_{cp} – среднее время поиска, т.е. $T_{cp} = \frac{N}{2} \cdot T_a$, где N – значность последовательности (ПСП), T_a – время анализа.

Пусть P_0 – вероятность правильной оценки временного положения на попытке анализа, тогда вероятность правильной оценки за время поиска будет равна:

$$P_{пр} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N P_0^i = \frac{1}{N} \cdot \frac{P_0(1 - P_0^N)}{1 - P_0} = 1 - \frac{N}{2}(1 - P_0), \text{ при } P_{пр} \geq 0,9$$

$$P_0 = 1 - \Phi\left(\frac{h - E_c}{\sigma}\right).$$

При минимизации ошибки выбираем $h_{опт}$ из соображения: $h_{опт} = \frac{E_c}{2}$. Тогда

$$P_0 = 1 - \Phi\left(-\frac{E_c}{2\sigma}\right) = \Phi\left(\frac{E_c}{2\sigma}\right), \text{ где } \sigma^2 = \frac{E_c N_0}{2}, \quad E_c = \bar{P}_c T_a.$$

$$\text{Получит: } T_{cp} = \frac{2N\tau_0}{q} \ln \left[\frac{N}{(1 - P_{пр})\sqrt{2\pi}} \right].$$

Элемент управления (ЭУ) преобразует напряжение рассогласования во временную задержку опорных колебаний.

Синтезированные структуры и оценочная характеристика временной задержки составляют основу при проектировании синхронизирующих устройств в системах обработки информационных сигналов.

Достоинства:

1. Возможность повышения помехозащищенности.
2. Возможность повышения реализации электрической скрытной передачи информации.

Недостатки:

1. Требуется время на поиск начало выделяемо ПСП.
2. Увеличение аппаратных затрат.

Список использованных источников:

1. Исследование широкополосной радиосистемы передачи цифровой информации : метод. указания к лаб. работе по дисциплине «Радиосистемы передачи информации» для студ. специальности «Радиоэлектронные системы» / сост. Э. М. Карпушкин. – Минск : БГУИР, 2012. – 20 с.
2. Основы теории радиотехнических систем, учебно-методическое пособие для студентов радиотехнических специальностей в 2-х частях : оптимальный прием радиосигналов. сост. Э. М. Карпушкин. – Минск : БГУИР, 2012.

ПРОГРАММНО-УПРАВЛЯЕМЫЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ГЕНЕРАТОР СВЧ

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

Ляшук Ю.А.

Корнеевский С.А. – к.т.н., доцент

В работе проведен анализ различных схем построения широкополосных высокостабильных генераторов СВЧ. Разработаны схемы построения СВЧ генераторов, программного обеспечения микроконтроллера для управления работой генератора. Проведено изготовление, настройка и исследование параметров широкополосного СВЧ генератора.

Стремительное развитие элементной базы порождает возможность разработки широкополосных генераторов СВЧ (ШГСВЧ) частот, работающих в диапазоне от нескольких мегагерц до 10 – 15 ГГц. Такой генератор может быть использован в качестве источника тактирования АЦП, ЦАП, гетеродина широкополосного приема-передатчика и т.д.

К ШГСВЧ предъявляются следующие требования:

- диапазон частот: 10 – 15000 МГц;
- шаг сетки частот 1 Гц;
- время установления фазы выходного сигнала, не более 20 мкс;
- уровень ПСС, в диапазоне частот 7.5 – 15 ГГц, не менее 30 дБн;
- шаг перестройки мощности 0.25 дБ;
- цифровым управлением по интерфейсам USB, CAN;
- малым энергопотреблением для возможности питания от USB 2.0;
- малыми габаритами.

Структурная схема ШГСВЧ, соответствующая выше перечисленным требованиям, изображена на рисунке 1.

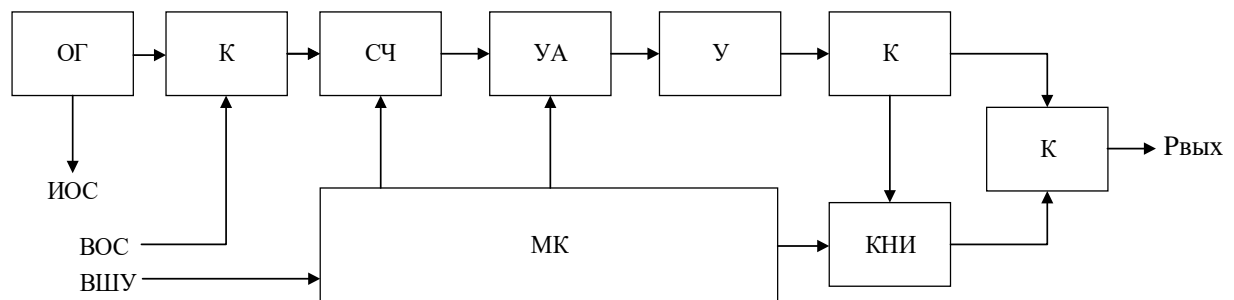


Рисунок 1 – Схема структурная ШГСВЧ

Микроконтроллер (МК) получает команды управления по внешней шине управления (ВШУ) и преобразовывает эти команды в коды для управления элементами радиотракта.

Коэффициенты деления радиочастотного сигнала в классическом синтезаторе частот (СЧ) – только целые числа, что требует относительно низкой опорной частоты, которая, вместе с тем, определяет шаг перестройки и требует достаточно высокого значения коэффициента деления в цепи обратной связи. Оба этих фактора влияют на время регулирования и на фазовый шум системы в целом: низкая опорная частота определяет длительное время регулирования, а высокое значение коэффициента деления приводит к повышению фазового шума системы. При использовании счетчиков с дробным коэффициентом деления в цепи обратной связи можно уменьшить значение коэффициента деления. В результате можно выбрать более высокую опорную частоту и при этом получить требуемый шаг ее перестройки [1].

Основным элементом ШГСВЧ является синтезатор частот (СЧ) LMX2594. Это СЧ на основе однопетлевого ФАПЧ, с сигма-дельта модулятором (СДМ), подключенным к целочисленному делителю частоты в цепи обратной связи [2]. Коды арифметики СДМ имеют разрядность 32 бита, что позволяет синтезировать частоту с шагом не менее 1 Гц. Коды СДМ и целочисленного делителя для СЧ формируются МК и загружаются в СЧ посредством последовательного интерфейса (SPI).

ГУН СЧ формирует СВЧ сигнал в диапазоне частот 7.5 – 15 ГГц. Диапазон частот менее 7.5 ГГц обеспечивается программируемым делителем, с максимальным коэффициентом деления 768, коды для которого формируются МК.

В качестве источника опорного сигнала может выступать опорный генератор (ОГ) или внешний опорный сигнал (ВОС), переключения, между которыми, производит коммутатор (К). Кроме того, ОГ ШГСВЧ может выступать источником опорного сигнала (ИОС) для внешних устройств.

Для регулировки уровня выходной мощности в схеме присутствует управляемый аттенуатор (УА) обеспечивающий шаг перестройки по мощности 0.25 дБ, коды мощности для которого формируются МК.

Усилитель (У) производит повышение мощности выходного сигнала до заданного уровня.

Для подавления гармонических составляющих в диапазоне частот 7.5 – 15 ГГц используется корректор нелинейных искажений (КНИ). КНИ включается в схему с помощью коммутаторов, которые в диапазоне частот менее 7.5 ГГц переключаются непосредственно на выход устройства.

В результате выполнения работы произведена разработка, изготовление, настройка и экспериментальные исследования широкополосного СВЧ генератора.

Список использованных источников:

9. В. Макаренко. Широкополосный синтезатор частоты со встроенным ГУН и малым уровнем фазовых шумов, ЭКиС, телекоммуникация и связь, № 10, октябрь 2011.

10. А. А. Быков, Ю. А. Сидоркина, А. А. Ковальчук. Применение сигма-дельта модуляторов в дробных синтезаторах частоты, МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2011.

РАДИОТЕХНОЛОГИИ В АВТОМАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ КОНТРОЛЯ И УЧЕТА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

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

Майсеенок М.В.

Титович Николай Алексеевич – к.т.н, доцент

В данной работе рассматриваются основные каналы передачи информации, применяемые в АСКУЭ, достоинства и недостатки их применения, а также структура разработанного радиомодема для передачи данных от мест сбора информации в центры обработки.

АСКУЭ - автоматизированная система контроля и учета электроэнергии - система технических и программных средств для автоматизированного дистанционного измерения, сбора, передачи, хранения, накопления, обработки, анализа, отображения и документирования результатов потребления электроэнергии в территориально распределенных точках учета, расположенных на объектах энергоснабжающей организации и (или) потребителей [1].

До появления АСКУЭ привязка показаний счетчиков к реальному времени в значительной степени зависела от часов работы инспектора и времени проведения записи показаний счетчика. Временная погрешность такого учета лежала в диапазоне от нескольких часов до нескольких суток, подчас в несколько раз превышая погрешность учета самим счетчиком.

Типовая АСКУЭ состоит из трех уровней с иерархической системой обработки информации (рисунок 2.1):

- 1 Приборы учета энергии.
- 2 Устройства сбора и передачи данных, объединенные в сеть.
- 3 Совокупность современных специализированных средств компьютерной обработки полученных данных.

Пример структуры АСКУЭ представлен на рисунке 1.

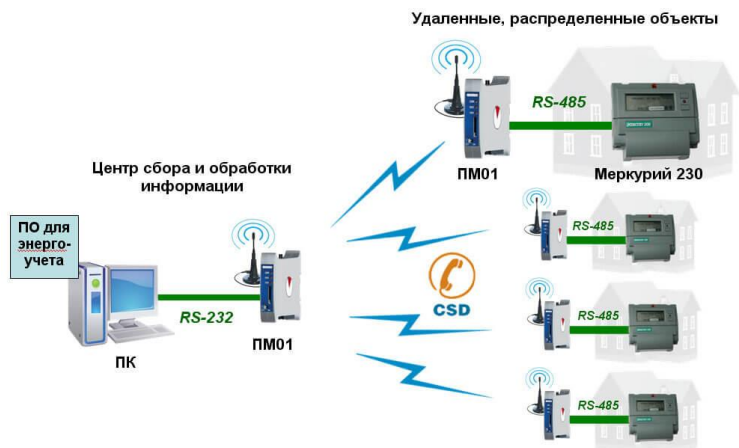


Рисунок 1 – Пример структуры АСКУЭ

В качестве каналов передачи данных в АСКУЭ в настоящее время применяются следующие технологии:

- передача данных посредством линий электропередач (технология PLC);
- передача данных посредством GSM-сети;
- передача данных по радиоканалу.

Технология PLC (Power Line Communication) обеспечивает передачу данных по силовым линиям электропитания. Существует несколько разных технологий PLC: для передачи данных по высоковольтным ЛЭП, для передачи данных телеметрии и широкополосной передачи данных по низковольтным сетям.

Также имеется возможность совместного использования технологии PLC с другими широкополосными технологиями передачи данных, например, PLC + WiMAX, PLC + WLAN, PLC + xDSL, PLC + Satellite, PLC + UMTS [2].

Одним из наиболее удобных средств обеспечения передачи данных являются системы на базе сотовой связи. Базовые станции GSM операторов имеют практически стопроцентное покрытие населенных территорий. Проблемы обеспечения хорошего покрытия радиосигналом площади обслуживания (включая помехозащищенность) берут на себя сами операторы.

Системы беспроводного учета, использующие оборудование с подключением к GSM-модемам, передают данные через сотовую сеть оператора. Один GSM-модем позволяет собирать показания как с одного счетчика, так и с группы устройств [3].

В качестве канала передачи данных удобнее выбрать радиоканал, что позволяет не зависеть от расположения датчиков и центрального узла. При этом для не лицензируемых приложений возможна работа в т.н. ISM диапазоне частот. Разрешена свободная работа в диапазонах 433,075 – 434,750 МГц и 868,7-869,2 МГц, 2,45 ГГц, 5,8 ГГц при условии соблюдения ограничений мощности (до 10 мВт на частоте 434 МГц, до 25 мВт на частоте 868 МГц, до 100 мВт в диапазоне 2,4 ГГц).

Сравнительный анализ достоинств и недостатков приведенных выше систем позволяет сделать вывод, что наиболее оптимальным решением является применения радиоканала. Таким образом, был разработан радиомодем передачи данных, структурная схема которого представлена на рисунке 2.

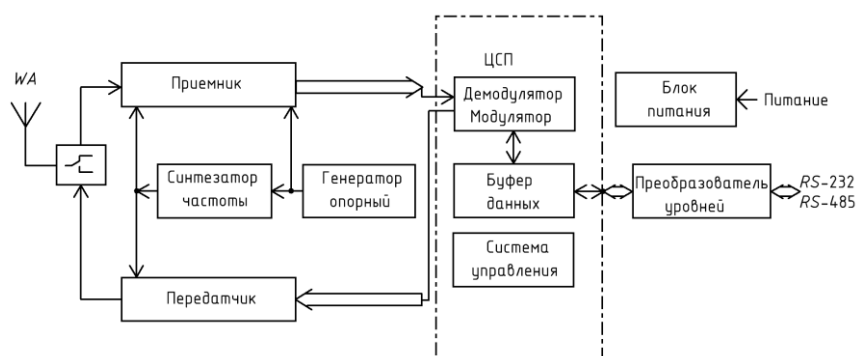


Рисунок 2 – Структурная схема радиомодема для применения в АСКУЭ

В состав радиомодема входят следующие блоки:

- Интерфейс приема/передачи цифровой информации (RS-232, RS-485).
- Буфер данных.
- Модулятор/демодулятор.
- Передатчик.
- Ключ антенно-фидерного тракта.
- Приемник.
- Синтезатор частот.
- Опорный.
- Система управления.
- Блок питания.

Информация, поступающая по интерфейсам RS-232 или RS-485, накапливается в буфере данных и приемопередающий тракт переходит в режим передачи. Накопленная информация в буфере данных преобразовывается соответствующим образом и поступает в модулятор передатчика, где переносится в область несущей частоты, вырабатываемой синтезатором частот. Далее радиосигнал усиливается и через антенно-фидерный тракт поступает в эфир. На приемной стороне, радиосигнал через антенно-фидерный тракт, поступает в приемник, где фильтруется, усиливается и переносится из области радиосигнала в область НЧ. Полученный низкочастотный сигнал поступает на демодулятор, где преобразуется в цифровую информацию. Полученная цифровая информация накапливается в буфере данных и выводится через интерфейсы RS-232 и RS-485.

Список использованных источников:

1 Горячко, Д.Г. О создании АСКУЭ в Республике Беларусь [Текст] / Д.Г. Горячко, А.О. Артюх, В.В. Бурлюк // Энергия и менеджмент. – 2009. – июль-август. – С. 15-17.

2 Шинкарев, М.Ю. Каналы передачи данных в АСКУЭ [Электронный ресурс] / М.Ю. Шинкарев. – Энергоконтур. – Режим доступа: <http://ekontur.by/novosti/kanaly-peredachi-dannykh>.

3 АСКУЭ каналы доставки информации GSM/GPRS [Электронный ресурс]. – ARGO. Научно-технический центр. – Режим доступа: <https://argoivanovo.ru/askue/index.php?IBL=27&ID=619>.

ЦИФРОВОЙ ФОРМИРОВАТЕЛЬ ШИРОКОПОЛОСНОЙ МАСКИРУЮЩЕЙ ПОМЕХИ С РЕГУЛИРУЕМЫМИ ПРЕДЫСКАЖЕНИЯМИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СПЕКТРА

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

Марковский Д.А.

Козлов С.В. – д.т.н., доцент

Обоснован функционально-технический облик цифрового формирователя широкополосной маскирующей помехи с весовой обработкой в составе передатчика шумовых сигналов для регулирования энергетического спектра на выходе оконечного каскада. Разработана структурная и функциональная схемы формирователя и проведен расчет требуемых технических характеристик составных частей формирователя, выполнен выбор элементной базы для практической реализации.

Одним из важнейших требований к средствам активных помех является обеспечение равномерной в заданной полосе спектральной плотности мощности (СПМ) помехи. Если СПМ помехи неравномерна, то современные радиолокационные средства и средства связи могут адаптивно выбирать рабочую частоту в области "провалов" СПМ, обеспечивая повышение дальности обнаружения или дистанции радиосвязи. Удовлетворить требование по равномерности спектральной плотности мощности достаточно сложно, так как значительное влияние оказывает оконечный каскад передатчика шумового сигнала – усилитель мощности (УМ) и антенно-фидерный тракт. Причины этого влияния кроются в АЧХ усилителя мощности и тракта, которая может иметь достаточно изрезанный характер, определяемый неидеальностью согласования, частотной зависимостью параметров электронных компонентов, нестабильности напряжения питания, а также в изменения параметров окружающей среды. Поэтому для уменьшения этих эффектов формирователь широкополосной маскирующей помехи должен иметь регулируемую СПМ выходного сигнала, которая компенсирует неравномерность частотной характеристики последующего тракта обработки.

Формирователь основан на цифровом способе получения шумового сигнала, так как этот способ получения обладает рядом преимуществ в отличии от аналогового: появляется возможность генерировать шум с заданной СПМ, отсутствует нестабильность генераторов на аналоговых источниках шума, проблемы взаимовлияния и помех, которые воздействуют на чувствительные маломощные аналоговые схемы диодных или резисторных генераторов шума[1].

Таким образом, цифровой формирователь широкополосной маскирующей помехи с внедрением весовой обработки является актуальным и представляет большой практический интерес.

При обосновании функционально-технического облика цифрового формирователя решались задачи по:

- 1) определение основных технических решений и характеристик цифрового формирователя;
- 2) разработке электрической структурной схемы цифрового формирователя с использованием весовой обработки;
- 3) разработке электрической функциональной схемы модуля цифрового формирователя;
- 4) разработке модели цифрового формирователя, для оценки количества необходимых каналов;
- 5) разработке электрической принципиальной схемы основных блоков цифрового формирователя.

Общий принцип работы формирователя заключается в следующем. Цифровой формирователь имеет набор каналов. Каждый канал представляет собой независимый источник помехового сигнала. В состав канала входят: генератор дискретного шума, фильтр нижних частот (ФНЧ), блок переноса частоты, блок весовой обработки. Генератор дискретного шума выполненный на основе линейного рекуррентного регистра сдвига с большой разрядность, формирует равномерно распределённый помеховый сигнал, который после прохождения через ФНЧ станет нормально распределённым случайным процессом. Затем сигнал каждого канала умножается на весовой коэффициент и переносится на свою частоту. Сигналы все каналов суммируются, и на выходе получаем широкополосный шумовой сигнал, СПМ которого может регулироваться за счет изменения весовых коэффициентов каждого канала.

Принцип работы весовой обработки: в момент запуска средства активных помех измеритель АЧХ должен произвести оценку изрезанности АЧХ усилителя мощности (УМ), чтобы в дальнейшем устройство управления (УУ) могло оценить прямоугольность этого участка, выбрать необходимые подканалы для компенсации этого нежелательного эффекта и сформировать весовые

коэффициенты; после этого УУ отправляет вычисленные значения в блок цифрового формирователя, где исходные значения дискретного гауссовского шума будут увеличены на значение весового коэффициента. В результате на выходе УМ изрезанный участок будет «сглажен».

Электрическая функциональная схема цифрового формирователя широкополосной маскирующей помехи и структурная схема средства активных помех с регулируемыми параметрами, поясняющие принципы работы формирователя и весовой обработки, представлены на рисунках 1 и 2 соответственно.

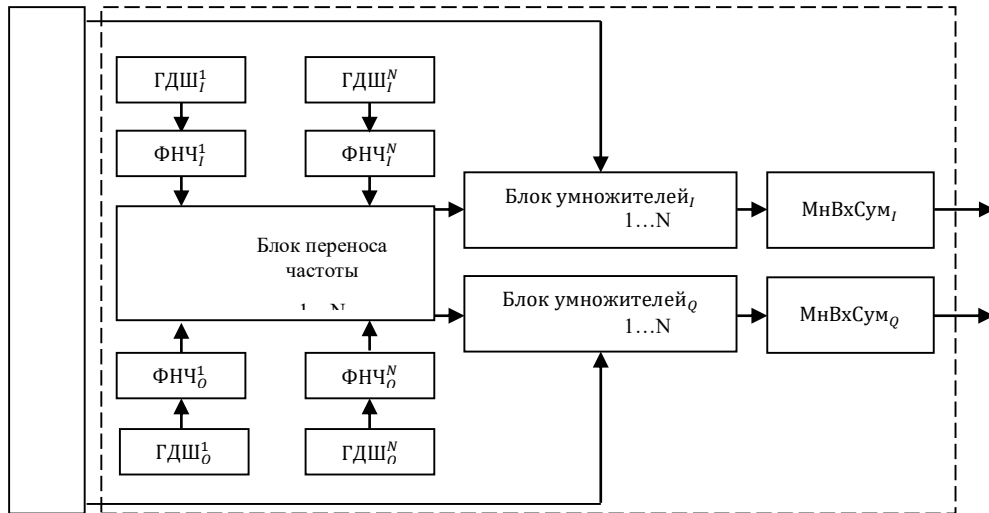


Рисунок 1 – Электрическая функциональная схема цифрового формирователя широкополосной маскирующей помехи (УУ – устройство управления, ГДШ_I^N – генератор дискретного шума I-канала и N-подканала, ФНЧ_I^N – фильтр нижних частот I-канала и N-подканала, МнВхСум – многовходовый сумматор)

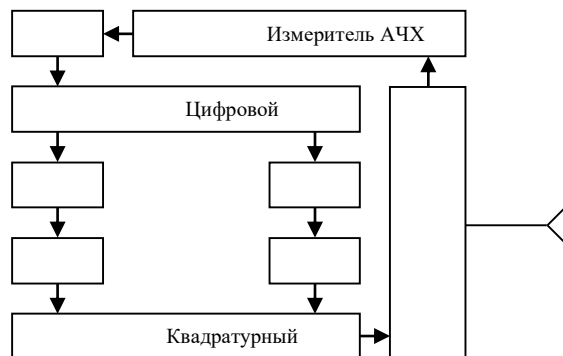


Рисунок 2 – Электрическая структурная схема средства активных помех с регулируемыми параметрами с использованием измерителя АЧХ (ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь, ФНЧ – фильтр нижних частот, УУ – устройство управления, УМ – усилитель мощности)

Выполнен выбор элементной базы. Показано, что реализация цифрового формирователя с весовой обработкой возможна.

Технико-экономическая эффективность цифрового формирователя с регулируемыми параметрами заключается в эффективности цифровой обработки над аналоговой.

Список использованных источников:

1. А.Б. Сизоненко «Многоканальный цифровой источник шума на основе рекуррентного регистра сдвига», журнал «Спецтехника и связь», г. Москва, 2012, №3, 51-54.
2. О.А. Мельникова, О.И. Олешко, С.А. Головашич «Алгоритм и средства генерации линейных рекуррентных последовательностей», журнал «Радиоэлектроника и информатика», г. Харьков, ХНУРЭ, 1997, №1, 83-85.

АДАПТИВНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ФИЛЬТРА КАЛМАНА

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

Марчук Т. М.

Саломатин С. Б. – к.т.н., доцент

В докладе рассматривается алгоритм работы адаптивного фильтра Калмана, а также пример его применения для фильтрации показаний датчика, что позволяет повысить точность измерений.

В настоящее время в различных сферах используется большое количество датчиков, которые обладают различной точностью измерения и чувствительностью к внешним воздействиям. Получаемый с них сигнал не всегда удовлетворяет требованиям к поставленным задачам. Причиной этому является помеха или шум – случайная величина, как правило, подчиняющаяся распределению Гаусса. Однако не редко встречаются случаи, когда происходит изменение измеряемой величины. В этом случае ставится еще одна задача – предсказать изменение этой величины. В этих обоих случаях главная задача – приблизить измеренное значение к истинному, насколько это возможно. Для реализации данной задачи используется алгоритм фильтрации сигнала методом Калмана.

Фильтр Калмана – последовательный рекурсивный алгоритм, использующий принятую модель динамической системы для получения оценки, которая может быть существенно скорректирована в результате анализа каждой новой выборки измерений во временной последовательности.

Алгоритм состоит из двух повторяющихся этапов: предсказание и корректировка. На первом этапе рассчитывается предсказание состояния в следующий момент времени (с учетом неточности их измерения). На втором, новая информация с датчика корректирует предсказанное значение (также с учетом неточности и зашумленности этой информации).

На рисунке 1 показан алгоритм работы фильтра Калмана.



Рисунок 1 – Алгоритм работы фильтра Калмана

На рисунке 2 показано описание переменных, используемых в алгоритме работы фильтра Калмана.

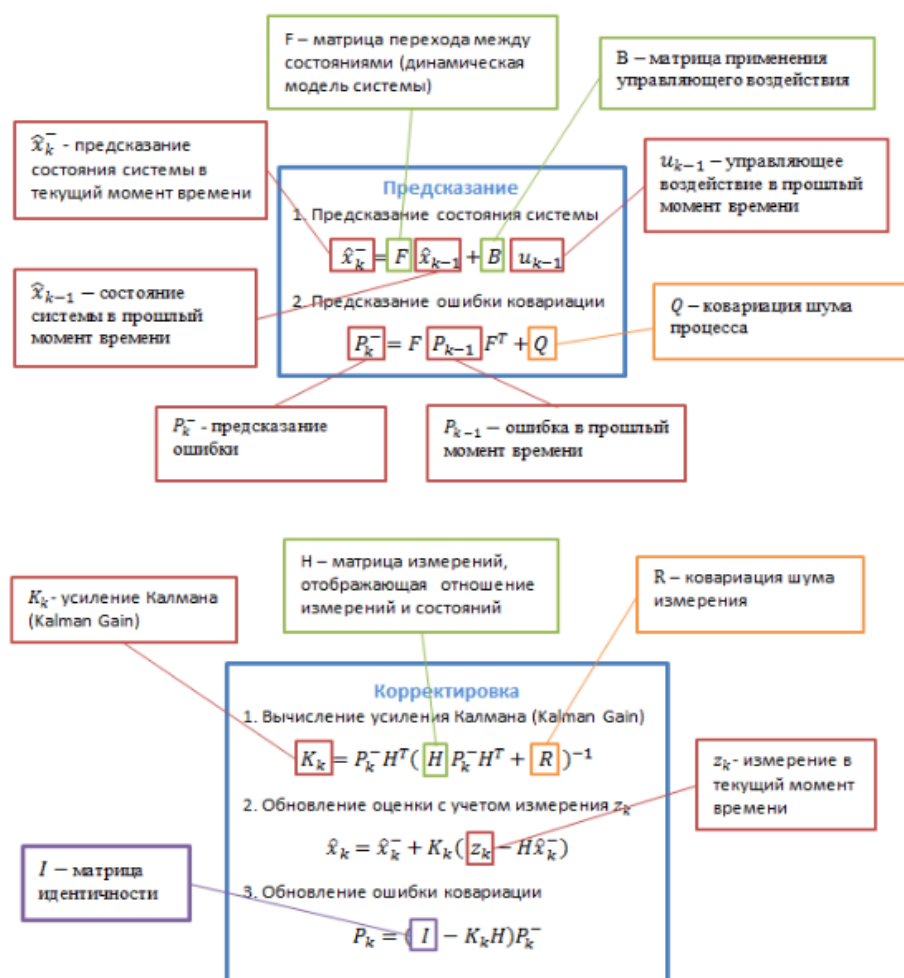


Рисунок 2 – Описание переменных, используемых в алгоритме работы фильтра Калмана

Результат работы фильтра Калмана для уточнения координат с датчика представлен на рисунке 3.

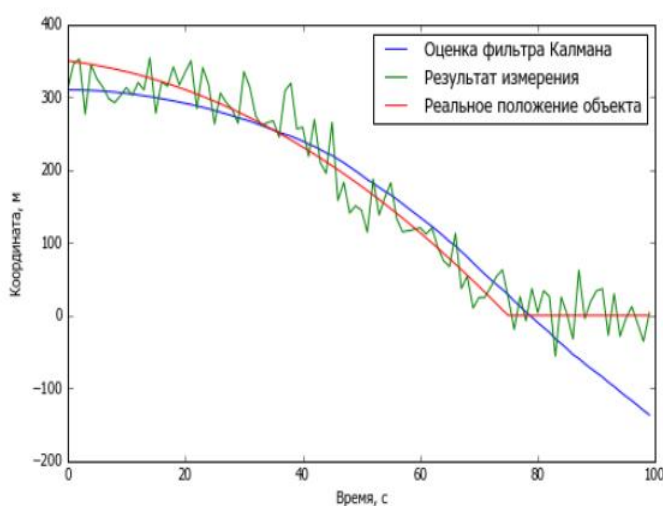


Рисунок 3 – Результат работы фильтра Калмана для уточнения координат с датчика

Адаптивная фильтрация показаний датчика на основе алгоритма Калмана позволяет повысить точность измерений. Фильтр Калмана можно применять в GPS-приемниках, при реализации систем управления и т.д.

Список использованных источников:

1. Уидроу Б., Стернз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.

БЛОК ПАМЯТИ РАДИОСТАНЦИИ С ППРЧ С ЗАЩИТОЙ ОТ ВСКРЫТИЯ ИНФОРМАЦИИ

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

Марчук Т. М., Поветко П. В.

Титович Н. А. – к.т.н., доцент

В докладе рассмотрена схема защиты информации в блоке памяти радиостанции с ППРЧ. Предлагаемая схема имеет достаточно высокую надежность и проста в схемотехническом решении.

Для обеспечения надежности связи в условиях преднамеренных помех сегодня активно внедряется система с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ). Современные радиостанции способны менять рабочую частоту до 100 раз в секунду по заранее установленному алгоритму. При этом значения частот и алгоритм их перестройки хранятся в блоке памяти и должны быть недоступны для постороннего пользователя. Система защиты от проникновения в блок памяти должна быть универсальной и минимально зависеть от человеческого фактора. Существуют разные алгоритмы организации системы защиты [1]. Одним из наиболее перспективных является метод основанный на выключении источника питания и одновременном уничтожении хранящейся информации.

На рисунке 1 представлена структурная схема блока памяти радиостанции с ППРЧ с защитой от вскрытия информации.

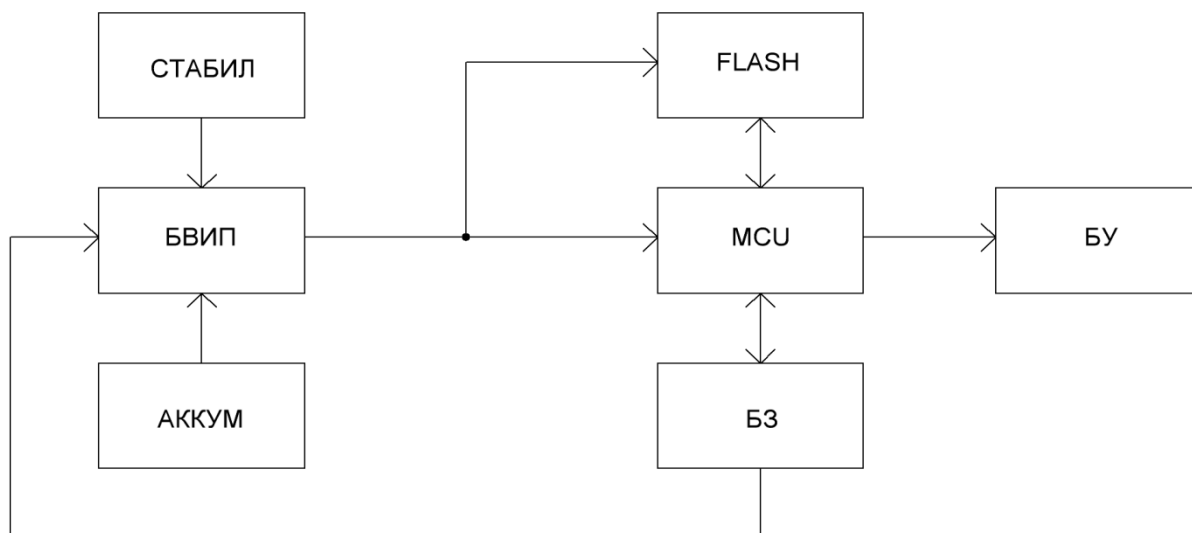


Рисунок 1 – Схема электрическая структурная блока памяти радиостанции с ППРЧ с защитой от вскрытия информации

Устройство построено на микроконтроллере (MCU) STM3201, к которому подключена флэш-память (FLASH). Информация из блока памяти микроконтроллера поступает на блок преобразования и дальше передается по интерфейсу RS232 на блок управления (БУ) радиостанцией. Питание микроконтроллера и блока флэш-памяти осуществляется напряжением 3,3 вольта, которое поступает с блока выбора источника питания (БВИП), построенного на микросхеме LTC4415. В качестве источника питания использован стабилизатор напряжения (СТАБИЛ) ISL4221E, преобразующий напряжение в диапазоне от 3 до 5 В, а также аккумуляторная батарея (АККУМ). При нормальной работе радиостанции питание осуществляется от стабилизатора напряжения, кнопка блока защиты (БЗ) включена. При включении в качестве источника питания аккумулятора, кнопка БЗ выключается. В случае попытки проникновения в блок памяти с целью извлечения флэш-памяти, срабатывает система защиты и в качестве источника питания выбирается аккумуляторная батарея. В данном случае микроконтроллер начнет операцию стирания данных из области памяти.

Предлагаемая схема защиты достаточно проста и при простом конструктивном решении исключает ложное срабатывание по вине оператора, может быть использована в реальных разработках.

Список использованных источников:

1. Макаренко С.И., Иванов М.С., Попов С.А. Помехозащищенность систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Монография. – СПб.: Свое издательство, 2013. – 166 с.

ОСОБЕННОСТИ ИНТЕРФЕЙСА LTE

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

Медведева М.В., Герад А.С.

Сацук С.М. – к.т.н, доцент

Наиболее перспективным вариантом обеспечения городского округа высокоскоростным доступом в сеть Интернет является построение сетей сотовой подвижной радиосвязи четвертого поколения (4G). Самым оправданным стандартом 4G для решения этой задачи является технология беспроводного доступа LTE. Разработка технологии LTE, как стандарта связи, официально началась в конце 2004 года в Канаде, г. Торонто.

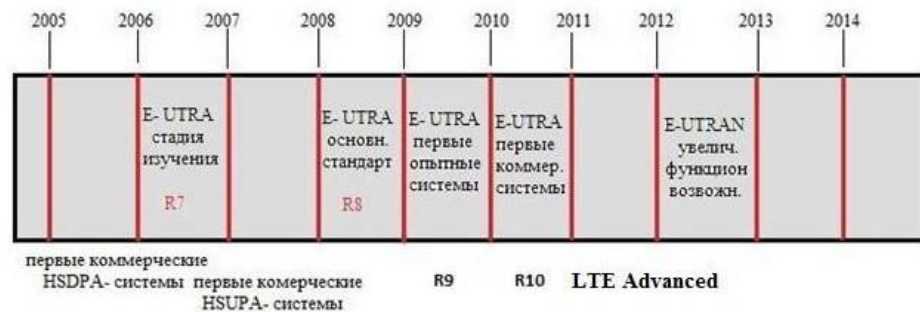


Рис.1 - Основные этапы развития технологии LTE

Главное отличие стандарта LTE от других технологий мобильной связи заключается в полном построении сети на базе IP-технологий. Радиointерфейс LTE дает возможность улучшить технические характеристики, включая максимальную скорость передачи данных около 326,4 Мбит/с, время задержки пересылки пакетов менее 5 мс, а также существенно более высокую спектральную эффективность по сравнению с существующими стандартами беспроводного мобильного доступа третьего поколения (3G).

Сеть LTE состоит из двух важных компонентов: сети радиодоступа E-UTRAN и базовой сети SAE. Вместе они составляют усовершенствованную пакетную систему EPS. На рисунке 2 изображена общая архитектура сети, включая сетевые элементы и стандартные интерфейсы.

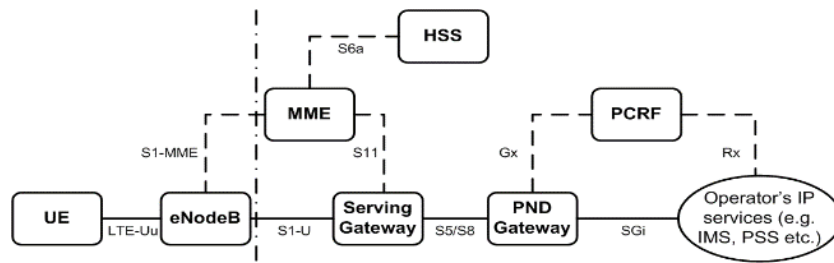


Рис.2 - общая архитектура сети

На радиointерфейсе в сети стандарта LTE применяется стек каналов для передачи данных между абонентским терминалом и сетью. Низший уровень в этом стеке образуют физические каналы. По ним передаются транспортные, которые в свою очередь несут логические каналы.

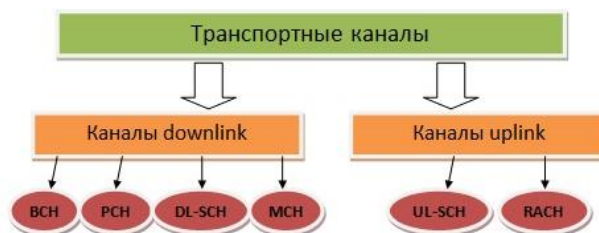


Рис.3 - Транспортные каналы на радиointерфейсе в LTE

К транспортным каналам в downlink относятся:

- BCH (Broadcast Channel) – широковещательный канал
- PCH (Paging Channel) – канал для пейджинга
- DL-SCH (Downlink Shared Channel) – общий канал для передачи данных вниз

- MCH (Multicast Channel) – многопользовательский канал
К транспортным каналам в uplink относятся:
- RACH (Random Access Channel) – канал случайного доступа
- UL-SCH (Downlink Shared Channel) – общий канал для передачи данных вверх
На рисунке ниже представлена связь между логическими и транспортными каналами в LTE.

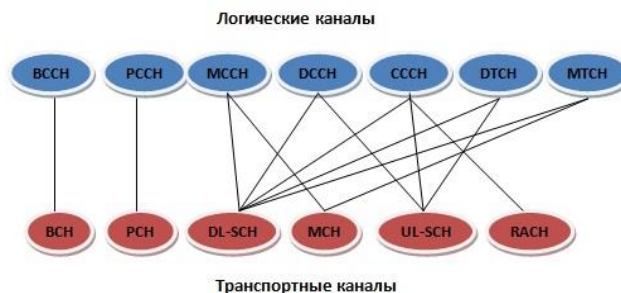


Рис.4 - Связь между логическими и транспортными каналами в LTE

Физические каналы на радиоинтерфейсе в LTE

Информация передается не произвольным образом, а через четко организованную структуру каналов.

Физические каналы можно классифицировать по направлению передачи информации: downlink и uplink.

К физическим каналам в downlink относятся:

- PDSCH (Physical Downlink Shared Channel) - физический распределенный канал в направлении «вниз» - служит для высокоскоростной передачи мультимедийной информации
- PDCCH (Physical Downlink Control Channel) – физический канал управления в направлении «вниз» - предназначен для передачи информации для управления конкретным eUE
- CCPCCH (Common Control Physical Channel) – общий физический канал управления – необходим для передачи общей для всех информации

К физическим каналам в uplink относятся:

- PRACH (Physical Random Access Channel) – физический канала произвольного доступа – служит для первичного доступа в сеть
- PUCCH (Physical Uplink Control Channel) – физический канал управления в направлении «вверх» - необходим для передачи служебной информации от конкретной eUE к eNodeB
- PUSCH (Physical Uplink Shared Channel) – физический распределенный канал в направлении «вверх» - предназначен для высокоскоростной передачи данных в uplink

Связь между транспортными и физическими каналами представлена на рисунке ниже.

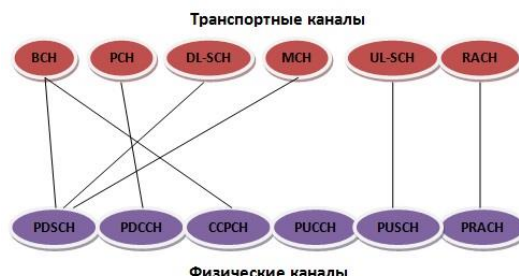


Рис.5 - Связь между транспортными и физическими каналами в LTE

Радиоинтерфейс LTE поддерживает оба метода дуплексного разделения каналов: частотный FDD и временной TDD.

FDD – тип передачи данных, использующий для разделения потоков частоту. Устройства принимают и передают данные на разных частотах. Наглядным примером сети FDD LTE может служить дорога с движением в обе стороны, состоящая из двух полос.

При FDD разделении входящие и исходящие данные передаются на разных частотах, поэтому их встречные потоки не мешают друг другу, не создают помех. Так как оба канала работают постоянно, сети FDD LTE отличаются малым пингом (задержкой сигнала) и обладают высокой пропускной способностью.

TDD – тип радиоканала, использующий для разделения входящих и исходящих потоков данных одну частоту. Для того, чтобы данные не смешивались, режимы приема и передачи разделены по времени. В конкретный момент устройство или базовая станция могут только передавать или только принимать сигнал. Наглядная модель TDD LTE – однополосная дорога, по которой утром можно ехать в одном направлении, а вечером – в обратном.

Из-за использования общего канала пропускная способность сетей TDD ниже, чем у FDD. Также в сетях этого типа наблюдается больший пинг. Так как объемы данных, принимаемые и передаваемые оператором, отличаются (передача преобладает), оператор может устанавливать асимметричные размеры временных отрезков. Это повышает реальную пропускную способность сети, но может приводить к задержкам в режиме симметричной связи (например, при видеообщении).

В сетях связи стандарта LTE в downlink (DL) используется ортогональная частотная модуляция. Этот тип модуляции определяет и принцип доступа – множественный доступ с ортогональным частотным разделением каналов. Суть его заключается в том, что все частотно-временное поле, выделенное для работы оператора, разделяется на небольшие блоки. Причем они небольшие как по частоте (15 кГц), так и по времени (0,5 мс). Сеть распределяет эти блоки между абонентами в зависимости от их потребностей и возможностей сети. Таким образом, обеспечивается максимально эффективное использование ресурсов. Шаги преобразования сигнала в OFDM модуляторе.

- 1) Разделение исходного потока бит на параллельные потоки.
- 2) Кодирование помехоустойчивым кодом, в процессе которого значительно увеличивается число символов в отдельных потоках.
- 3) Манипуляция выбранным в данный конкретный момент способом модуляции: QPSK, 16QAM, 64QAM.
- 4) Перемножение полученной последовательности каждого потока на свою поднесущую.
- 5) Объединение сигналов и передача в эфир.

При формировании OFDM-сигнала поток последовательных информационных символов длительностью T_u/N разбивается на блоки, содержащие N символов. Далее блок последовательных информационных символов преобразуется в блок параллельных символов, в котором каждый информационный символ соответствует определенной поднесущей частоте многочастотного сигнала. При этом длительность символа увеличивается в N раз. Суммарная ширина спектра многочастотного сигнала соответствует ширине спектра исходного сигнала с последовательными символами. Цель такого преобразования – защита сигнала от узкополосных помех. Защита достигается благодаря тому, что параллельные символы многочастотного сигнала представляют собой кодовое слово помехоустойчивого кода, который позволяет восстановить символы в случае их ошибочного приема из-за искажений спектра.

Преобразование сигнала из временной области в частотную происходит с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ). Преимущество OFDM-сигнала заключается в уменьшении необходимого количества временных защитных интервалов. При сигнале с последовательными символами защитные интервалы добавляются между каждым символами, а при сигнале с параллельными символами – между группами символов.

Перспективная модуляция OFDM/OQAM в линии «вниз». Данная Модуляция, не требует наличия защитных интервалов. Квадратурная амплитудная манипуляция со сдвигом Offset QAM (OQAM) значительно повышает эффективность использования спектра за счет уменьшения интерференционных межсимвольных помех, уплотнения сигнала по времени

Важным отличием OFDM/OQAM и классической OFDM является то, что скорость передачи сигнальных символов удваивается. А также является использование многофазной фильтрации после преобразования IFFT, исключающей использование циклических префиксов.

При формировании OFDM/QAM-сигнала в линии «вниз» в режиме временного дуплекса используются циклические префиксы для борьбы с межсимвольной интерференцией.

В схеме, приведенной на рис. модулятор генерирует N вещественных символов. Затем (до преобразования IFFT) они мультиплексируются с учетом составляющей j^{m+n} , которая при четном $m+n$ является вещественной, при не четном – мнимой (при этом могут быть как положительными, так и отрицательными).

Основными приоритетами разработки технологии LTE являются: скоростные характеристики передачи данных, экономическая составляющая, широта предоставления спектра услуг по выгодной цене, повышение гибкости сети и возможность использования на базе существующих систем мобильной связи. Главное отличие стандарта LTE от других технологий мобильной связи заключается в полном построении сети на базе IP-технологий. Радиointерфейс LTE дает возможность улучшить технические характеристики, включая максимальную скорость передачи данных около 326,4 Мбит/с, время задержки пересылки пакетов менее 5 мс, а также существенно более высокую спектральную эффективность по сравнению с существующими стандартами беспроводного мобильного доступа третьего поколения (3G).

ПРОЕКТИРОВАНИЕ КВАДРАТНОГО ДЕЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ В СРЕДЕ ADS

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

Меледин К.И.

Квадратный делитель мощности (КДМ) – это устройство с четырьмя портами (восьмиполюсник), предназначенное для получения двух сигналов половинной мощности, сдвинутых по фазе друг относительно друга на $\pi/2$. Порты соединяются отрезками микрополосковых линий (МПЛ) так, чтобы обеспечить заданный алгоритм функционирования устройства. Структура устройства изображена на рис. 1.

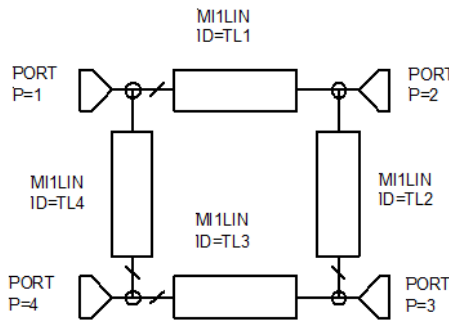


Рис. 1

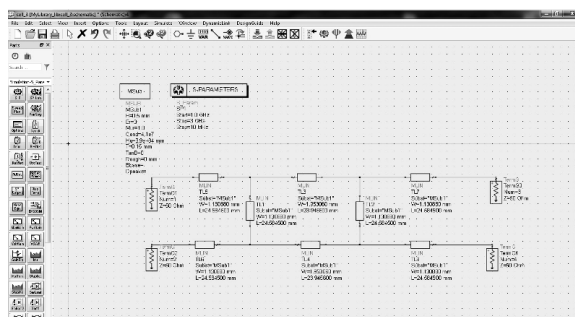
Положим, что сопротивления нагрузок портов 2 и 3 равны Z_0 и волновое сопротивление линии TL2 также Z_0 . Тогда, для того чтобы входной порт 1 был согласован с волновым сопротивлением питающей линии (Z_{01}) необходимо, чтобы волновое сопротивление Z_{01} четвертьволнового отрезка TL1 было бы равно $Z_0 = 2(Z_{01})^2/Z_0$, так как сопротивление на его входе равно $Z_0/2$. Поэтому $Z_{01} = Z_0 / \sqrt{2}$. Очевидно, что такое волновое сопротивление должно быть у верхнего и нижнего отрезков (TL1 и TL3), а у боковых отрезков (TL2 и TL4) волновое сопротивление должно быть равно Z_0 [1].

В настоящее время свойства КДМ как элемента деления и суммирования мощности СВЧ сигналов приемо-передающей аппаратуры хорошо изучены. Однако, в научной и учебной литературе недостаточно освещен практический опыт проектирования КДМ с использованием современных программных пакетов, например, Advanced Design System (ADS).

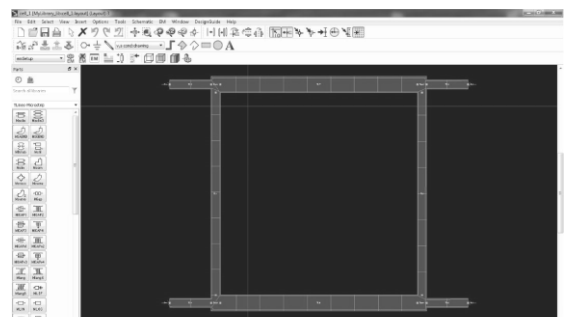
Как известно [2], ADS - система автоматизированного проектирования радиоэлектронных средств (САПР), разработанная компанией Keysight Technologies. Система ADS включает технологию моделирования на основе S-параметров, а также такие технологии, как метод свертки, метод гармонического баланса, высокочастотный SPICE, электромагнитное моделирование высокоскоростных каналов, планарный симулятор на основе метода моментов (Momentum) и метода конечных элементов (FEM).

Целью проектирования является разработка КДМ на подложке с $\epsilon=3$ и толщиной 0,5 мм для усилительного модуля с рабочей частотой 2 ГГц.

На начальном этапе проектирования КДМ в Schematic создается модель устройства на идеальных линиях. Затем выполняется электромагнитное моделирование с помощью Momentum. Результаты этих этапов представлены на рис.2.



а) Schematic с делителем, построенным на идеальных линиях



б) Momentum

Рис.2

Здесь ширина и длина вертикальных линий (TL2, TL4) составляет 1,3 мм и 24,58 мм соответственно. Ширина и длина горизонтальных линий (TL1, TL3) – соответственно 1,95 мм и 24,58 мм.

На рис.3 приведены характеристики коэффициентов отражений ($S(1,1)$ и $S(1,2)$) и коэффициентов передачи ($S(4,1)$ и $S(3,1)$) КДМ для идеальной и электромагнитной моделей.

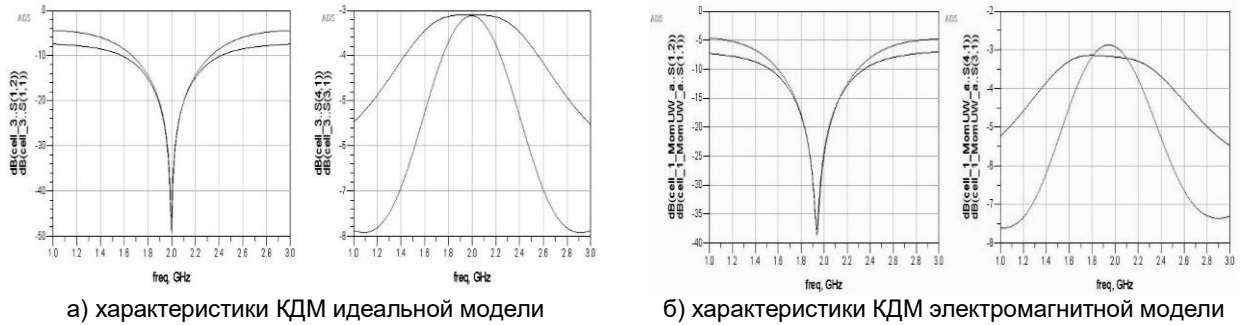


Рис.3

Для оптимизации характеристик микрополосковых линий, образующих КДМ, разработанная модель из Momentum переносится в Schematic и определяются требуемые размеры полосок: для сопротивления $Z_0/\sqrt{2}$ ширина линий составит 1.17 мм, для Z_0 – 1.017 мм.

На рис. 4 изображён Schematic с электромагнитной моделью и её характеристики после оптимизации. Видно, что КДМ настроен на рабочую частоту 2 ГГц, а параметры S(1,1), S(1,2), S(3,1), S(4,1) оптимизированы в диапазоне $0, 1f_0$.

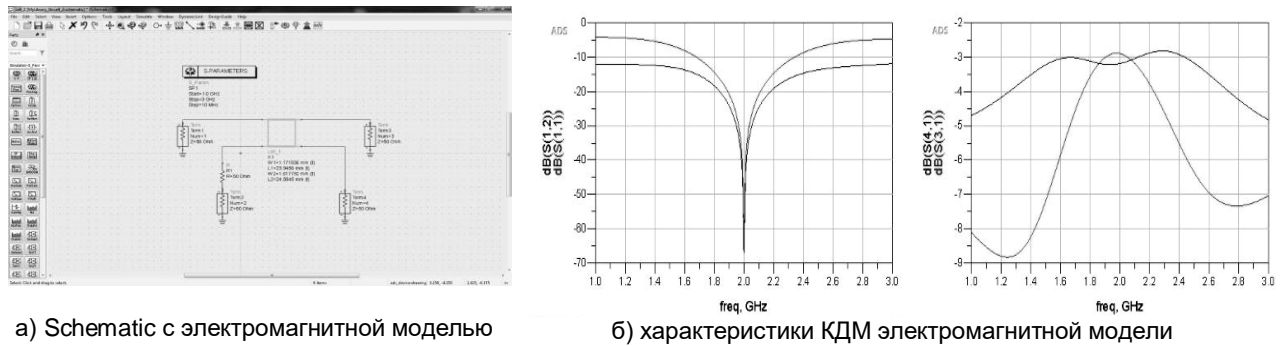


Рис. 4

Таким образом, выполнено проектирование квадратурного делителя мощности дециметрового диапазона в среде ADS при заданных параметрах подложки. Полученная конструкция КДМ позволяет использовать устройство при создании приемо-передающих СВЧ модулей фазированных антенных решеток.

При проведении исследования были полезны работы [3, 4].

Список использованных источников:

1. Устройства сложения и распределения мощностей высокочастотных колебаний. Под ред З.И. Моделя. –М.: Сов. Радио, 1980. -296 с.
2. <https://www.2test.ru/solutions/proizvodstvo-radioelektroniki/programmnoe-obespechenie-dlya-razrabotki-radioelektroniki/sapr-advanced-design-system-ads-ot-keysight-technologies>.
3. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / В. Фуско; Перевод с англ. А. А. Вольман, А. Д. Муравцова; Под ред. В. И. Вольмана. - М.: Радио и связь, 1990. - 287 с
4. Кирильчук В.Б., Лихачевский Д.В. Основы проектирования СВЧ интегральных схем: учебно-метод. пособие в 2 ч. Ч.2: Элементная база СВЧ интегральных схем. – Минск: БГУИР, 2012. – 308 с.

ОБЗОР АЛГОРИТМА СУЛТ

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

Мицкевич А. С.

Давыденко И. Н. – к.т.н., доцент

В обзоре рассмотрен принцип работы классического алгоритма СУЛТ, приведена классификация современных комбинационных алгоритмов СУЛТ.

Алгоритм стабилизации уровня ложных тревог (СУЛТ) относится к первичной обработке радиолокационной информации (обнаружению и определению координат цели). СУЛТ является адаптивным пороговым детектором и представляет собой «скользящее окно», формирующее пороговый уровень в соответствии с заданным уровнем ложных тревог и дополнительными условиями [1]. При превышении значения текущего отсчёта над значением сформированного порога детектор регистрирует наличие цели.

Алгоритмы СУЛТ по форме представления данных делятся на одномерные и двумерные. Одномерные позволяют обработать только строку или столбец матрицы дальность-скорость (МДС) [2], двумерные используют данные из строк и столбцов одновременно. Классическая одномерная усредняющая СУЛТ представлена на рисунке 1.

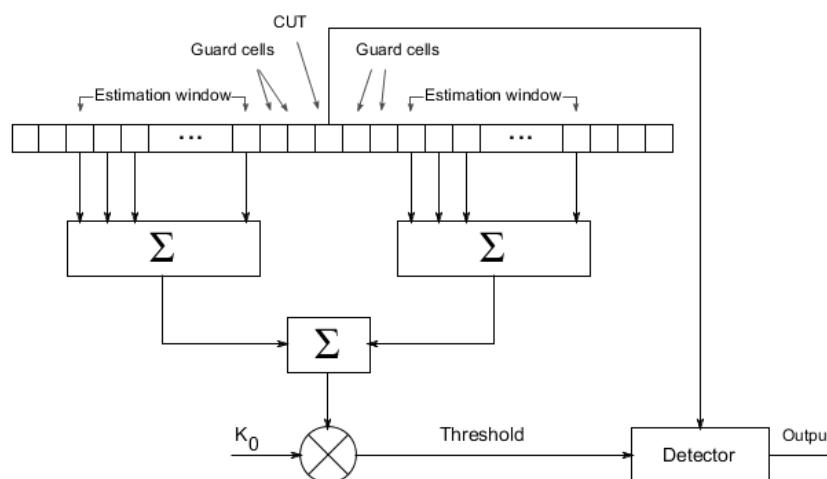


Рисунок 1 – принцип работы классической одномерной СУЛТ.

В настоящее время существует множество модификаций классического алгоритма СУЛТ. Это связано с низкой эффективностью обнаружения классического алгоритма в неоднородной помеховой обстановке: присутствии множества близкорасположенных целей или продолжительных помех (помех, занимающих 2 и больше разрешения по дальности). Для повышения эффективности обнаружения целей были созданы алгоритмы СУЛТ на основе выбора минимума, выбора максимума, порядковой статистики. Однако в сложной радиолокационной обстановке кроме целей и стационарных помех присутствуют помеховые отражения, поэтому шумовой фон постоянно меняется. Таким образом, несмотря на увеличение вероятности правильного обнаружения, данные методы не являются универсальными и применимы лишь в малоизменяющейся радиолокационной обстановке. Для решения данной проблемы были разработаны комбинированные методы детектирования [3].

Современные комбинированные методы делятся на:

- Самостоятельные методы – усовершенствованное объединение нескольких классических моделей, полноценный независимый алгоритм;
- Методы выбора – обработка данных несколькими независимыми алгоритмами для последующего их сравнения с целью повышения вероятности правильного обнаружения;
- Методы, основанные на нейронных сетях, выбирающих наиболее эффективный для текущей радиолокационной обстановки алгоритм обработки.

Современные исследования и разработки адаптивных детекторов направлены на их практическое применение. Таким образом, выбор наиболее эффективного алгоритма является комплексной задачей и зависит от среды применения радара, предыдущих и последующих алгоритмов обработки и аппаратных средств. В современных радарх широко используется цифровая обработка. Популярным решением стала реализация цифровой обработки на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС). Это позволяет выбирать из множества алгоритмов наиболее подходящие для текущего этапа обработки радиолокационной информации.

Для реализации модели классической СУЛТ в лабораторных условиях можно использовать встроенные блоки MATLAB [4].

Список использованных источников:

1. Principles of Modern Radar: Basic Principles / eds. M.A. Richards [et al.]. – Raleigh, NC : SciTech Pub, 2010. – 960 p., P. 589-622.
2. Мицкевич А. С. (2018). Моделирование цифрового блока измерения дальности и скорости РЛС ближнего радиуса действия с непрерывным пилообразным ЛЧМ излучением.
3. Rohman, B.P.A. Classification of Radar Environment Using Ensemble Neural Network with Variation of Hidden Neuron Number / B.P.A. Rohman, D. Kurniawan // Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi. – 2017. – Vol. 17, № 1. – P. 19.
4. Two-dimensional CFAR detector - MATLAB [Electronic resource]. – Mode of access: https://www.mathworks.com/help/phased/ref/phased.cfar_detector2d_system_object.html. – Date of access: 10.03.2019.

ЛИНЕАРИЗАЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ В СЕТЯХ 5G

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

Мишук И.А.

Козел В.М. – к.т.н., доцент

В работе рассматриваются теоретические основы метода цифровых предискажений, позволяющего увеличивать линейность усилителей мощности. Рассматривается применение данного метода для использования в сетях пятого поколения.

На текущий момент сети пятого поколения 5G только разрабатываются, хотя основы для его развития уже заложены. Однако внедрение этих сетей в современных реалиях затруднено. Помимо нераспространённости устройств, работающих с данной технологией, заметной проблемой реализации является неэффективность усилителей мощности, количество которых в структурных элементах сетей 5G, за счёт использования технологии массивного MIMO, увеличилось в десятки и, в некоторых реализациях, в сотни раз. Так, например, в сетях предыдущего поколения, использовались 2-3 антенны в каждом элементе сети, тогда как в 5G используются антенные решётки с 128, 256 и более антенн в каждой.

Строгие требования к линейности усилителей мощности (power amplifiers, PA) как были важны для прошлых стандартов, так и продолжают оставаться критически важной характеристикой каждого будущего передатчика 5G. Отсутствие должного внимания к характеристикам усилителей мощности при разработке новых продуктов для работы в высоколинейных регионах приведет к тому, что решения окажутся попросту неконкурентоспособными, особенно когда речь идет о более высоких частотах и широкополосных каналах связи, которые прямо ассоциируются с 5G. По этой причине для повышения эффективности передатчика и одновременного ограничения искажения сигнала и нивелирования межканальных помех обычно применяются методы цифрового предискажения (digital predistortion, DPD).

Суть данного метода – намеренное программное искажение сигнала перед обработкой энергоэффективным усилителем мощности с целью компенсировать искажения усилителя мощности. На рис. 1 изображена блок-схема адаптивной системы, реализующей линейаризацию усилителя мощности с помощью предискажения цифрового сигнала.

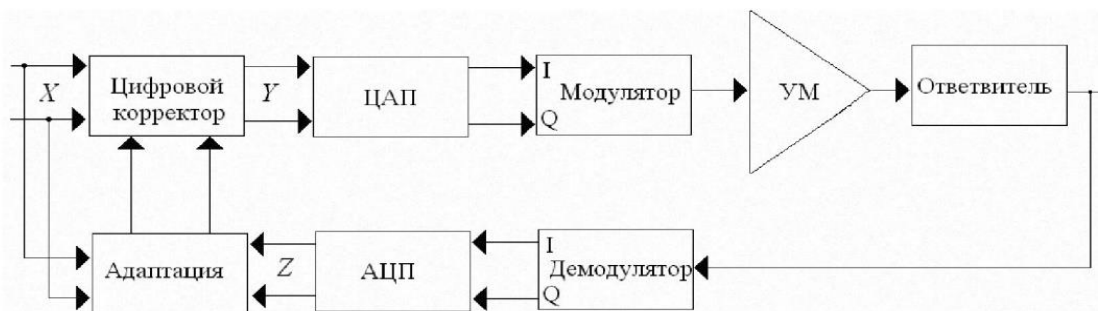


Рис. 1 – Блок-схема системы с адаптивным предискажением.

Адаптивная линейаризация цифровыми методами требует построения нелинейной модели усилителя. Эта модель должна адаптироваться к изменениям характеристик усилителя, включая температурные изменения, изменение напряжения источника питания, старение транзисторов, а также к изменению свойств входного сигнала (количества пользователей, обслуживаемых каналом). На основе этой нелинейной модели усилителя строится корректирующая таблица LUT, значения которой записываются в ячейки памяти ПЛИС цифрового корректора. Таблица является двумерной, так как необходимо корректировать синфазную и квадратурную составляющие сигнала. Блок адаптации использует квадратуры исходного и усиленного сигналов, корректирует значения LUT и периодически перезаписывает их в память. Поэтому весь метод цифровых предискажений можно разбить на несколько этапов: измерение амплитудно-амплитудной (ААХ) и фазо-амплитудной (ФАХ) характеристик усилителя мощности, вычисление значений корректирующей таблицы, выбор метода адаптации.

Алгоритм предискажения позволяет существенно снизить – но не полностью убрать – основные искажения сигнала от работы усилителя мощности.

Список использованных источников:

1. Веб-ресурс – [<https://networkguru.ru/5g-new-radio-nr/>].
2. Кожемякин И.И., Семушин И.В. Линейаризация с предискажением для исправления дефектов работы радиочастотного усилителя мощности в сетях 5G с массивным MIMO // Ученые записки УлГУ. Сер. Математика и информационные технологии. УлГУ. Электрон. журн. 2018, № 2, с. 28-34.
3. Л. И. Аверина, А. М. Бобрешов, В. Д. Шутов Адаптивный цифровой метод уменьшения внеполосного излучения усилителей мощности // Вестник ВГУ, серия: Системный анализ и информационные технологии, 2013, № 1

ОЦЕНИВАНИЕ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СРЕДСТВАХ С КОНИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ И ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ

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

Мороз А.Н.

Козлов С.В. – д.т.н., доцент

Приведен максимально правдоподобный алгоритм обработки принимаемых сигналов в радиолокационных средствах (РЛСр) с коническим сканированием и подсистемой пространственной компенсации помех (ПКП) при обработке дружно флуктуирующей пачки сигналов.

Несмотря на развитие моноимпульсных антенных систем и цифровых антенных решеток, продолжают оставаться практически значимым использование радиолокационных средств с коническим сканированием. Это определяется относительной простотой и невысокой стоимостью указанных РЛСр. Актуальным является обеспечения требуемой помехоустойчивости РЛСр с коническим сканированием в условиях мощных активных помех, воздействующих с направлений главного и боковых лепестков ДН основной антенны. В качестве основного средства повышения помехоустойчивости в указанных условиях выступает использование подсистем адаптивной ПКП на базе многоканальных приемных систем.

Целью настоящей статьи является разработка алгоритма оценивания угловых координат в радиолокационных средствах с коническим сканированием и пространственной компенсацией активных шумовых помех.

По аналогии с [1, 2] будем рассматривать импульсную РЛСр с механическим управлением антенной системы, состоящей из основной приемопередающей антенны с коэффициентом усиления G_0 и $\ell = \overline{1, L}$ дополнительных (компенсационных) антенн с коэффициентами $G_\ell \ll G_0$. Вариантом реализации антенной системы является использование основной антенны, разбитой на прием четыре квадранта, сигналы с которых принимаются и обрабатываются самостоятельно. Круговая частота и амплитуда конического сканирования составляют Ω и $\Delta\theta \approx (0,25 \dots 0,5)\Delta\theta_{0,5}$, где $\Delta\theta_{0,5}$ - ширина главного лепестка ДН основной антенны по уровню 0,5 от уровня максимальной мощности.

Для вектор-столбцов $y_i = (\dot{Y}_{0_i}, \dot{Y}_{1_i}, \dots, \dot{Y}_{L_i})^T$ отсчетов сигналов на выходах основной и компенсационных антенн при приеме i -го импульса отраженного сигнала запишем

$$y_i = y_{сш_i} + y_{п_i} + y_{с_i}, \quad (1)$$

где $y_{сш_i} = (\dot{\xi}_{ш_{i,0}}, \dot{\xi}_{ш_{i,1}}, \dots, \dot{\xi}_{ш_{i,1}})^T$ - вектор-столбцы отсчетов собственных шумов; $\dot{\xi}_{ш_{i,\ell}}$ - отсчеты внутреннего шума ℓ -го приемного канала для i -го импульса пачки;

$$y_{с_i} = \dot{\xi}_{с_i} \sqrt{P_c} \dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha_c, \beta_{ai} - \beta_c) s(\alpha_{ai} - \alpha_c, \beta_{ai} - \beta_c); \quad y_{п_i} = \sum_{m=1}^M \dot{\xi}_{п_{i,m}} \sqrt{P_m} s(\alpha_{ai} - \alpha_{п_m}, \beta_{ai} - \beta_{п_m}) \quad (2), (3)$$

- вектор-столбцы отсчетов собственных шумов, отраженного сигнала и внешних помех.

При коническом развертывании угловые координаты максимума главного лепестка $\alpha_{ai} = \alpha_{a0} + \Delta\theta \cos(\Omega(i-1)T_r)$; $\beta_{ai} = \beta_{a0} + \Delta\theta \sin(\Omega(i-1)T_r)$, где $(\alpha_{a0}, \beta_{a0})$ - азимут и угол места центра зоны сканирования. Полагаем, что предварительно выполнена оценка время задержки τ_z и доплеровского сдвига частоты f_d отраженного от цели сигнала, причем последняя величина скомпенсирована.

Максимально правдоподобные оценки азимута цели

$$(\hat{\alpha}, \hat{\beta}) = \arg \max_{\alpha, \beta} \Psi(\mathbf{z} / \alpha, \beta), \quad (4)$$

где $\Psi(\mathbf{z} / \alpha, \beta)$ - логарифм функции (отношения) правдоподобия.

Для модели когерентной пачки дружно флуктуирующих отраженных сигналов с коэффициентом междупериодной корреляции отсчетов r с использованием [1] отношение правдоподобия приводится к виду

$$\Psi_{1,2}(\mathbf{z} / \alpha, \beta) = \mathbf{z}^+ (\mathbf{E} - (\mathbf{E} + \hat{\sigma}_c^2(\alpha, \beta) \mathbf{R}(\alpha, \beta))^{-1} \mathbf{z} - \ln |\mathbf{E} + \hat{\sigma}_c^2(\alpha, \beta) \mathbf{R}(\alpha, \beta)|, \quad (5)$$

где $\mathbf{z} = (\dot{Z}_1, \dot{Z}_2, \dots, \dot{Z}_I)^T$ - вектор-столбец, составленный из отсчетов $\dot{Z}_i = \omega_i^+ y_i / \sqrt{\omega_i^+ \hat{\Phi}_i \omega_i}$ «обеленной» принимаемой реализации; ω_i - вектор весовых коэффициентов приемных каналов для i -го импульса пачки; $\hat{\Phi}_i$ - оценка корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов для i -го импульса пачки;

$\hat{\sigma}_c^2(\alpha, \beta) = \sum_{i=1}^{I-1} Z_i Z_{i+1}^* / \sum_{i=1}^{I-1} r \dot{Z}_{оп_i}(\alpha, \beta) \dot{Z}_{оп_{i+1}}^*(\alpha, \beta)$ - оценка средней мощности принимаемого когерентного

дружно флуктуирующего ОС на выходе изотропной приемной антенны, когда цель облучается максимумом главного лепестка ДН передающей антенны; $\dot{Z}_{оп_i}(\alpha, \beta) = \dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha, \beta_{ai} - \beta) \mathbf{\omega}_i^+ \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha, \beta_{ai} - \beta) / \sqrt{\mathbf{\omega}_i^+ \mathbf{\Phi}_i \mathbf{\omega}_i}$; $\dot{F}_\ell(\alpha, \beta)$ - ДН ℓ -го приемного канала (0 – основной канал); $\mathbf{s}(\alpha, \beta)$ - вектор ДН приемных каналов; $\mathbf{R}(\alpha, \beta)$ - нормированная корреляционная матрица отсчетов флуктуирующую полезного сигнала с учетом операции обеления с элементами $\dot{R}_{i,j}(\alpha, \beta) = r^{|i-j|} \dot{Z}_{оп_i}(\alpha, \beta) \dot{Z}_{оп_j}^*(\alpha, \beta)$.

Отметим, что при скрытом коническом сканировании во всех выражениях необходимо заменить диаграмму направленности на передачу $\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha, \beta_{ai} - \beta)$, зависящую от номера импульса на фиксированное значение $\dot{F}_0(\alpha_{a0} - \alpha, \beta_{a0} - \beta)$. Это приведет к некоторому снижению пеленгационной чувствительности и увеличению ошибок оценивания координат.

Иллюстрация работоспособности и особенностей процессов измерения угловых координат цели в РЛС с коническим сканированием для одной из реализаций приведена на рис. 1.

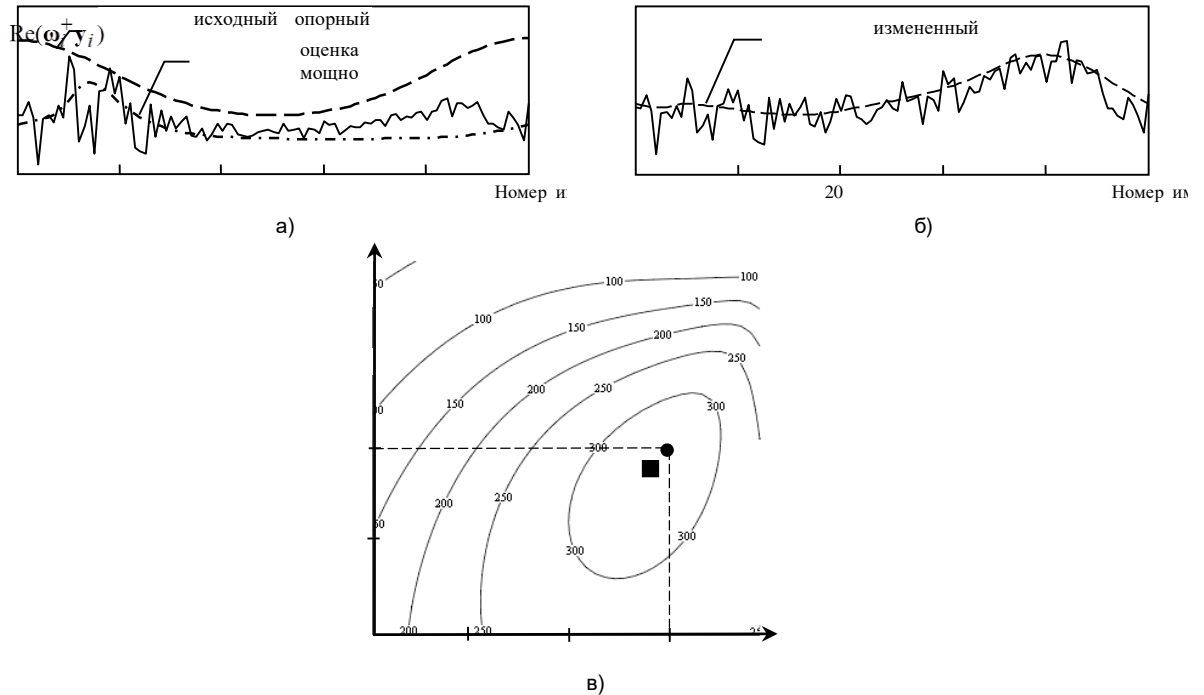


Рис. 1. Реализации сигналов после пространственного (а), временного (б) отбеливания и рельеф функции правдоподобия (в)

Как видно из рис. 1, после пространственной компенсации помех принимаемая реализация сильно искажена, в основном, взвешенными шумами при практически полной компенсации внешней помехи. При этом определение углового положения цели путем корреляции с исходным опорным сигналом приводит к большим ошибкам. После операции обеления помехи в временной области принимаемая реализация хорошо совпадает с измененным опорным сигналом. Положение оценки (заштрихованный квадрат на рис. 1в) примерно соответствует истинному значению (треугольник).

Разработанный алгоритм может быть использован при обосновании требований и исследованию эффективности помехоустойчивых радиолокационных средств с открытым и скрытым коническим сканированием.

Список использованных источников:

1. Ву Тхань Ха, Козлов С.В. Алгоритмы оценивания угловых координат в обзорных РЛС с многоканальными приемными системами / Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 16–18 апреля 2019 г.): в 6 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2019. С. 102 – 115.
2. Ву Тхань Ха, Козлов С.В. Статистические характеристики обнаружения и оценивания угловых координат целей в обзорных РЛС с многоканальными приемными системами / Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 16–18 апреля 2019 г.): в 6 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2019. С. 345 – 355.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЭМС ДАТЧИКА ДЛЯ МОДЕРНИЗАЦИИ КОМПЬЮТЕРНОГО МАНИПУЛЯТОРА

Музако С.П.

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

Курочкин А.Е. – к.т.н., доцент

Разработка гироскопических устройств идентификации абсолютных и относительных пространственных координат расширяет возможности их применения в компьютерной технике и соответствующих прикладных программах, таких как PowerPoint для создания и управления презентациями. Компьютерные манипуляторы такого рода в Республике Беларусь не производятся, а потребность возрастает в связи с инновационным развитием системы образования. Существующие технологии в сфере микроэлектромеханических систем позволяют создавать устройство с новыми возможностями при достаточно малых габаритах и невысокой цене.

Микроэлектромеханические системы (МЭМС) – это системы, включающие в себя взаимосвязанные механические и электрические компоненты микронных размеров. Объединение процессов производства интегральных схем (чипов) и процессов микрообработки способствовало появлению МЭМС. Микроэлектромеханические системы состоят из механических элементов, датчиков, электроники, приводов и устройств микроэлектроники, расположенных на общей кремниевой подложке (рисунок 1) [1].

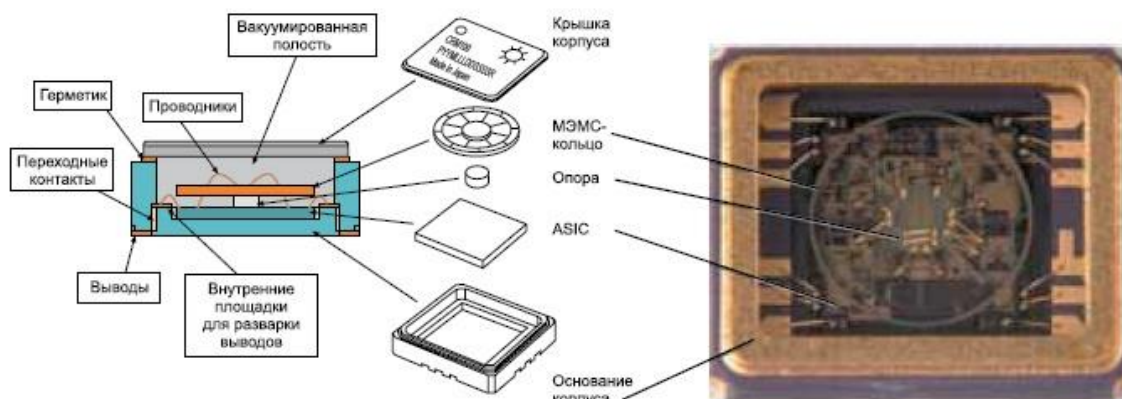


Рисунок 1 – МЭМС гироскоп на основе вибрирующего кремниевого кольца

Данные устройства имеют механические подсистемы, которые либо преобразуют воздействие внешних сил в электрические сигналы (акселерометры, гироскопы, магнетометры, датчики давления или расходомеры), либо сами движутся под действием электрических сигналов (микродвигатели, микрозахваты, микрозеркала). Комбинируя механические, оптические, электрохимические и электрические подсистемы можно создавать сложные микросистемные устройства в едином корпусе, позволяя тем самым добиться дополнительной миниатюризации и понизить затраты на производство [2].

Для определения местоположения в пространстве будет использован МЭМС гироскоп, способный измерять угловую скорость, информация о которой в дальнейшем может быть использована для перемещения курсора. Когда гироскоп подвергается перемещению с некоторой угловой скоростью, на МЭМС-датчик действуют силы Кориолиса по касательной к периметру кольца (Рисунок 1) относительно главных осей. Эти силы приводят к деформации кольца, что вызывает радиальное движение вторичных снимающих преобразователей. Данное движение, определяемое на вторичных снимающих преобразователях, пропорционально угловой скорости [1]. Гироскопы данного вида оптимально подходят для использования в условиях, когда есть ограничения по габаритам, весу и стоимости изделия.

Технические характеристики датчика MPU-6050:

1) Малые размеры, масса, объем; 2) Низкое энергопотребление; 3) Относительно низкую стоимость; 4) протокол передачи I²C скоростью до 3,4 Мбит/с[1].

В процессе анализа литературных источников не обнаружена информация о точности позиционирования и быстродействии компьютерных манипуляторов рассматриваемого типа и связи энергопотребления на эти параметры. Ответы на эти вопросы предполагается получить в дальнейшем при экспериментальных исследованиях.

Список использованных источников:

7. Гуртов, В. А. Микроэлектромеханические системы : Учеб. пособие / В. А. Гуртов, М. А. Беляев, А. Г. Бакшеева . – Петрозаводск: Из-во ПетрГУ, 2016. – 171 с.

8. M. Gad-el-Nak, MEMS: Applications, CRC Press, 2005, 568 S.

АНСАМБЛЬ ОРТОГОНАЛЬНЫХ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

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

Назаренко Е. С.

Карпушкин Э.М. – к.т.н., доцент

В данном докладе описываются исследования ортогональных псевдослучайных последовательностей, на предмет их качественных показателей в многоканальных радиосистемах связи с кодовым разделением каналов, таких как помехоустойчивость, скрытность, а также спектральные и корреляционные характеристики данного вида последовательностей.

В общем случае ортогональные сигналы можно сформировать следующим образом. Пусть $\varphi_j(t), j = 1, 2, \dots, N$, некоторая полная ортонормированная система функций. Тогда любой сигнал $s_i(t), i = 1, 2, \dots, N$, с полосой частот F_c можно представить в виде:

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N a_{ij} \varphi_j(t),$$

где $N=2F_c \cdot T_c$ – число отсчётов на интервале T_c по теореме Котельникова,

$$a_{ij} = \int_0^{T_c} s_i(t) \varphi_j(t) dt, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad j = 1, 2, \dots, N,$$

- коэффициенты разложения.

Геометрически сигнал $s_i(t)$ можно представить вектором в N - мерном пространстве с координатами $(a_{i1}, a_{i2}, \dots, a_{iN})$. Сигналы $s_i(t), i=1, 2, \dots, m$, будут ортогональны, если для любого i -го сигнала выполняется соотношение:

$$a_{ij} = \begin{cases} \sqrt{E}, & j = i; \\ 0, & j \neq i. \end{cases}$$

Существует бесконечное число ортогональных систем функций, на основе которых могут быть сформированы ортогональные коды.

В общем случае построение ортогональных кодов связано с матрицами Адамара, являющимися квадратными ортогональными матрицами с элементами ± 1 (Рис. 1).

$$\mathbf{A}_8 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}.$$

Рис 1. – Матрица Адамара порядка $N=8$.

Систему ортогональных кодов также можно получить на основе системы функций Уолша и системы функций Радемахера.

В сопоставление ортогональным псевдослучайным последовательностям приводятся биортогональные и симплексные псевдослучайные последовательности.

Список использованных источников:

- И. Б. Федоров. Информационные технологии в радиотехнических системах, 2004. – 766с.
- Л.Е. Варакин. Системы связи с шумоподобными сигналами, 1985. – 384с.
- Э.М. Карпушкин, М.И. Крючков, А.С. Лопатченко. Радиосистемы передачи информации. Лабораторный практикум. — В 2-х частях. — Учебно-методическое пособие. — Минск: БГУИР, 2016. – 64 с.

ИМПУЛЬСНЫЙ И НЕПРЕРЫВНЫЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИГНАЛЫ В СИСТЕМАХ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь
Науен В.З.

Гринкевич А.В. – к.т.н., доцент

В докладе рассматриваются особенности подповерхностной радиолокации малой дальности с импульсным и непрерывным зондирующими сигналами.

Радиолокаторы подповерхностного зондирования (РЛПЗ) используется для обнаружения малоразмерных неоднородностей и предметов в приповерхностном слое грунта на полях и в строительных конструкциях.

Для успешного решения задач обнаружения заглубленных объектов требуется высокая разрешающая способность по дальности (глубине). Ее можно обеспечить путем зондирования обследуемой среды короткими импульсами. Существенными преимуществами таких РЛПЗ являются[1]:

- простота схем формирования и приема сигналов;
- обеспечение максимального проникновения излучения в грунт за счет снижения средней частоты при сохранении ширины спектра (требуемой разрешающей способности по дальности);
- сравнительная простота отображения радиолокационной информации о подповерхностных объектах и определения глубины их залегания.

Вместе с тем, обнаружение и идентификация малых объектов, расположенных близко к поверхности земли проблематично для РЛПЗ с импульсным сигналом, так как предполагает использование пикосекундных импульсов. Поэтому для обеспечения высокого пространственного разрешения, как в продольном, так и в поперечном направлении, как правило применяются РЛПЗ использующие сигнал с дискретной перестройкой частоты (ДПЧ-сигнал). Использование ДПЧ-сигнала при построении РЛПЗ обладает рядом достоинств, основными из которых являются[2]:

- относительная простота построения приемно-передающего тракта и, как следствие, дешевизна его изготовления;
- легкость изменения набора излучаемых частот, что позволяет оперативно адаптировать систему к помеховой обстановке и характеру решаемой задачи;
- возможность использования относительно маломощного передатчика.

Кроме того, РЛПЗ с непрерывным излучением обладает энергетической избыточностью по сравнению с импульсными радиолокаторами при одинаковых условиях радиолокационного наблюдения, что позволяет использовать энергоемкие адаптивные алгоритмы спектрального оценивания для формирования радиолокационного изображения исследуемой поверхности.

Комплексирование в радиолокационной системе подповерхностного зондирования каналов импульсного и непрерывного излучения позволит решать задачи обнаружения заглубленных объектов как на большой глубине, за счет преимуществ импульсного канала, так и получать требуемое сверхразрешение в приповерхностном слое, за счет преимуществ непрерывного канала.

Список использованных источников:

1. Вопросы подповерхностной радиолокации. Коллективная монография / Под ред. А.Ю. Гринёва. – М.: Радиотехника, 2005. – 416 с.: ил (Сер. «Радиолокация»).
2. Гринкевич А.В. Применение высокоразрешающих адаптивных методов спектрального анализа для получения глубинного портрета зондируемого участка поверхности [Тест] / А.В. Гринкевич // Доклады БГУИР. – 2006. – № 3 (15). – С. 117-123.

МЕТОД УЧЕТА СУММАРНОГО ПОМЕХОВОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ МНОЖЕСТВА ПЕРЕДАЮЩИХ СРЕДСТВ

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

Новикова А.А.

Козел В.М. – к.т.н., доцент

В работе рассматривается вопрос влияния группировок абонентских устройств на другие радиоэлектронные средства (РЭС) при оценке электромагнитной совместимости, а также метод учета помехового воздействия множества передающих средств беспроводного широкополосного действия на РЭС.

Обеспечение электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств между собой, пожалуй, один из сложнейших вопросов при разработке новых технологий связи. За последние десятилетия активнее других развивается область гражданской (мобильной) связи, которая имеет характерные особенности. В частности, помимо фиксированных по месту с заданными характеристиками базовых станций, имеется множество передающих средств (мобильных станций), местоположение и технические параметры которых определены неоднозначно. Эти особенности, при учете влияния группировок абонентских устройств на другие радиоэлектронные средства, делают невозможным применение классических методик при оценке электромагнитной совместимости.

Классическое уравнение ЭМС устанавливает взаимосвязь энергетических, частотных и пространственных параметров РЭС-рецептора и РЭС-источника радиопомехи, при которых обеспечивается требуемое качество функционирования радиоэлектронного средства. Другими словами должно выполняться следующее соотношение:

$$P_n \geq P_\Sigma \cdot C_3, \quad (1)$$

где P_n и P_Σ – мощности полезного и суммарного помехового сигнала на входе приемника;

C_3 – защитное отношение приемника.

При определении условий электромагнитной совместимости группировок абонентских станций с другими РЭС основная сложность заключается в определении мощности суммарного помехового сигнала на входе приемника. Это обусловлено непостоянством количества источников помехового сигнала. Ниже рассматривается способ учета суммарного помехового воздействия от множества передающих средств.

Помеховое воздействие от множества источников может быть определено на основании методы сложения мощностей:

$$P_\Sigma = \sum_{i=1}^N P_i = \sum_{i=1}^N P_{txi} G_{txi} G_{rxi} [L_i]^{-1} FDR_i \quad (2)$$

где P_{txi} - мощность передатчика i -того источника помех, Вт;

G_{txi} - коэффициент усиления антенны i -того источника помех в направлении на рецептор помех, раз;

G_{rxi} - коэффициент усиления антенны рецептора помех в направлении на i -тый источник помех, раз;

L_i - основные потери передачи при распространении радиоволн от i -того источника помех к рецептору помех, раз;

FDR_i - ослабление помехового воздействия от i -того источника помех в приемном тракте рецептора помех (частотное, поляризационное и пр.), раз.

Для определения помехового воздействия от множества источников необходимо учесть перечисленные ниже особенности:

- количество типов РЭС-источника радиопомехи ограничено и в пределах одного типа устройств их параметры, влияющие на электромагнитную совместимость, могут считаться одинаковыми и постоянными;
- месторасположение РЭС- рецептора радиопомехи фиксировано и известно относительно очагов источника радиопомехи.

Принимая во внимание эти особенности, помеховое воздействие множества передающих средств может быть определено следующим образом:

$$P_\Sigma = G_{rx} \sum_{i=1}^{N_{mun}} P_{txi} G_{txi} \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty L(r)^{-1} \rho_i(r, \alpha) r FDR(\Delta f) W_i(\Delta f)(d\alpha)(dr)(d\Delta f) \quad (3)$$

где N_{mun} - число типов устройств источника помехи;

P_{txi} - мощность передатчика i -того источника помех, Вт;

G_{txi} - коэффициент усиления антенны i -того источника помех (предполагается всенаправленной в горизонтальной плоскости), раз;

G_{rx} - коэффициент усиления приемной антенны рецептора помех, раз;
 $\rho_i(r, \alpha)$ - зависимость пространственной плотности размещения источников помех, $1/m^2$;
 α - ширина основного лепестка диаграммы направленности приемной антенны рецептора помех, град;
 r - расстояние между источником помех и рецептором помех, м;
 $FDR(\Delta f)$ - нормированная частотная зависимость ослабления помехового сигнала в приемном тракте рецептора помех, раз;
 $W_i(\Delta f)$ - плотность распределения частотных отстроек источника помех относительно рабочей частоты рецептора помех, $1/Гц$;
 $L(r)$ - основные потери передачи при распространении радиоволн от источника помех к рецептору помех, раз;
 $(d\alpha)r(dr)$ - площадь элементарной площадки территории на удалении r от рецептора помех, m^2 .

Ниже рассмотрим модель взаимодействия рецептора помех с группировкой источников помех. Множество источников помех территориально-рассредоточены. На рисунке 1 показано геометрическая модель взаимодействия случайно выбранного одиночного источника помехи на элементарной площадке территории на удалении r от рецептора.

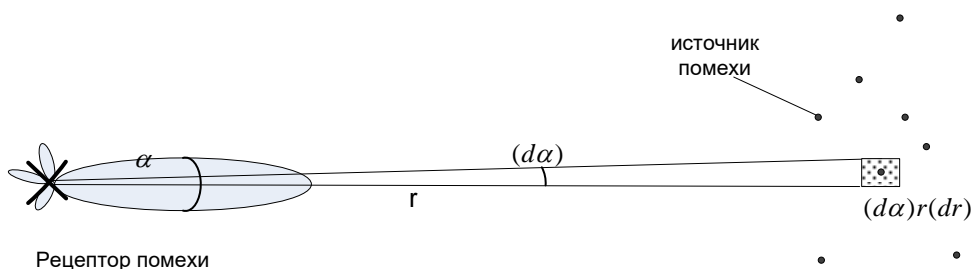


Рисунок 1 – модель взаимодействия рецептора помех с территориально-рассредоточенными источниками помех

Таким образом, в работе рассмотрены особенности при определении условий электромагнитной совместимости группировки передающих средств и другого РЭС. Предложен метод определения суммарного помехового воздействия от множества источников помехи. Предложенное уравнение может быть использовано в разработке методики определения ЭМС группировок мобильных станций новых стандартов (LTE, 5G). ...

Список использованных источников:

1. Recommendation ITU-R P 1546 Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3000 MHz;
2. Werner Sörgel, Michael Baldauf. Sensitivity of aggregate UMB interference models to their parameters. *Proceedings of the 2nd workshop on positioning, navigation and communication & 1st ultra-wideband expert talk*, pp. 201-209.
3. Luis Irio, Daniela Oliveira and Rodolfo Oliveira. Interference estimation in wireless mobile random waypoint networks. *Telfor Journal*, Vol. 8, No. 2, 2016 pp. 93-97.

АЛГОРИМ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ГРУППЫ ЧАСТНЫХ ПРИЗНАКОВ

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

Оброшко С.В.

Половения С.И. – к.т.н., доцент

Разрабатываемый алгоритм предназначен в первую очередь для выявления характерных признаков объектов, расположенных на изображениях или фотографиях. Преимуществом компьютерного зрения является использование методов машинного обучения, позволяющих моделировать необходимый результат работы посредством "обучения" алгоритма базами данных объектов, имеющими общие признаки. Моделирование результата работы можно понимать как точность распознавания признаков, так и определять сами распознаваемые признаки (геометрические фигуры, объекты, элементы ландшафта, животные, лица людей и т.д.).

Нейронные сети – это математическая и компьютерная модель человеческой нервной системы, раздел науки, относящийся к области искусственного интеллекта. Направление исследований в этой области призвано создать модели, способные к обучению и исправлению ошибок.

Существует большое количество типов нейронных сетей. В работе используется однослойная нейронная сеть Кохонена.

Составные части нейронной сети- нейроны:

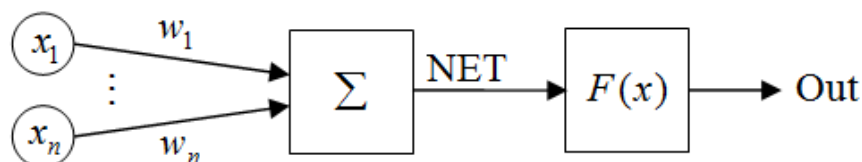


Рис. 1. Структурная схема нейрона

Где: x_n – входные сигналы

w_n – весовые коэффициенты

Σ – сумматор

NET – выход сумматора

$F(x)$ – функция активации нейрона

Out – выходной сигнал

Помимо выходов, нейрон имеет множество входов, они предназначены для связи с нейронами следующих слоев, тем самым, образования сети. Входной слой принимает на вход изображение в цифровом виде, каждый нейрон реагирует на свою часть изображения испускаемым в сеть импульсом. Иными словами, если нужно обработать изображение размером 16x16 пикселей, число входов у сети должно быть 256. Каждая связь между нейронами имеет свой коэффициент, который обуславливает движение импульса по сети- коэффициенты одного слоя сравниваются и в результате, сигнал испустит тот, нейрон, чей коэффициент будет больше.

Нейронная сеть имеет множество свойств и параметров. Но самым главным свойством нейронной сети является ее способность к обучению. Обучение называется процесс изменения весовых коэффициентов w_n :

$$NET = \sum_n x_n w_n \quad (1)$$

Перед передачей к последующим нейронам, результат вычисления значения нейрона NET подлежит вычислению функцией активации. Функция принимает на вход сумму всех произведений сигналов и весов этих сигналов:

Формула функции активации в общем виде:

$$Out = F(NET - \theta) \quad (2)$$

Где: $F(x)$ – функция активации

NET - средневзвешенная сумма, полученная на первом этапе вычисления выходного значения нейрона;

θ – пороговое значение срабатывания функции активации

Обучение нейронной сети выполняет отдельный программный модуль. Суть его работы заключается в очередном подставлении в сеть изображений и правильных ответов. В нашем случае, на вход будет подаваться изображение, содержащее текст, а на выход будет подставляться написанный текст. Далее, нейронная сеть анализирует позиции пикселей изображения, поданного на вход и подбирает такие коэффициенты связей между нейронами, чтобы ошибка совпадения методом градиента была минимальна. Продолжая подстановку новых изображений, коэффициенты меняются до тех пор, пока ошибка распознавания не станет минимальной.

Пример реализации обучающего модуля на языке программирования Java:

```
public void Teach(Bitmap img, Neuron correctNeuron)
{
    var vector = GetVector(img);
    for (int i = 0; i < vector.Length; i++)
    {
        vector[i] *= 10;
        correctNeuron.Weights[i] = correctNeuron.Weights[i] + 0.5 * (vector[i] -
correctNeuron.Weights[i]);
    }
}
```

Таким образом, в работе были рассмотрены базовые элементы нейронных сетей, методика создания и однослойной нейронной сети Кохонена, а также был спроектирован модуль ее обучения на языке программирования Java. В дальнейшем по спроектированной методике будет разработана и обучена нейронная сеть, способная распознавать фразы на изображении.

Список использованных источников:

1. *Kohonen, T.* (1989/1997/2001), *Self-Organizing Maps*, Berlin — New York: Springer-Verlag. First edition 1989, second edition 1997, third extended edition 2001, [ISBN 0-387-51387-6](#), [ISBN 3-540-67921-9](#)
2. *Kohonen, T.* (1988), *Learning Vector Quantization*, *Neural Networks*, 1 (suppl 1), 303.
3. *Уоссермен, Ф.* [Нейрокомпьютерная техника: Теория и практика](#) = *Neural Computing. Theory and Practice*. — М.: Мир, 1992. — 240 с. — [ISBN 5-03-002115-9](#).

РАЗДЕЛЕНИЕ СПЕКТРОВ ВЕЩЕСТВ В АППАРАТАХ НЕ ИНВАЗИВНОГО ИЗМЕРЕНИЯ КОНЦЕНТРАЦИИ

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

Почтальонов З.С.

Михневич С.Ю. – к.ф-т.н., доцент

В данной работе поднята проблематика выделения одного спектра из нескольких перекрывающихся друг друга спектров поглощения веществ. Рассмотрен один из возможных алгоритмов разложения полученного общего спектра на спектры отдельно взятых веществ.

Все большее распространение находят аппараты, которые определяют концентрацию веществ без химического анализа, а только по отраженному сигналу. Одной из основных проблем, с которыми приходится столкнуться при разработке данного устройства является наложение спектров поглощения различных веществ друг на друга. В качестве примера на Рис. 1 представлены графики поглощения меланина, гемоглобина и билирубина.

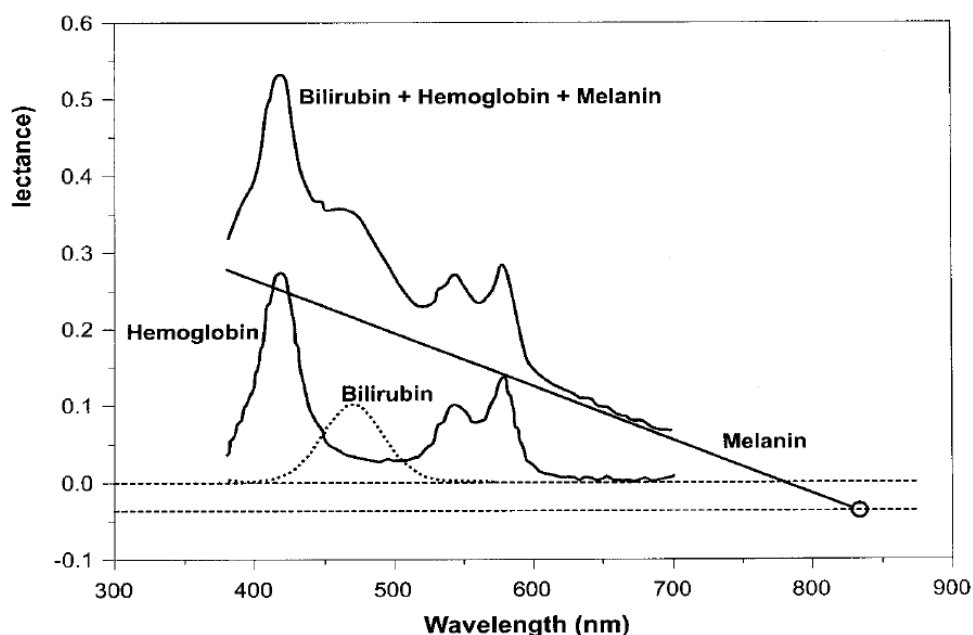


Рис. 1 Спектры поглощения меланина, гемоглобина, билирубина.

Для выделения спектров и определения концентрации веществ используются различные алгоритмы. Один из них это генетический алгоритм.

Генетический алгоритм (ГА) в качестве программы был впервые описан в 1989г. Гольдбергом на основе работ Холланда, который в 1975г. предложил схему генетического алгоритма. ГА представляет собой метод оптимизации, основанный на концепциях естественного отбора и генетики. В этом подходе переменные, характеризующие решение, представлены в виде «генов» в «хромосоме». ГА оперирует конечным множеством решений («популяцией») - генерирует новые решения как различные комбинации частей решений (популяций), используя такие операции, как «отбор», «рекомбинация» (скрещивание) и «мутация». Новые решения располагаются в «популяции» в соответствии с их положением на поверхности исследуемой функции.

Допустим нам нужно оптимизировать некоторую функцию $F(X_1, X_2, \dots, X_n)$. Пусть мы ищем ее глобальный минимум. Тогда, для реализации ГА нам нужно придумать, как мы будем хранить решения. По сути, нам нужно поместить все X_1-X_n в некоторый вектор, который будет играть роль хромосомы. Пусть каждая особь состоит из массива X и значения функции F на переменных, извлеченных из этого массива.

Метод ГА состоит из следующих шагов, проиллюстрированных на рис. 2:

Генерация начальной «популяции» - заполнение популяции «особями», в которых элементы массива X («хромосомы») заполнены случайным образом. Выбор «родительской пары» - нескольких решений с наилучшими значениями F .

«Скрещивание» - берем случайную точку t на массиве X ($0..L-1$).

Теперь, все элементы массива с индексами $0-t$ новой особи («потомка») заполняем элементами с теми же индексами, но из массива X первой родительской особи. Остальные элементы заполняются из массива

второй родительской особи. Для второго потомка делается наоборот - элементы 0-t берут от второго потомка, а остальные - от первого.

Новые особи с некоторой вероятностью «мутируют», при этом меняются местами значения случайного параметра массива X этой особи. Вероятность «мутации» обычно полагают порядка 1%.

Полученные особи-потомки добавляются в популяцию после переоценки. Обычно новую особь добавляют взамен самой плохой старой особи, при условии что значение функции на новой особи выше значения функции на старой (плохой) особи. Степень обновления обычно настраивают так, чтобы как можно большее количество особей заменялось.

Если самое лучшее решение в популяции нас не удовлетворяет, то переходим на шаг 2.

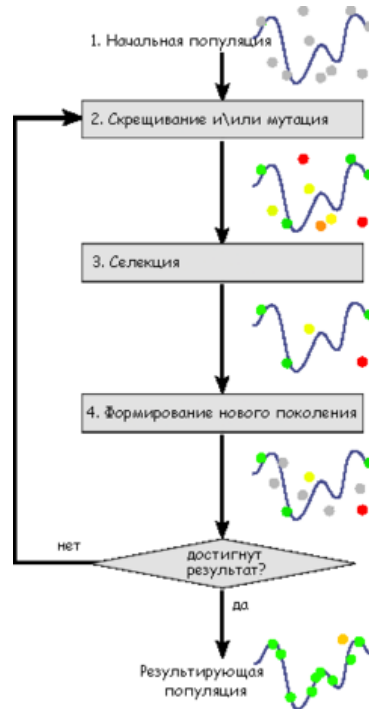


Рис. 2 Схема работы генетического алгоритма.

Такой метод реализован в программе GeneHunter, которую можно настроить для решения задачи разложения спектрального контура на составляющие.

Список использованных источников:

- 1 Goldberg D. Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning, Addison Wesley, 1989
- 2 Holland H. Adaptation in natural and artificial systems. University of Michigan Press, Ann Arbor, 1975

ОСОБЕННОСТИ ПОСТАНОВОК ЗАДАЧ ПО ОПТИМИЗАЦИИ РАЗМЕЩЕНИЯ РЕКЛАМНОЙ ПРОДУКЦИИ И МЕТОДОВ ИХ РЕШЕНИЯ

Радионович В.В.

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

Козлов С.В. – д.т.н., профессор

Современный мир невозможно представить без рекламы, поэтому ее грамотное размещение является важной задачей. Из-за огромного количества факторов влияющих на эффективность рекламы эта задача становится трудновыполнимой и затрачивает много времени. Поэтому использование нейронных сетей для вычислений оптимального размещения рекламы является перспективным методом решения.

Объем рынка непрерывно возрастает из-за увеличения количества продукции. Это напрямую влияет на развитие рекламного рынка. На его состояние также оказывают влияние некоторые факторы: медианфляция, ужесточение рекламного законодательства. В связи с ростом рекламного рынка эффективность самой рекламы снижается: пользователи слишком часто пересекаются с самой разнообразной рекламой, что вызывает негативные ассоциации. Следовательно, владельцы каналов распространения рекламы (телеканалов, тиражей, аудиторий и т.п.) могут повысить стоимость размещения, поэтому, чтобы достичь того же количества покупателей, рекламодатель вынужден увеличивать рекламный бюджет.

Чтобы провести правильную рекламную кампанию, рекламодатель должен представить свой товар через телевидение (ТВ) максимальному количеству заинтересованных лиц в рамках своего рекламного бюджета. Также важно распределить заинтересованных лиц (пользователей) по группам: ведь многие товары для мужчин абсолютно не интересуют женщин и наоборот. Поэтому групп пользователей будет $n = \overline{1, N}$ количество, а важность n -ной группы пользователей для рекламодателей можно выразить в весовом коэффициенте β_n .

В наиболее общем виде постановка задачи на размещение рекламной продукции состоит в следующем. У рекламодателей есть выбор из $m = \overline{1, M}$ ТВ-каналов. Также телеканалы и соответствующие временные блоки обладают разной стоимостью рекламного времени S .

Для того чтобы определить потребительские предпочтения в сфере ТВ используются электронные измерения для оценки аудитории телеканалов. Эти приборы называются пиплметрами. Регистрация зрителей осуществляется с помощью блока дистанционного управления (БДУ), на котором расположены кнопки для регистрации членов семьи или гостей, когда телевизор включен. Член семьи или гость, входящий в комнату, где включен телевизор, нажимает закрепленную за ним кнопку, регистрируя свое присутствие. Для регистрации гостя на БДУ имеются специальные кнопки. При регистрации гостя пиплметр запрашивает его пол и возраст. Когда зритель выходит из комнаты, он повторно нажимает свою кнопку и тем самым снимает свою регистрацию. Пиплметр автоматически в течении дня записывает все данные о людях и просматривает в память. Поэтому пиплметр дает информацию о среднем количестве зрителей B , которое смотрит канал m , в момент времени t , при условии показа передачи P типа.

С учетом всего вышесказанного задача по оптимизации ресурсов рекламодателей может быть сведена к следующему виду. Необходимо максимизировать количество рекламных блоков с учетом важности для рекламодателей.

$$B_{\xi}(\xi) = \sum_m \sum_t \sum_n B_{m,t,n} \cdot \beta_n \rightarrow \max$$

при ограничении на рекламный бюджет вида

$$\sum_m \sum_t S_{m,t} \cdot \xi_{m,t} \leq C$$

где C – бюджет на рекламу

S – стоимость рекламного времени m -го канала в момент времени t

Однако, нельзя забывать, что есть конкретное расписание программ телепередач, согласно которой на m -ом канале в момент времени t идет программа P -ого типа. А тип программы влияет на параметр B в каждой n -ой группе. Также на решение подобных оптимизационных задач оказывается весьма сложным из-за большого количества каналов и огромного объема временных

дискретов, в которые можно вставить рекламный ролик. Конечно, эта задача занимает много времени. Поэтому очень важно подобрать метод для наискорейшего и точного решения. Многообещающими является использование нейронных сетей, так как они способны выявлять скрытые закономерности, быстро вычислять из-за распараллеливания обработки информации. Также нейронные сети могут работать со слабоструктурированными данными.

Таким образом, для современных кампаний все более возрастает необходимость тщательного, научно-обоснованного планирования, оптимизации и управления рекламными затратами с целью повышения их эффективности.

Список использованных источников:

1. Саймон Хайкинг Нейронный сети полный курс, 2-е издание / Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2006. –1104 с.

КОНТРАПЕРТУРНЫЕ АКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь
Русакевич И.С.

Крушев В. Т. – к. т. н., доц.

В разных источниках контрапертурные АС представляются как пример экономически и серийно необоснованных решений для преславутого High End. Приверженцы контрапертурных АС считают их несправедливо забытой эволюционной ветвью звуковоспроизводящих устройств, позволяющих получить всенаправленное излучение и массу других замечательных эффектов невозможных при использовании другой архитектуры. Поговорим подробно о контрапертурной акустике.

Сам термин “контрапертура” чаще используется в оптике, где обозначает соосно расположенные излучающие свет отверстия. В акустике смысл немного меняется, и вместо отверстий следует понимать громкоговорители.

Акустическое оформление в таких АС предполагает размещение двух идентичных динамиков (и тут величины, которыми можно пренебречь, становятся очень малы) строго друг напротив друга и их синфазное включение. Важно, чтобы излучатели не имели фазовых задержек и частотных отличий (это в разы увеличивает стоимость компонента). При соблюдении этих условий волны от противоположных динамических головок контрапертурной АС излучают результирующую волну со сферическим фронтом (т.е, фактически, представляют собой всенаправленный излучатель).



Рисунок 1 - контрапертурные акустические системы

Эти принципы контрапертурного излучения были описаны в работе Л.В. Головкиной “Creation speakers in all sides direction in acoustics”. Там отмечалось, что можно определить оптимальное расстояние между соответственно расположенными динамиками для появления эффекта всенаправленного излучения. Это расстояние определяется углом раскрытия диаграммы направленности головки и суммарным звуковым давлением, создаваемым на некотором расстоянии от головки при подведении определенной мощности.

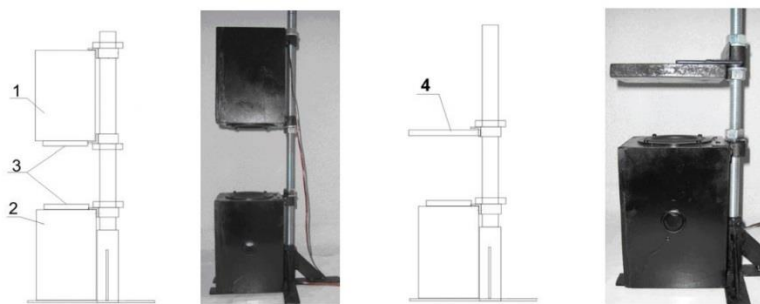


Рисунок 2 - Контрапертурная и полуапертурная АС(1, 2 – корпуса для широкополосных головок (3), отражающая пластина — 4)

Также известны т.н. полуапертурные АС, где вместо второго излучателя применяется специальная пластина. Принцип остаётся близким, с той лишь разницей, что эффект достигается с использованием отраженных волн.

Эксперты отмечают незначительные различия в результирующих волнах при использовании контрапертурного и полуапертурного излучения.

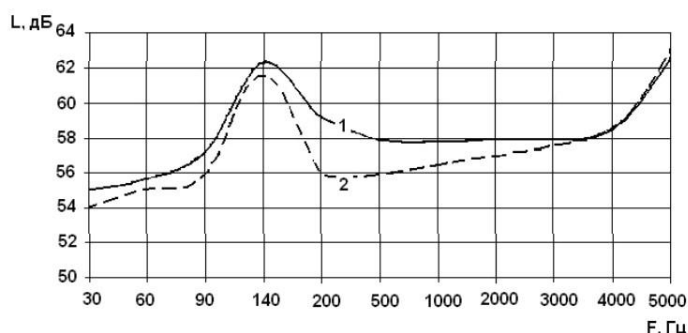


Рисунок 3 - Зависимость усредненного уровня звукового давления излучателей от расстояния (1 – два контрапертурных излучателя; 2 – две обычные системы (стереопара))

В отличие от многих нерациональных, бессмысленных, коммерчески спекулятивных решений в High End, применение контрапертурного излучения имеет как физическое, так и психоакустическое обоснование. Описаны эффекты, сказывающиеся на верности воспроизведения.

Диаграмма направленности

При взаимодействии волн соосно расположенных динамиков звуковое давление создаётся в воздушном “столбе” между ними. Возникает т.н. “монополь давления” или точка всенаправленного излучения. Таким образом расширяются вертикальная и горизонтальная диаграммы направленности.

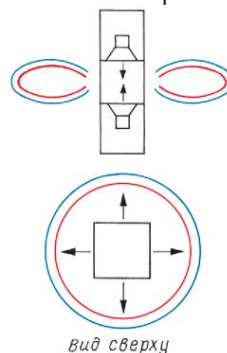


Рисунок 4 – Диаграмма направленности

Логично, что при использовании всенаправленного излучения зона комфортного прослушивания увеличивается. Соответственно, нет необходимости в поиске “вершины треугольника” для создания корректной стереопанорамы и правильного расположения КИЗ (кажущихся источников звука). Таким же образом решается проблема “дальней зоны”, в которой прослушивание становится более комфортным.

Хочу отметить, что отражения бесспорно будут, как и при использовании АС с классической архитектурой. Соответственно, без акустической обработки помещения обойтись будет нельзя. При этом у классических АС отражений никак не меньше, просто они неравномерны и точно также требуют соответствующих решений в отделке стен и т.п.

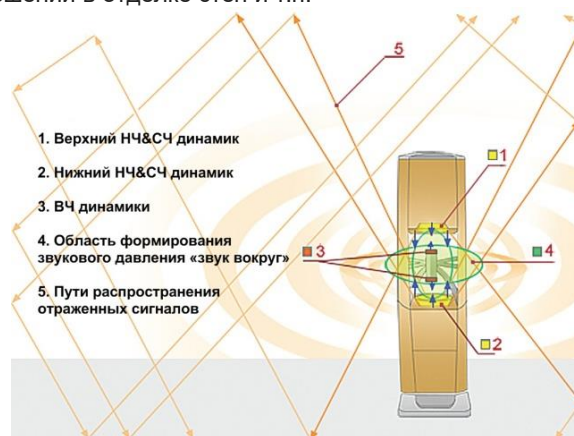


Рисунок 5 – Структура контрапертурной АС и распространение сигналов

Список использованных источников:

1. <https://habr.com/ru/company/pult/blog/409437/>
2. <https://baseacoustica.ru/akustika/1-osnovy/146-kontraperturnaja-akustika.html>

КОНТРАПЕРТУРНЫЕ АКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь
Русакевич И.С.

Крушев В. Т. – к. т. н., доц.

В разных источниках контрапертурные АС представляются как пример экономически и серийно необоснованных решений для преславутого High End. Приверженцы контрапертурных АС считают их несправедливо забытой эволюционной ветвью звуковоспроизводящих устройств, позволяющих получить всенаправленное излучение и массу других замечательных эффектов невозможных при использовании другой архитектуры. Поговорим подробно о контрапертурной акустике.

Сам термин “контрапертура” чаще используется в оптике, где обозначает соосно расположенные излучающие свет отверстия. В акустике смысл немного меняется, и вместо отверстий следует понимать громкоговорители.

Акустическое оформление в таких АС предполагает размещение двух идентичных динамиков (и тут величины, которыми можно пренебречь, становятся очень малы) строго друг напротив друга и их синфазное включение. Важно, чтобы излучатели не имели фазовых задержек и частотных отличий (это в разы увеличивает стоимость компонента). При соблюдении этих условий волны от противоположных динамических головок контрапертурной АС излучают результирующую волну со сферическим фронтом (т.е. фактически, представляют собой всенаправленный излучатель).



Рисунок 1 - контрапертурные акустические системы

Эти принципы контрапертурного излучения были описаны в работе Л.В. Головкиной “Creation speakers in all sides direction in acoustics”. Там отмечалось, что можно определить оптимальное расстояние между соответственно расположенными динамиками для появления эффекта всенаправленного излучения. Это расстояние определяется углом раскрытия диаграммы направленности головки и суммарным звуковым давлением, создаваемым на некотором расстоянии от головки при подведении определенной мощности.

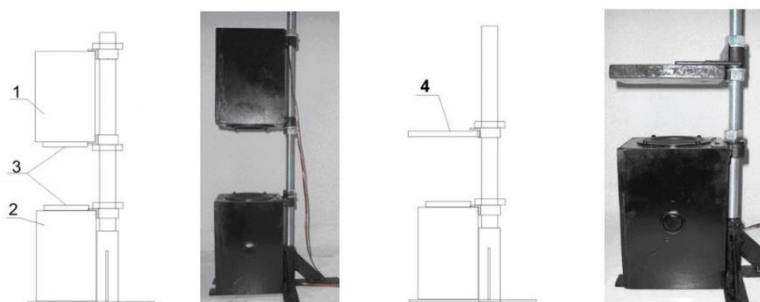


Рисунок 2 - Контрапертурная и полуапертурная АС(1, 2 – корпуса для широкополосных головок (3), отражающая пластина — 4)

Также известны т.н. полуапертурные АС, где вместо второго излучателя применяется специальная пластина. Принцип остаётся близким, с той лишь разницей, что эффект достигается с использованием отраженных волн.

Эксперты отмечают незначительные различия в результирующих волнах при использовании контрапертурного и полуапертурного излучения.

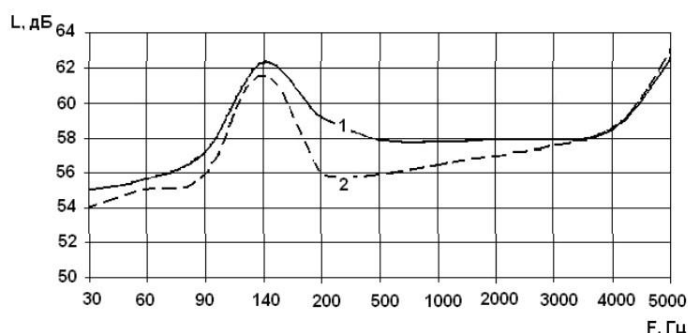


Рисунок 3 - Зависимость усредненного уровня звукового давления излучателей от расстояния (1 – два контрапертурных излучателя; 2 – две обычные системы (стереопара))

В отличие от многих нерациональных, бессмысленных, коммерчески спекулятивных решений в High End, применение контрапертурного излучения имеет как физическое, так и психоакустическое обоснование. Описаны эффекты, сказывающиеся на верности воспроизведения.

Диаграмма направленности

При взаимодействии волн соосно расположенных динамиков звуковое давление создаётся в воздушном “столбе” между ними. Возникает т.н. “монополюс давления” или точка всенаправленного излучения. Таким образом расширяются вертикальная и горизонтальная диаграммы направленности.

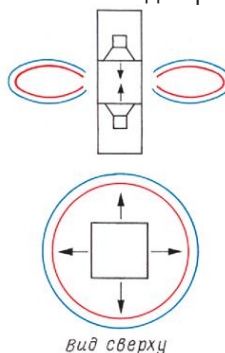


Рисунок 4 – Диаграмма направленности

Логично, что при использовании всенаправленного излучения зона комфортного прослушивания увеличивается. Соответственно, нет необходимости в поиске “вершины треугольника” для создания корректной стереопанорамы и правильного расположения КИЗ (кажущихся источников звука). Таким же образом решается проблема “дальней зоны”, в которой прослушивание становится более комфортным.

Хочу отметить, что отражения беспорядочно будут, как и при использовании АС с классической архитектурой. Соответственно, без акустической обработки помещения обойтись будет нельзя. При этом у классических АС отражений никак не меньше, просто они неравномерны и точно также требуют соответствующих решений в отделке стен и т.п.



Рисунок 5 – Структура контрапертурной АС и распространение сигналов

Список использованных источников:

1. <https://habr.com/ru/company/pult/blog/409437/>
2. <https://baseacoustica.ru/akustika/1-osnovy/146-kontraperturnaja-akustika.html>

ОПРЕДЕЛЕНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ОБОРУДОВАНИЯ НА ОСНОВЕ КЛАССИФИКАЦИИ ИНФОРМАТИВНЫХ ПРИЗНАКОВ СИГНАЛОВ

Рябцев П. Г., Толкач Р. В.

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

Давыдов И. Г. – к.т.н., доцент

В данном тезисе рассмотрен метод определения режимов работы роторного оборудования на основе третьоктавных спектров сигналов вибрации.

Современные тенденции обслуживания и ремонта роторного оборудования все более и более ориентируются на обследование фактического состояния рабочих машин. Как показывает опыт, эпизодическое диагностирование не дает уверенного прогноза в сроках выхода оборудования из строя. Необходимы вибромониторинг и автоматическая вибродиагностика, которые можно осуществлять только с помощью стационарной виброаппаратуры.

При автоматической вибродиагностике оборудования имеют место случаи обработки сигналов вибрации, снятых с оборудования, находящегося в выключенном состоянии или режиме, отличном от рабочего (холостой ход). Для решения данной проблемы необходимо применять методы определения режима работы оборудования.

Анализ спектра вибрации позволяет сравнить характерные частоты отдельных узлов роторного оборудования, которые проявляются при работе оборудования. Анализ октавного спектра позволит компенсировать нестабильность во времени частоты вращения, уменьшить время, необходимое для обработки сигнала вибрации.

Показателем схожести было выбрано суммарное изменение соответствующих уровней третьоктавных спектров сигналов вибрации. При появлении дефекта и его развитии в октавном спектре сигнала вибрации наблюдается рост характерных частотных составляющих, что необходимо учитывать при сравнении спектра сигнала вибрации с эталонным спектром, соответствующим определенному режиму работы оборудования. Однако резкое и значительное изменение спектра (например, при снятии сигнала с выключенного оборудования) будет распознано как другой режим работы. На рисунке 1 приведено сравнение третьоктавных спектров сигналов вибрации двух одинаковых режимов работы оборудования (рабочие состояния), на рисунке 2 – двух различных (эталонное рабочее состояние и холостой ход).

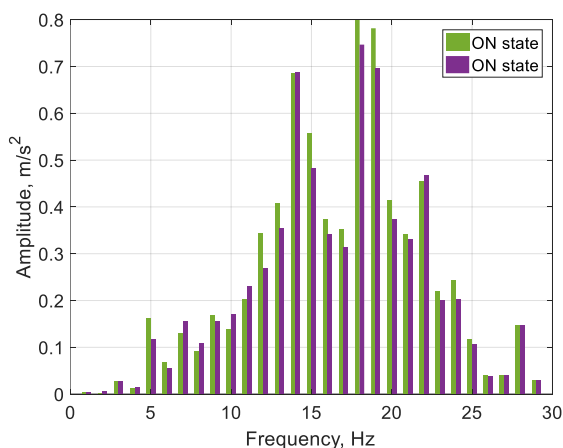


Рисунок 1 – Сравнение третьоктавных спектров сигнала вибрации одинаковых режимов работы

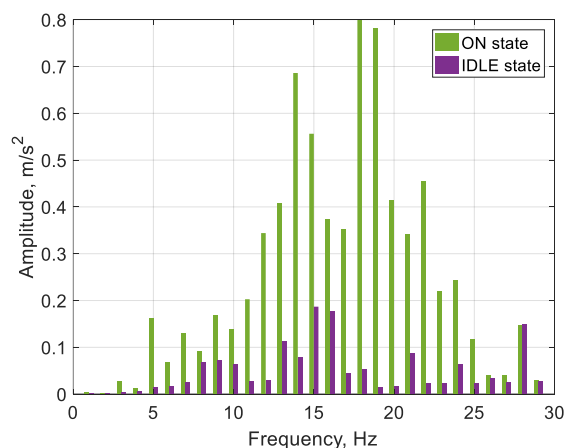


Рисунок 2 – Сравнение третьоктавных спектров сигнала вибрации различных режимов работы

Рассмотренный метод является вычислительно простым, однако может приводить к ошибочному определению режима работы оборудования при наличии посторонних шумов от рядом расположенного оборудования и должен дополняться другими методами определения режима работы оборудования, например на основании оценки метрических показателей сигналов вибрации.

Список использованных источников:

- 1 Рандаль, Р. Б. Частотный анализ / Р. Б. Рандаль. – Глоструп, Дания : К. Ларсен и сын A/O, 1989. – 389 с.
- 2 Баркова, Н. А. Введение в виброакустическую диагностику роторных машин и оборудования : учеб. пособие / Н. А. Баркова. – СПб. : Изд. Центр СПбГМТУ, 2003. – 160 с.
- 3 Биргер, И. А. Техническая диагностика / И. А. Биргер. – М. : Машиностроение, 1978. – 240 с.

ОПТИМИЗАЦИЯ ВЧ СТРУКТУРЫ ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ

Скаун И.В.

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

Рак А.О. – к.т.н., доцент

Работа посвящена анализу и аналитической методике оптимизации коаксиальной структуры.

На рисунке 1 изображена модель четвертьволнового резонатора и его эквивалентная схема, представляющая отрезок длинной линии, замкнутой накоротко на одном конце и разомкнутой на другом конце. При этом, на разомкнутом конце линия имеет ёмкость, образованную трубкой дрейфа и ускоряющими зазорами. Четвертьволновый резонатор работает на частоте, при которой длина линии приблизительно равна длине волны электромагнитных колебаний $l \approx \lambda_0/4$. На разомкнутом конце образуется пучность электрического поля, которое используется для ускорения частиц в двух зазорах.

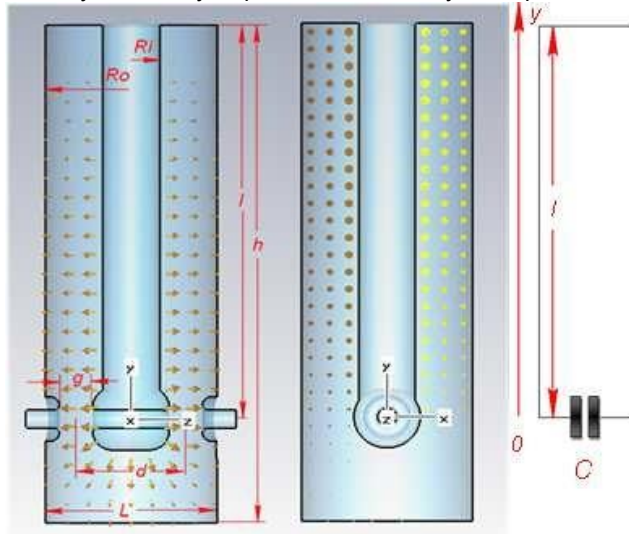


Рисунок 1 – Четвертьволновой коаксиальный резонатор и его эквивалентная схема.

На рисунке 2 представлены результаты анализа эквивалентной схемы резонатора в виде графиков коэффициента перенапряжения по магнитному полю B_p/E_a , приведённых величин шунтового к поверхностному сопротивлению r_a' , геометрического фактора G' и шунтового сопротивления к добротности (Ra/Q) в зависимости от отношения внутреннего и наружного радиусов коаксиальной линии R_i/R_o .

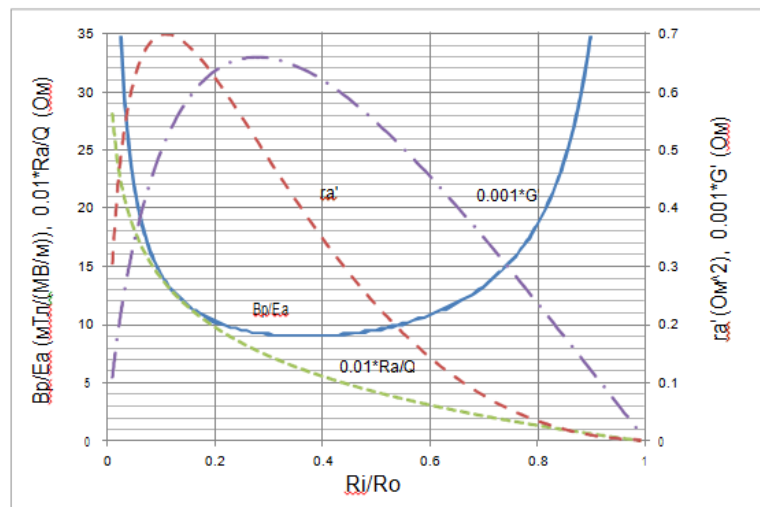


Рисунок 2 – Параметры четвертьволнового резонатора в зависимости от соотношения радиусов внутреннего и наружного проводников коаксиальной линии при $T=1$ и $l=\lambda_0/4$.

При этом для упрощения выкладок, рассматривается четвертьволновая линия ($l = \lambda_0/4$) без учёта ёмкости на разомкнутом конце ($C = 0$) и фактора пролётного времени ($T = 1$). Можно выделить два основных критерия оптимизации:

1) Минимизация Vp/Ea , которая даёт возможность увеличения ускоряющего поля при ограничении величины магнитного поля: практическая 10 максимальная величина пикового магнитного поля составляет $Vp \approx 70$ мТл. Минимум $Vp/Ea \approx 9$ мТл/(МВ/м) достигается при $Ri/Ro = 0,36$.

2) Получение максимально возможного приведённого к поверхностному сопротивлению шунтового сопротивления r'_a ; при этом форма резонатора оптимизируется на максимальную эффективность преобразования СВЧ мощности в ускоряющее поле, которая достигается при $Ri/Ro = 0,12$.

Компромисс между максимальным значением r'_a и минимальным Vp/Ea находится в диапазоне $Ri/Ro = 0,12 \dots 0,36$. Для увеличения рабочего градиента ускоряющих полей необходимо минимизировать Vp/Ea . Для получения максимальной эффективности использования криогенной мощности надо увеличивать шунтовое сопротивление r'_a . При изменении Ri/Ro от 0,36 до 0,3 шунтовое сопротивление возрастает на 25% при всего лишь 5% росте Vp/Ea . Соотношение $Ri/Ro = 0,3$ обеспечивает практический компромисс при проектировании резонатора.

Применение данной методики для расчёта параметров $Vp/Ea, G, Ra/Q$ четвертьволновых резонаторов ускорителя даёт результаты, которые находятся в хорошем согласии с данными трехмерного моделирования.

Список использованных источников:

1. Третьяков, А. Г. Оптимизация резонаторов линейных ускорителей с учетом высших видов колебаний: дис. ... канд. техн. наук: 01.04.20 / Андрей Геннадьевич Третьяков: науч. рук. Н.П. Собенин. - Москва, 1985. - 134 с.
2. Facco, J.S. Sokolovski, V. Andreev, G. Bassato, E. Chiaveri, P. Favaron, V. Zvyagintsev, "Experience with the low β resonators at LNL", Proceedings of the 7th International Conference on Heavy Ion Accelerator Technology, Canberra, 17-23 September, 1995, Nucl. Instr. And Meth. A382 (1996) p.107- 111.
3. A. Facco, V. Zvyagintsev, "Beam steering in superconducting quarter-wave resonators: An analytical approach", Phys. Rev. ST Accel. Beams 14, 070101, p.1-8 (2011).

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ГЕНЕРАТОР РАДИОЧАСТОТ С МАЛЫМ УРОВНЕМ ПОБОЧНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ

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

Соколовский Д.В.

Кореневский С.А – к.т.н., доцент

В работе рассмотрены схемы построения широкополосных генераторов радиочастот с малым временем перестройки частоты и мощности выходного сигнала. Разработаны электрические: структурная, функциональная и принципиальная широкополосного генератора радиочастот. Приведены результаты исследований характеристик широкополосного генератора радиочастот.

В настоящее время в радиоэлектронных системах различного назначения все более широкое применение находят перестраиваемые акустооптические фильтры (ПАОФ). Например, в рамках программы Европейского Космического Агентства (ESA) предложено использование ПАОФ для создания гиперспектральных изображений поверхности Земли. Одной из важнейших характеристик ПАОФ является рабочий оптический диапазон. Оптическая фильтрация используется для обнаружения и идентификации объектов и визуализации их структуры, что позволяет получать более контрастное изображение характерных свойств. Для обеспечения перестройки оптического диапазона необходимо применение широкополосных генераторов радиочастот (ШГРЧ) [1]. ШГРЧ должен формировать высокочастотный сигнал синусоидальной формы с программной перестройкой частоты в широких пределах (30-200 МГц) с малым шагом (1 Гц) и малым временем (100 нс) перестройки частоты, а также обладать малым уровнем побочных излучений (-40 дБн) [1].

Целью работы является разработка широкополосного генератора радиочастот. Для достижения поставленной цели необходимо:

1. Провести анализ схем построения ШГРЧ с высокой стабильностью частоты, малыми значениями шага и времени перестройки частоты.
2. Разработать структурную, функциональную и принципиальную электрические схемы ШГРЧ с малым уровнем побочных излучений.
3. Разработать программное обеспечение для управления перестройкой частоты и уровнем мощности выходного сигнала ШГРЧ.
4. Произвести настройку и исследование характеристик ШГРЧ.

Проведенный анализ схем построения ШГРЧ [2, 3, 4], обеспечивающих высокую стабильность частоты, малый шаг и малое время перестройки частоты показал, что для решения поставленной задачи целесообразно использовать синтезатор частот с прямым цифровым синтезом – цифровой вычислительный синтезатор (ЦВС). Структурная схема широкополосного генератора радиочастот приведена на рисунке 1.

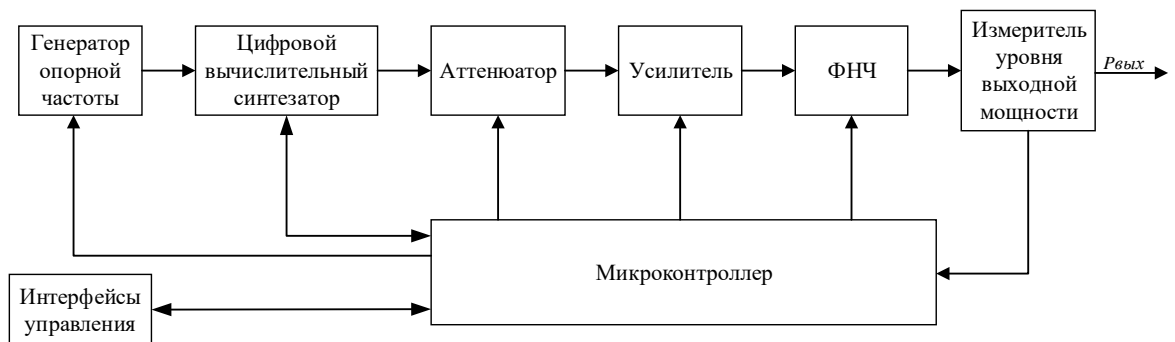


Рисунок 1 – Структурная схема широкополосного генератора радиочастот

Обзор современной элементной базы показал, что в качестве цифрового вычислительного синтезатора для обеспечения требуемых параметров (диапазон рабочих частот, шаг перестройки рабочей частоты, время перестройки частоты) целесообразно использовать микросхему AD9959 фирмы Analog Devices. Шаг перестройки частоты определяется 32-разрядным кодом и составляет 0,12 Гц. Время перестройки частоты составляет 65 нс. Для формирования тактовой частоты ЦВС используется встроенный умножитель частоты микросхемы AD9959. Регулировка мощности осуществляется с помощью цифрового 10 – разрядного умножителя, выходной код которого подается на вход данных ЦАП. Проведенный анализ параметров выходного сигнала ЦАП микросхемы AD9959 показал, что для обеспечения требуемого значения шага перестройки мощности выходного сигнала (0,1 дБ) в заданном диапазоне мощностей (0-35 дБм) требуется применение управляемого аттенюатора. В качестве аттенюатора использована микросхема HMC759, позволяющая обеспечить шаг перестройки выходного сигнала 0,25 дБ. Совместное использование управления мощностью выходного сигнала с помощью ЦАП микросхемы AD9959 и микросхемы HMC759

позволяет обеспечить требуемое значения шага перестройки мощности выходного сигнала (0,1 дБ) в заданном диапазоне мощностей (0-35 дБм).

Анализ характеристик современных микросхем усилителей мощности показал, что для обеспечения требуемого значения мощности выходного сигнала ШГРЧ целесообразно использовать трех каскадный усилитель. Предварительный каскад выполнен на микросхеме *HMC589*, промежуточный и оконечный – *HMC1099*. В результате нелинейных искажений усилителей выходного сигнала возникают спектральные составляющие 2 и 3 гармоник частоты усиливаемого сигнала. Для обеспечения требуемого уровня побочных излучений в спектре выходного сигнала ШГРЧ (-40 дБн) после трех каскадного усилителя установлены программно-переключаемые ФНЧ.

Управление работой ШГРЧ обеспечивается микроконтроллером *STM32F407*. Разработанное программное обеспечение для микроконтроллера осуществляет: обработку команд по внешнему интерфейсу управления *USB* или *CAN*, управление параметрами системы (вид синхронизации, перестройка частоты и мощности выходного сигнала), контроль параметров ШГРЧ и настройку усилителей. Управление частотой осуществляется путем вычисления кода частоты и загрузкой его в ЦВС с помощью интерфейса управления *SPI*, а также формирования управляющих сигналов для переключения ФНЧ.

Необходимо также учитывать, что нагрузкой ШГРЧ является ПАОФ, комплексное сопротивление которого имеет сложную частотную зависимость. Поэтому калибровку ШГРЧ проводят в процессе настройки ПАОФ путем записи в память микроконтроллера частот, мощностей и значений регулятора мощности микросхемы *AD9959* и управляемого аттенюатора *HMC759*.

Таким образом проведена разработка, изготовление и настройка ШГРЧ, имеющего следующие параметры:

- диапазон рабочих частот: 30-200 МГц;
- шаг перестройки частоты: 0,12 Гц;
- время перестройки частоты 65 нс;
- диапазон мощностей: 0-35 дБм;
- шаг перестройки мощности: 0,1 дБ;
- уровень побочных излучений: не более -40дБ.

Интерфейсы управления ШГРЧ: *USB*, *CAN*

Список использованных источников:

1. J. Vanhamel, S. Berkenbosch, E. Dekemper, P. Leroux, E. Neefs, E. Van Lil, "Testing of a possible RF-generator for a Space Based AOTF application in the Frame of an ESA Space Mission", URSI GASS, Montreal, 19-26 August 2017
2. Ямпурин, Н.П. Формирование прецизионных частот и сигналов: Учеб. пособие. / Н.П. Ямпурин, Е.В. Сафонова, Е.Б. Жалнин. – Нижегород. гос. техн. ун-т. Нижний Новгород, 2003. – 187 с.
3. Рыжков, А.В. Синтезаторы частот в технике радиосвязи / А.В. Рыжков, В.Н. Попов. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
4. Белов, Л.А. Формирование стабильных частот и сигналов: Учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / Л.А. Белов. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 224 с.

НЕКОНТАКТНЫЕ ДАТЧИКИ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ С ИНИЦИАЛИЗАЦИЕЙ НА ЗАДАННОЙ ВЫСОТЕ

Солонович С.С., Артемьев Р.Д.

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

Забеньков И.И. – д.т.н., профессор

В работе рассматриваются способы инициализации неконтактных датчиков на заданной высоте.

Для инициализации неконтактных датчиков используются устройства ближней радиолокации, к ним относятся радиовысотомеры.

Рассмотрим методы измерения высоты полета. Барометрический метод измерения высоты полета основан на принципе измерения атмосферного давления, которое изменяется в зависимости от текущей высоты полета, с помощью бортового барометра. Радиотехнический метод измерения высоты основан на измерении промежутка времени, за который излучаемый радиосигнал проходит до поверхности и, отразившись, возвращается к летательному устройству. Инерциальный метод измерения высоты полета основан на измерении вертикального ускорения летательного устройства. Полученное значение дважды интегрируется, что дает значение изменения высоты. Ионизационный метод измерения высоты основан на зависимости изменения степени ионизации атмосферы, при изменении расстояния до поверхности земли.

Из рассмотренных методов наиболее приемлемым является радиотехнический метод. Он наиболее широкоиспользуется для воздушной инициализации срабатывания устройств до момента контакта с земной поверхностью.

Формирования команды инициализации по высоте производится различными способами: по высоте, по дальности, по времени и по частоте Доплера.

Первый способ инициализации по высоте производится с использованием радиовысотомера, который измеряет расстояние до подстилающей поверхности и, при достижении снарядам заданного значения высоты, формирует команду инициализации.

Способ формирования команды инициализации по дальности пуска производится с помощью лазерного дальномера, установленного на летательном аппарате либо пусковой установке, который измеряет дальность до цели и дальность до летательного аппарата и, при достижении им заданной дальности, формирует команду инициализации.

Способ формирования команды инициализации по времени предусматривает использование таймера, время срабатывания может задаваться предварительно, так и автоматически.

Способ формирования команды инициализации по эффекту Доплера предусматривает излучение зондирующих радиоимпульсов, прием и усиление отраженных радиоимпульсов. Разница частот излучаемого и принимаемого радиоимпульсов определяет частоту Доплера, которая зависит от изменения скорости снижения летательного устройства. Срабатывание происходит при достижении значения коэффициента Доплера порогового значения.

Рассмотрим современную структуру радиовысотомера для инициализации неконтактного датчика летательного аппарата на заданной высоте.

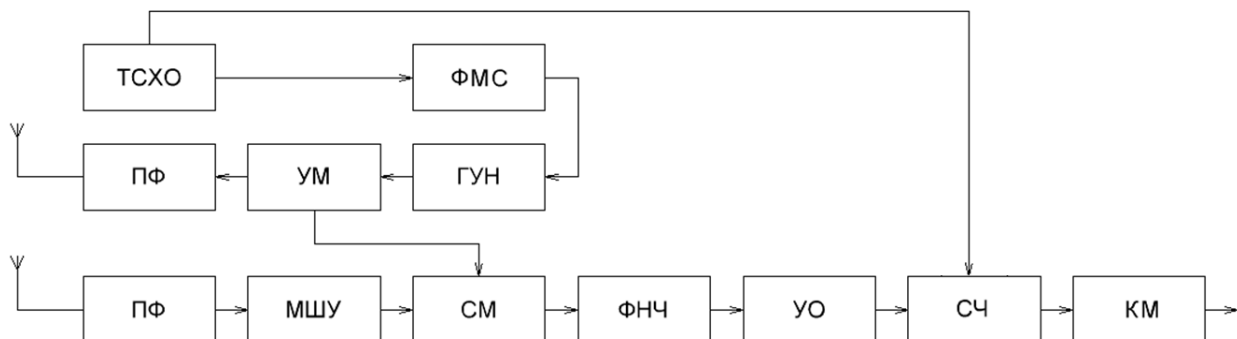


Рисунок 1 — структурная схема радиовысотомера

Представленная на рисунке 1 структурная схема содержит следующие блоки:

- 1) ТСХО — тактовый термокомпенсированный генератор;
- 2) ФМС — формирователь модулирующего сигнала;
- 3) ГУН — генератор, управляемый напряжением;
- 4) УМ — усилитель мощности;

- 5) ПФ — полосовой фильтр;
- 6) МШУ — малозумящий усилитель;
- 7) СМ — смеситель;
- 8) ФНЧ — фильтр нижних частот;
- 9) УО — усилитель-ограничитель;
- 10) СЧ — счетчик;
- 11) КМ — счетный компаратор.

Список использованных источников:

1. Прилепский В.А. Авиационные приборы, 2016.
2. Авиационные приборы и пилотажно-навигационные комплексы, часть 3, 2015.

МЕТОДЫ МОНИТОРИНГА СОЛНЕЧНОЙ АКТИВНОСТИ

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

Стасевич И. А.

Листопад Н. И. – д.т.н, профессор

В работе рассматриваются основные методы мониторинга солнечной активности, а также устройства, которые обеспечивают данные процессы. Рассматривается устройство для мониторинга солнечной активности, его плюсы и минусы относительно других аналогичных устройств.

Солнце является одним из возобновляемых альтернативных источников энергии. На сегодняшний день альтернативные источники тепла широко используют в аграрном хозяйстве и в бытовых нуждах населения.

Использование энергии солнца на земле играет важную роль в жизни человека. При помощи своего тепла солнце, как источник энергии, нагревает всю поверхность нашей планеты. Благодаря его тепловой мощности дуют ветра, нагреваются моря, реки, озера, существует все живое на земле.

Возобновляемые источники тепла, люди начали использовать еще много лет назад, когда современных технологий еще не существовало. Солнце является одним из доступных альтернативных и экологически чистых на сегодняшний день поставщиком тепловой энергии на Земле.

Свет, который излучает солнце на земле, при помощи пассивных, а также активных систем превращается в тепловую энергию.

В свою очередь, к активным системам относятся коллекторы, преобразовывающие солнечную радиацию в энергию, а также фотоэлементы, конвертирующие ее в электричество. К таким системам относят солнечные батареи.

Солнечная батарея — это набор модулей, воспринимающих и преобразующих солнечную энергию, в том числе и тепловых. Но этот термин традиционно закрепился за фотоэлектрическими преобразователями. Поэтому, говоря «солнечная батарея» подразумеваем фотоэлектрическое устройство, преобразующее солнечную энергию в электрическую.

Солнечные батареи способны генерировать электрическую энергию постоянно или аккумулировать ее для дальнейшего использования. Впервые фотоэлектрические батареи были применены на космических спутниках.

Достоинство солнечных батарей — максимальная простота конструкции, простой монтаж, минимальные требования к обслуживанию, большой срок эксплуатации. При установке солнечные батареи не требуют дополнительного места.

Единственное условие — не затенять их в течении длительного времени и удалять пыль с рабочей поверхности.

Современные солнечные батареи способны сохранять работоспособность в течении десятилетий! Трудно найти другую систему настолько безопасную и эффективную с длительным сроком действия! Солнечные батареи вырабатывают энергию в течении всего светового дня, даже в пасмурную погоду.

Но Солнечные батареи имеют свои недостатки в применении:

1. Чувствительность к загрязнениям. (Если расположить батарею под углом 45 градусов, то она будет очищена дождем или снегом, тем самым не потребуются дополнительного обслуживания)
2. Чувствительность к высокой температуре. (Да, при нагреве до 100 — 125 градусов солнечная батарея может даже отключиться и может потребоваться система охлаждения. Вентиляционная система при этом затратит малую долю вырабатываемой батареей энергии. В современных конструкция солнечных батарей предусмотрена система оттока горячего воздуха.)
3. Высокая цена. (Принимая во внимание длительный срок службы солнечных батарей, то она не только окупит затраты на ее приобретение, но и сэкономит средства при потреблении электроэнергии, сэкономит тонны традиционных видов топлива при том экологически безопасна)

В современной архитектуре все чаще планируют строить дома с встроенными аккумуляторными источниками солнечной энергии. Солнечные батареи устанавливают на крышах зданий или на специальных опорах.

Эти здания используют тихий, надежный и безопасный источник энергии — Солнце.

Солнечная энергия используется для освещения, отопления помещений, охлаждения воздуха, вентиляции, производства электроэнергии.

Выбор места для постановки батареи, а также определение габаритов и типа солнечных панелей является немаловажной вещью, для обеспечения дома необходимой электроэнергией. После установки солнечных батарей, необходимо производить мониторинг работы панелей (поворот панелей относительно солнца) для достижения большего КПД. В связи с этим используются различные устройства, которые реализуют данные решения и возможности.

Солнечный трекер (Solar tracker) — устройство, предназначенное для отслеживания положения солнца и ориентирования несущей конструкции таким образом, чтобы получить максимальный КПД от солнечных батарей (или других устройств, установленных на трекере). Концепция трекера предельно проста — по нескольким датчикам контроллер определяет оптимальное положение для солнечной батареи и заставляет серводвигатель поворачивать платформу с устройством в необходимую сторону.

Мобильная станция мониторинга работы солнечной батареи — устройство относится к области измерительной техники и может быть использована для мониторинга работы солнечных батарей, как в

стационарных, так и в передвижных, переносных условиях. Технический результат - возможность оценки эффективности солнечной батареи в натуральных условиях, а именно оценки коэффициента полезного действия, деградации тока короткого замыкания, напряжения холостого хода, мощности, и вольт-амперной характеристики. Предлагаемая мобильная станция мониторинга работы солнечной батареи содержит эквивалент нагрузки, блок управления, средства для измерения параметров учитывающих климатические факторы, а также, по меньшей мере, один датчик температуры рабочей поверхности солнечной батареи, средства для измерения суммарной солнечной радиации, при этом эквивалент нагрузки и все упомянутые измерительные средства соединены с блоком управления, а эквивалент нагрузки имеет вход для соединения его с исследуемой солнечной батареей. Эквивалент нагрузки представляет собой источник тока, управляемый напряжением. Для измерения параметров, учитывающих климатические факторы, она содержит, по меньшей мере, один датчик температуры воздуха, по меньшей мере, один датчик влажности воздуха и, по меньшей мере, один датчик давления воздуха, для измерения суммарной солнечной радиации, она содержит пиранометр.

Устройство для мониторинга солнечной активности – данное устройство используется для логгирования данных солнечной энергии и может применяться в различных комплексах, где используются солнечные батареи и модули. Для постановки батареи было разработано эффективное место, которое с помощью устройства помогает вычислять оптимальное количество секций солнечных панелей, для обеспечения дома электроэнергией на весь год.

Устройство измеряет ежедневную инсоляцию. В устройстве применены микроконтроллер PIC18F458 и флеш-карта памяти MMC на 128 Мб. Солнечное излучение измеряется солнечным элементом. Микроконтроллер управляет картой памяти через SPI интерфейс. Интервал между записями установлен в одну минуту. Микроконтроллер автоматически определяет наличие карты памяти, открывает файл и начинает запись. На ЖК-дисплее в режиме реального времени индицируется имя файла, текущий номер записи и измеренное значение данных АЦП. Использование флеш-карты памяти позволило регистрировать большой объем данных и быстро их просматривать на персональном компьютере.

Для оценки солнечной энергии в исследуемой местности мы регистрируем инсоляцию ($Вт/м^2$). Ежедневное количество солнечной энергии может быть легко вычислено интегрированием графика. Особенностью данного устройства является использование PIC микроконтроллера и карты памяти Multimedia Card для измерения и хранения данных.

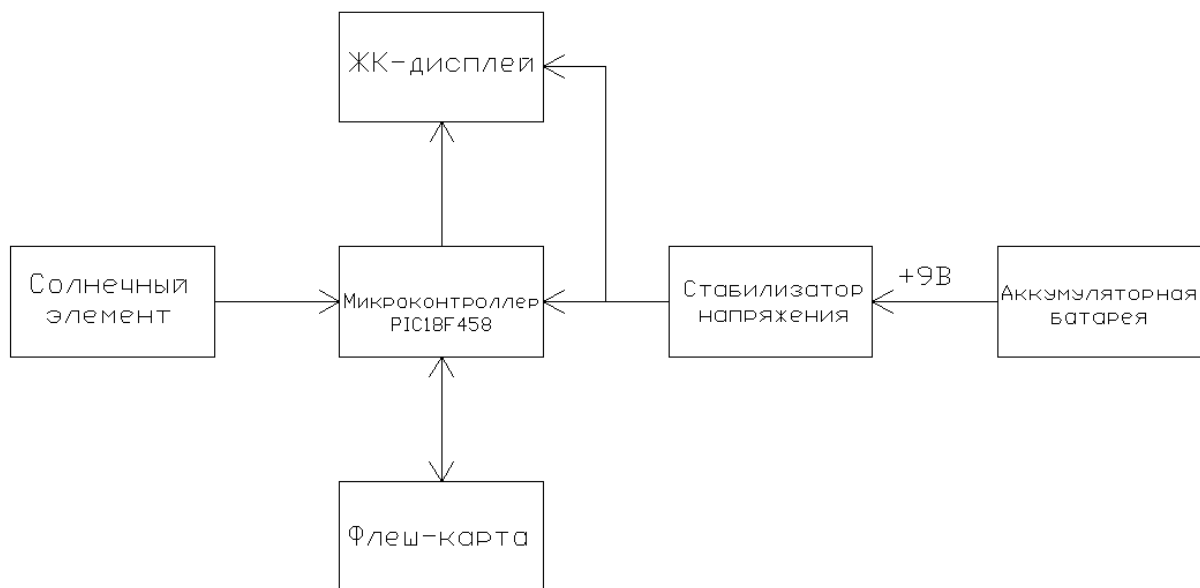


Рис. 1 – Структурная схема устройства для мониторинга солнечной активности

Из приведенных выше устройств, больше полюсов у устройства, для мониторинга солнечной активности. Это устройство простое в реализации так как имеет большое количество возможностей: дешевая элементная база, малые габариты, которые могут выполнять как мониторинг работы батареи, так и верный выбор вида панелей, их мощности, количества и места установки. А единственный минус с аналогичными устройствами, это отсутствие дистанционного мониторинга.

Таким образом из вышеизложенной работы мы выяснили, что устройство для мониторинга солнечной активности, является актуальным и многофункциональным устройством. Оно просто необходимо в домах с встроенными аккумуляторными источниками солнечной энергии.

Список использованных источников:

1. <https://www.rlocman.ru/shem/schematics.html?di=72799>
2. <http://solarsoul.net/treker-dlya-fotoelektricheskix-ustanovok>
3. <http://cxem.net/greentech/greentech12.php>
4. <https://poleznayamodel.ru/model/7/75516.html>
5. <https://akkummaster.com/prochee/alternativnaya-energiya/ispolzovanie-energii-solntsa.html>

ПРАКТЫЧНЫ ВОПЫТ БУДУЧАГА ПЕДАГОГА-ПРАГРАМІСТА Ў ВЫКЛАДАННІ МОЎ ПРАГРАМІРАВАННЯ НАВУЧЭНЦАМ СТАРЭЙШАГА ЎЗРОСТУ

Субота М.С.

Беларускі дзяржаўны ўніверсітэт інфарматыкі і радыёэлектронікі
г. Мінск, Рэспубліка Беларусь

Парафіяновіч Т. А. – к.п.н., дацэнт

Анотацыя: У дадзеным артыкуле акрэсліваецца першы практычны вопыт будучых педагогаў-праграмістаў ў выкладанні мовы праграмавання Java навуцэнцам старэйшага ўзросту на прыкладзе выбранай метадыкі выкладання, якая дала магчымасць кожнаму навуцэнцу праявіць сябе па-рознаму, палепшыць сваю паспяховасць некалькімі спосабамі, атрымаць дапамогу як ад выкладчыка, так і ад іншых навуцэнцаў. Дададзены метадыка спрыяла хуткаму фарміраванню моцнага фундаменту па тэарэтычных ведах і практычных навыках у мове праграмавання Java.

На факультэце радыётэхнікі і электронікі, спецыяльнасць «Прафесійнае навучанне (інфарматыка)», звязаная з падрыхтоўкай выкладчыкаў агульнапрафесійных (агульнатэхнічных) і спецыяльных дысцыплін. Гаворка ідзе пра падрыхтоўку спецыялістаў, якія патрабуюць пэўных ведаў, уменняў і кампетэнцый, якія набываюцца шляхам навучання і практычнага вопыту. Навучальны працэс «... ажыццяўляецца з выкарыстаннем інавацыйных метадалагічных, практычных падыходаў і тэхналогій, адэкватных кампетэнтнасці па падыходу ў падрыхтоўцы спецыяліста» [1, с. 351]. Адною з варыянтных мадэлей кіруемай самастойнай працы студэнтаў з'яўляецца практычная дзейнасць будучых педагогаў-праграмістаў па праблемах прафесійнай адукацыі, выбару і рэалізацыі першых, пробных выключных метадык навучання іншых.

Навучальны працэс ажыццяўляецца з выкарыстаннем інавацыйных тэарэтыка-метадалагічных, практычных падыходаў і тэхналогій, адэкватных кампетэнтнасці па падыходу ў падрыхтоўцы спецыяліста. Адною з варыянтных мадэляў кіруемай самастойнай работы студэнтаў, з'яўляецца наша практычная дзейнасць па праблемах прафесійнай адукацыі, стварэння і рэалізацыі нашых першых, пробных прыватных метадык навучання іншых.

Для эфектыўнага выкладання дысцыпліны важным з'яўляецца вызначэнне правільнай метадыкі. Метадыка – гэта правіла, нейкі “рэцэпт”, альбо алгарытм для правядзення пэўных дзеянняў з мэтай навучання. У склад метадыкі ўваходзяць прычыны, мэты, змест, агульныя і выключныя метады, сродкі і формы навучання. Неабходнай умовай для паспяховага выкладання дысцыпліны з'яўляецца папярэдняе вызначэнне кожнай складальнай.

Выкладанне моў праграмавання ў цяперашні час ажыццяўляецца ў большай меры з практычнага падыходу, так як ёсць неабходнасць у хуткай падрыхтоўцы спецыялістаў. У дадзеным артыкуле акрэсліваецца выкладанне мовы праграмавання Java навуцэнцам старэйшага ўзросту.

Адным з асноўных абраных прычынаў навучання з'яўляецца прыцип нагляднасці. Дададзены прыцип тлумачыць прамое ўздзеянне разнастайнасці органаў пачуццяў, якія ўдзельнічаюць ва ўспрыманні матэрыялу, на эфектыўнасць навучання. Быў выкарыстаны таксама прыцип даступнасці. На аснове гэтага прыципу вызначаецца ступень навукова-тэарэтычнай складанасці навуцальнага матэрыялу, а таксама яго аб'ём, формы і метады навучання. Прыцип сувязі тэорыі з практыкай дапамог навуцэнцам атрымаць больш глыбокія веды ў пэўных раздзелах дысцыпліны.

З пазіцыі педагога навуцальнай мэтай з'яўляецца фарміраванне ведаў па распрацоўцы вэб-праграм; развівальная мэта – уменне навуцэнцаў узаемадзейнічаць у камандзе па выніках выкладання дысцыпліны; выхаваўчая мэта – стымуляванне навуцэнцаў выконваць заданні падчас, правільна ўстанаўліваць прыярытэты і спакойна вызначаць парадак дзеянняў пры вялікай колькасці заданняў, што забяспечвае фарміраванне такіх асабістых якасцей як арганізаванасць, дысцыплінаванасць, мэтанакіраванасць.

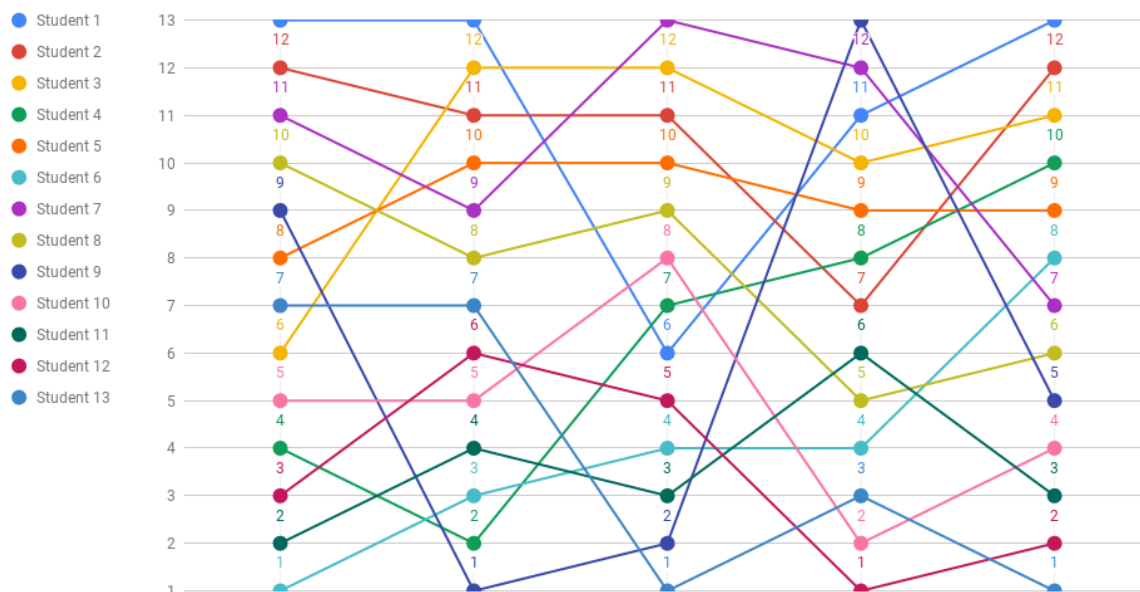
Па характары навуцальна-пазнавальнай дзейнасці адным з асноўных метадаў быў выдзелены тлумачальна-ілюстрацыйны метады. Дададзены метады ўключае як актыўныя спосабы навучання, так і пасіўныя. Спачатку інфармацыю ў даступнай форме падаваў выкладчык, абавязкова з дэманстрацый практычных прыкладаў, візуальным паказам некаторых рэчаў. Потым навуцэнцы выконвалі неабходны комплекс заданняў. У дынамічным парадку ажыццяўлялася праверка заданняў, што дапамагала адразу выявіць, што было складана ў індывідуальным парадку для ўспрымання навуцэнцамі, што з матэрыялу было дадзена не ў дастатковай колькасці. Пастаяннае назіранне за дзейнасцю навуцэнцаў дапамагло таксама і канцэнтрыраваць іх увагу на працэсе навучання.

Рэпрадуктыўны метады выкладання мовы праграмавання Java мае на ўвазе шматразовае паўтарэнне матэрыялу, які быў паднесены раней, узнаўленне ведаў. Для рэалізацыі гэтага метады на кожным занятку праводзілася апытанне па папярэдняму занятку. У больш глабальным сэнсе рэпрадуктыўны метады выконваўся праз гутаркі з навуцэнцамі па пройдзенаму матэрыялу. Шчыльнасць гутарак – пасля кожнага модуля. Неабходна адзначыць, што гутаркі дапамаглі часткова рашыць і праблему суб'ектывізму. Кожны навуцэнец меў магчымасць адказаць на пытанні розных незалежных экспертаў па дысцыпліне. У працэсе гутаркі сам навуцэнец мог бачыць свае прабелы. Трэба сказаць, што прабелы па пэўных тэмах з папярэдніх гутарак хутчэй за ўсё ўжо адсутнічалі на наступных.

Метады праблемнага выкладання садзейнічаў аб'яднанню навуцэнцаў, развіццю камунікацыйных навыкаў, а самае галоўнае, якаснай працы ў камандзе. Дададзены метады быў рэалізаваны праз вынясенне важкіх праблем навуцэнцаў у самастойнай працы на агульнае абмеркаванне. Дапамогу ў большай частцы аказвалі менавіта іншыя навуцэнцы, а не выкладчык. Дзейнасць такога падыходу ў роўнасці ўдзельнікаў абмеркавання, не адбывалася яўнай цэнтралізацыі ўвагі, такая праблема магла б узнікнуць з актыўным удзелам выкладчыка.

Варта адзначыць структуру курса навучання. Курс складаўся з пяці модуляў, па выніку кожнага модуля праводзіўся кантроль і адзначаліся рэзультаты паспяховасці навуцэнцаў, складаўся рэйтынг. У рэйтынг уваходзіла шмат параметраў: адзнака за практычныя заданні на працягу модуля, тэарэтычны адказ, бал за фінальную гутарку па

заканчэнні модуля, а яшчэ бонусныя балы за актыўны ўдзел на занятках. Цікавым эксперыментам стала прысваенне бонусных балаў навучэнцам, якія змясціліся на некалькі пазіцый вышэй у агульным рэйтынг у параўнанні са сваімі рэзультатамі ў папярэдніх модулях. Гэта дадаткова стымуліравала навучэнцаў на ніжэйшых пазіцыях палепшыць свае рэзультаты. Было даследавана, што змены пазіцый на працягу ўсяго курса выкладання сустракаліся даволі рэзка. Гэта падцвярджае адсутнасць суб'ектывізму ў адносінах да навучэнцаў. Дыяграму змянення ў рэйтынгава-модульнай сістэме можна ўбачыць на рысунку 1.



Рысунк 1. - Дыяграма змяненняў пазіцый навучэнцаў

Шматлікія скрыжаванні сведчаць пра тое, што навучэнцы канкурыравалі за лідэрства, а рэзкія пераходы з аднаго модуля ў другі гавораць аб тым, што паспяховасць у кожным модулі адзінвалася адасоблена ад іншых модулей. Прыкладам апошняга служыць рэйтынгавае рост студэнта 9. У студэнта 6 назіраецца паступовы рост, а ў апошнім модулі рост узмацнілі бонусы за папярэднюю рознасць рэйтынгавых месцаў.

Было даследавана, што найбольш прадукцыйнай праца атрымлівалася з перапынкамі, пагэтану праз кожныя 45 хвілін занятку праводзіліся перапынкі 5-10 хвілін. Перад перапынкам навучэнцам даваўся тэст па пройдзенаму матэрыялу, каб сабраць статыстыку ўсваення матэрыялу і яшчэ раз абмеркаваць найбольш незразумелыя пытанні.

У якасці сродкаў для самастойнага навучання былі прадстаўлены спасылкі на неабходныя матэрыялы, а таксама прыклады практычных заданняў. Кожны навучэнец пры неабходнасці мог звярнуцца да выкладчыка анлайн, і выкладчык дапамагаў пры магчымасці. Такім чынам, форма навучання была індывідуальная, і групавая.

У выніку было даследавана, што выбраная методыка выкладання дала магчымасць кожнаму навучэнцу правяць сябе па-рознаму, палепшыць сваю паспяховасць можна было некалькімі спосабамі, а дапамогу атрымаць як ад выкладчыка, так і ад іншых навучэнцаў. Дадзеная методыка спрыяла хуткаму фарміраванню моцнага фундаменту па тэарэтычных ведах і практычных навыках у мове праграмавання Java.

Спіс літаратуры:

1. Парафіяновіч, Т. А. Кантэкстна-кампетэнтнасны падыход у выхаванні навучэнцаў каледжа / Т.А. Парафіяновіч // Адукацыя і выхаванне : навукова-тэарэтычны і навукова-метадычны часопіс. – 2017. – №1 (301) – С. 54 – 58.
2. Беларуская педагагічная энцыклапедыя: у 2-х т. / Рэдкал.: М.П. Баранав [і інш.]. - Мінск: АіВ, 2015.
3. Бяляева, О.А. Метады арганізацыі рэфлексіі: вуч.-метадыч. дапаможнік / В.А. Бяляева. - 3-е выд., Стэрэатып. - Мінск: РІПА, 2016.
4. Крысько, В.Г. Псіхалогія і педагагіка ў схемах і каментарых: вучэб. дапаможнік / В.Г.Крысько. - выд. 6. - М.: Юрайт, 2013.
5. Вучэбна-метадычны комплекс па дысцыпліне «Педагагіка» для спецыяльнасцей (напрамку спецыяльнасці): 1-08 01 01-01 «Прафесійнае навучанне (машынабудаванне)», 1-08 01 01-05 «Прафесійнае навучанне (будуўніцтва)», 1-08 01 01-06 «Прафесійнае навучанне (Аграінжынер)», 1-08 01 01/08 «Прафесійнае навучанне (эканоміка і кіраванне)» / Уклад. С.І. Журавлёва. - Мазыр: МозГПУ, 2016.

МИКРОПОЛОСКОВАЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ АНТЕННА S-ДИАПАЗОНА ВОЛН

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

Тарабаш Н.А., Куцко Д.И.

Романович А.Г. – к.т.н., доцент

В настоящее время на территории Республики Беларусь интенсивно внедряются технологии беспроводной передачи данных. К ним, например, относятся:

- беспроводные сети Wi-Fi, посредством которых имеется возможность подключения к ресурсам сети Интернет с использованием мобильных устройств;
- новые системы датчиков и приборов учета различного назначения с возможностью дистанционной передачи данных по эфиру и т.п.

Одним из наиболее загруженных диапазонов частот в настоящее время является диапазон 2–4 ГГц, так называемый S-диапазон волн. При этом для осуществления эффективного, но в то же время безопасного продвижения технологии беспроводной передачи данных в РБ необходимо развивать методы и средства измерения электромагнитных излучений в S-диапазоне волн.

Измерительная антенна — самостоятельное устройство, которое в совокупности с другими измерительными приборами и источниками сигналов может использоваться для выполнения различных функций, связанных с:

- определением напряженности электромагнитного поля;
- созданием полей определенных напряженностей;
- проведением различных антенных измерений.

Для измерительных антенн обычно регламентируют следующие характеристики:

- диапазон рабочих частот;
- коэффициент усиления (КУ);
- эффективная площадь;
- погрешность, с которой задана эффективная площадь;
- коэффициент стоячей волны (КСВ);
- диаграмма направленности;
- уровень боковых лепестков диаграммы направленности.

Обычно диаграммы направленности измерительных антенн измеряют в двух ортогональных плоскостях. По диаграммам направленности можно определить значение боковых и задних лепестков и возможный уровень приема сигналов с нежелательных направлений.

В различного рода радиоэлектронных системах используют поля и антенны с вращающейся поляризацией: круговой и эллиптической. Измерительные антенны должны обеспечить возможность измерения характеристик электромагнитных полей и антенн с вращающейся поляризацией. Поэтому регламентируют и поляризационные характеристики измерительных антенн.

Погрешности измерения с использованием измерительных антенн зависят главным образом от погрешности эффективной площади и КСВ антенны и от характеристик антенного кабеля.

В условиях современных реалий, где одним из основных требований к радиоэлектронному оборудованию являются массогабаритные характеристики, целесообразно рассмотреть полоскового исполнения измерительной антенны. Патч-антенна (прямоугольная микрополосковая антенна) — радиоантенна с малыми габаритными размерами, изготавливаемая с помощью интегральной технологии, которая может быть установлена на плоской поверхности.

К достоинствам микрополосковых антенн можно отнести:

- простоту производства;
- высокую точность изготовления и повторяемость размеров, что обеспечивает хорошую воспроизводимость параметров;
- малые габариты и массу;
- удобство возбуждения коаксиальными или полосковыми линиями;

Основным недостатком одиночного микрополоскового излучателя являются его узкополосность, связанная с резонансным изменением входного сопротивления, и относительно малый коэффициент полезного действия.

Список использованных источников:

1. В. С. Насонов. Справочник по радиоизмерительным приборам: В 3-х т.; Сов. радио, 1979.
2. А.З.Фрадин, Е.В.Рыжков. Измерение параметров антенно-фидерных устройств. Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио. М.: 1962

УЛУЧШЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ГИБРИДНОГО PLL/DDS СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ

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

Тармола С.А.

Титович Н.А. – к.т.н., доцент

В докладе рассматривается уменьшение флуктуации частоты на выходе гибридного PLL/DDS синтезатора частот (СЧ) за счет повышения стабильности тактового генератора DDS с помощью высокостабильного кварцевого генератора и петли фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

Для любой аппаратуры связи важнейшим блоком, определяющим основные параметры всей системы, является СЧ. В [1] достаточно подробно рассмотрены особенности построения аналоговых и цифровых систем синтеза сетки частот, отмечены их достоинства и недостатки. Аналоговый СЧ на основе ФАПЧ (PLL) относится к следящим системам и работает с точностью до фазы, что обеспечило ей широкое распространение в системах радиосвязи [2]. В современных условиях развития, при появлении новых методов формирования, передачи и маскирования радиосигналов (ППРЧ, шумоподобные сигналы и т.д.) данный СЧ может утратить свои позиции из-за того, что не позволяет достичь высокой скорости перестройки частоты (из-за инерционности ФНЧ в цепи обратной связи). Кроме того, для получения малого шага перестройки по частоте, иногда необходимо объединение в одном синтезаторе нескольких петель ФАПЧ, что превращает его в весьма дорогое и громоздкое устройство. Поэтому аналоговые СЧ с ФАПЧ начинают вытесняться набирающими популярность цифровыми СЧ на основе DDS. Их основные достоинства - высокая скорость перестройки частоты без разрыва фазы, высокая разрешающая способность и широкая синтезируемая полоса частот. Тем не менее, улучшить шумовые характеристики в стационарном режиме, в сравнении с СЧ с ФАПЧ, не удастся. Кроме того, данный СЧ обладает такими недостатками, как высокая потребляемая мощность (практически прямо пропорциональна тактовой частоте) и ограниченное значение выходной частоты $f_{\text{вых, макс.}} = 0,5 \cdot f_{\text{такт.}}$.

В итоге оптимальным решением при проектировании СЧ, является построение гибридного PLL/DDS синтезатора [1], который позволяет получить наилучшие параметры по разрешению, скорости перестройки и чистоте выходного спектра. Схема построения такого СЧ приведена на рис. 1. Благодаря использованию DDS, СЧ получает возможность быстро и очень малого шага перестройки частоты. В свою очередь, в синтезаторе с ФАПЧ опорная частота, полученная от DDS, умножается на $K = M/N$, где M – коэффициент деления выходной частоты генератора управляемого напряжением (ГУН), N – коэффициент деления опорной частоты. Т.к. в роли опорной частоты для ФАПЧ синтезатора используется выходная частота DDS синтезатора, то в синтезаторе ФАПЧ будет умножено как значение самой частоты, так и шага ее перестройки. Соответственно, комбинируя перестройку DDS и синтезаторов ФАПЧ, можно перекрыть очень широкий диапазон частот. В то же время, частота на выходе DDS будет меняться в очень малом диапазоне, что позволит использовать для фильтрации выходного сигнала DDS монолитные полосовые фильтры. Данное решение позволяет получить очень хорошее подавление побочных компонентов [1].

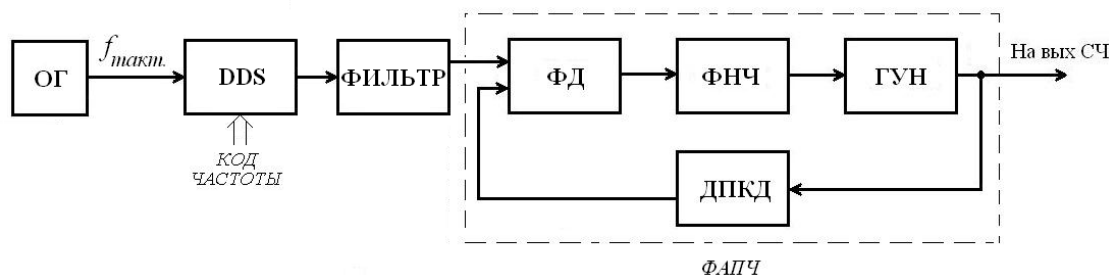


Рисунок 1 – Схема гибридного PLL/DDS синтезатора частот

Хотя СЧ DDS практически не подвержены температурному дрейфу и старению, а показатели флуктуации генерируемых частот очень низкие (1-3 ppm и ниже), его фазовые шумы находятся на уровне опорного генератора тактовых сигналов. Соответственно, несмотря на то, что в СЧ DDS присутствует эффект уменьшения фазовых шумов в процессе деления частоты, ОГ является их главным источником. Поэтому повышение стабильности частоты ОГ улучшит параметры не только DDS, но и PLL/DDS СЧ в целом.

Современные опорные генераторы имеют широкую классификацию [3]. Для определённых задач, подбираются генераторы с необходимыми параметрами. Важнейшими характеристиками ОГ тактового сигнала, является нестабильность частоты (в ppm), джиттер (в пико- или наносекундах) и фазовый шум (в dBc/Гц, т.е., относительно уровня несущей). Из известных генераторов, наибольшей стабильностью частоты обладают квантовые стандарты частоты и СВЧ генераторы, однако их использование ограничено из-за массогабаритных и энергетических характеристик. Также они имеют высокую стоимость.

В системах радиосвязи, в качестве опорного генератора, в подавляющем большинстве случаев, выступают кварцевые резонаторы. Они отличаются хорошими техническими характеристиками и относительно низкой стоимостью. К их недостаткам можно отнести небольшой частотный диапазон ($f_{\text{резонансная}} < 40$ МГц). Данное ограничение можно обойти путём применения высших гармоник, однако при этом снижается

добротность резонатора, и, как следствие, возрастает частотная нестабильность синтезированных сигналов. Другой проблемой данного типа резонатора является его старение, которое наблюдается в первый год работы резонатора. Также для их характерна сильная зависимость от температуры окружающей среды. Конструктивные ограничения кварцевых генераторов, не дают возможности уменьшить стоимость, повысить технологичность, применить групповые и интегральные методы изготовления резонаторов.

Качественной и инновационной альтернативой для кварцевых резонаторов являются микроэлектромеханические (MEMS) резонаторы, которые только начинает приобретать популярность [4]. Новые генераторы лишены многих недостатков кварцевых устройств. Одно из их достоинств - возможность встройки резонатора в кристалл микросхемы. Генераторы на основе МЭМС-резонаторов могут обеспечить высокую стабильность и добротность (20000 – 30000). Также они имеют низкий уровень шумов, малое энергопотребление и более широкий исходный диапазон частот. Хотя они имеют хорошие показатели термостабильности, в широком диапазоне температур (–40 до +85 °С), но по этому параметру они всё ещё проигрывают кварцевому резонатору. Данный факт обусловлен тем, что в МЭМС-резонаторах используется кремний, размягчающийся с повышением температуры, что приводит к изменению критического параметра – частоты. На данный момент, разнообразие по генерируемым частотам невелико (8...1800МГц). Ещё из недостатков можно отметить достаточно высокое напряжение смещения (20...70В) и высокое эквивалентное сопротивление (30 кОм). Первый из недостатков ограничивает их использование в устройствах с батарейным типом питания, а из-за второго, с увеличением частоты, сигнал практически пропадает.

В связи с тем, что технология MEMS-резонаторов ещё развивается и по параметру стабильности частоты они не сильно опережают кварцевый резонатор, при проектировании высокостабильных тактовых генераторов часто используется последний. Для улучшения стабильности ОГ можно использовать низкочастотный кварцевый резонатор в связке с системой ФАПЧ. Термостабильный кварцевый резонатор выступает ОГ для неперестраиваемой системы ФАПЧ с высокочастотным управляемым напряжением генератором. В замкнутом кольце ФАПЧ, на входе фазового детектора (ФД) частоты ОГ и ГУН будут равны (за счёт использования делителя с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД) частоты ГУН в цепи ОС). Тем не менее, фаза между двумя генераторами не может быть постоянно одинакова, поэтому в системе постоянно будет наблюдаться небольшой фазовый сдвиг (остаточное рассогласование по фазе). За счёт этого, на выходе ФД образуется напряжение, которое будет постоянно воздействовать на высокочастотный ГУН, тем самым удерживая его частоту постоянной. В итоге, практически полностью будет устраняться частотная ошибка, а на DDS будет поступать стабильный высокочастотный тактовый сигнал. Таким образом, предлагаемая структурная схема СЧ с улучшенными шумовыми характеристиками будет выглядеть как на рис. 2.

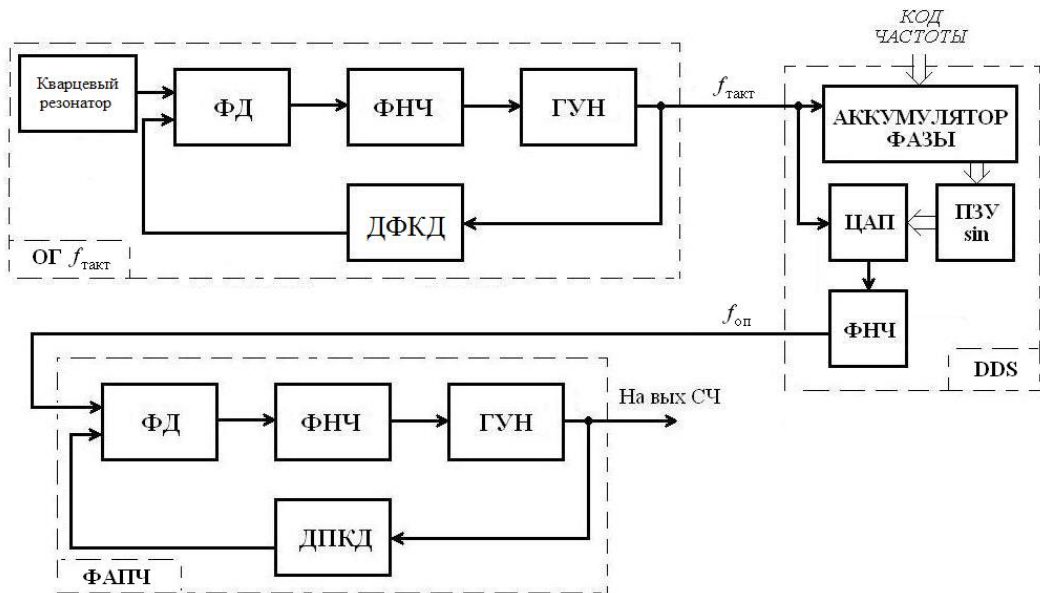


Рисунок 2. Пример применения ФАПЧ в качестве стабилизации тактовых импульсов для СЧ DDS.

Список использованных источников:

1. Ридико Л.И. DDS: прямой цифровой синтез частоты // Компоненты и технологии. - 2001. № 7-8.
2. Тармола С.А. Интегральные синтезаторы частоты в передатчиках магистральной радиосвязи./ 54-я научная конференция аспирантов, магистрантов и студентов БГУИР, 2018. - 116-117 с.
3. Поликарповских А.И. Современные опорные генераторы для систем синтеза частот и сигналов./ Вестник Воронежского государственного технического университета, 2014.
4. Майская В. МЭМС-резонаторы. Процесс пошел./ Электроника, №4 (00110), 2011..

МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ И ЗАЩИТЫ ОТ АВАРИЙ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПРОМЫШЛЕННОГО ОБОРУДОВАНИЯ

Татарченко С.Н.

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

Крушев В.Т. – к.т.н., доцент

В работе рассматривается микропроцессорная система, предназначенная для контроля и защиты от аварий электроприводов промышленного оборудования на базе асинхронных двигателей.

В настоящее время наиболее распространённым видом электродвигателей являются асинхронные двигатели трехфазного переменного тока с рабочим напряжением до 500В. Их надежная и бесперебойная работа обеспечивается системами защиты, которые в большинстве своем представляют собой устройства на базе микропроцессоров. Принцип работы большинства существующих устройств защиты основан на прямом измерении текущего тока в каждой из фаз статора двигателя. Недостаток этого метода заключается в том, что для защиты разных двигателей необходимо программировать отдельно свои значения минимальных и максимальных токов. В связи с этим для реализации устройства был выбран метод контроля и защиты с помощью измерения коэффициента мощности [1].

Разработанная система защиты предназначена для контроля режима работы асинхронного электропривода в трехфазной сети энергоснабжения (380/220В, 50 Гц) и автоматического отключения при возникновении аварийных ситуаций. Принцип работы устройства основан на контроле текущих значений коэффициента мощности (K_m) в цепи питания работающего электропривода. На рисунке 1 представлена временная диаграмма работы электродвигателя в трехфазной цепи.

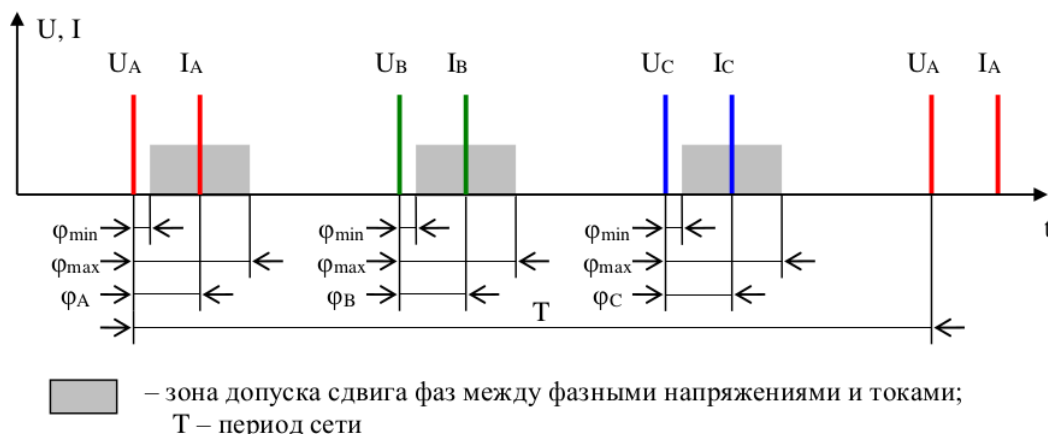


Рисунок 1- Временная диаграмма работы электропривода в трехфазной сети

На рисунке U (A, B, C) и I (A, B, C) представляют собой точки перехода значений напряжения и тока из отрицательных в положительные (переход через ноль) в фазах сети A, B, C. φ (A, B, C) представляют собой номинальные сдвиги фаз между током и напряжением в каждой фазе, φ_{\min} и φ_{\max} являются минимальным и максимальным сдвигом между током и напряжением в каждой фазе. При синусоидальном напряжении и токе коэффициент мощности равен косинусу угла сдвига фаз между кривыми напряжения и тока. Таким образом, при измерении временного интервала между переходом через ноль напряжения и тока можно получить значения K_m в каждой фазе. Паспортное значение K_m , которое соответствует номинальной мощности, указывается в технических условиях и находится в пределах 0,6 — 0,95 для большинства современных двигателей [2]. Без нагрузки (режим холостого хода) K_m не превышает значения 0,1...0,2, т.е. двигатель не выполняет полезной работы, но продолжает потреблять ток от сети. При блокировке ротора K_m стремится к 1 и сдвиг фаз между током и напряжением практически исчезает. Контроль коэффициента мощности в границах от 0,1 до 0,95 позволяет определить степень нагрузки практически любого асинхронного двигателя не зависимо от его паспортной мощности, что делает устройство наиболее универсальным решением.

Разработанная система построена на базе микроконтроллера *stm32f030r8t6* с ядром *cortex-M0*. На рисунке 2 представлена структурная схема системы защиты.

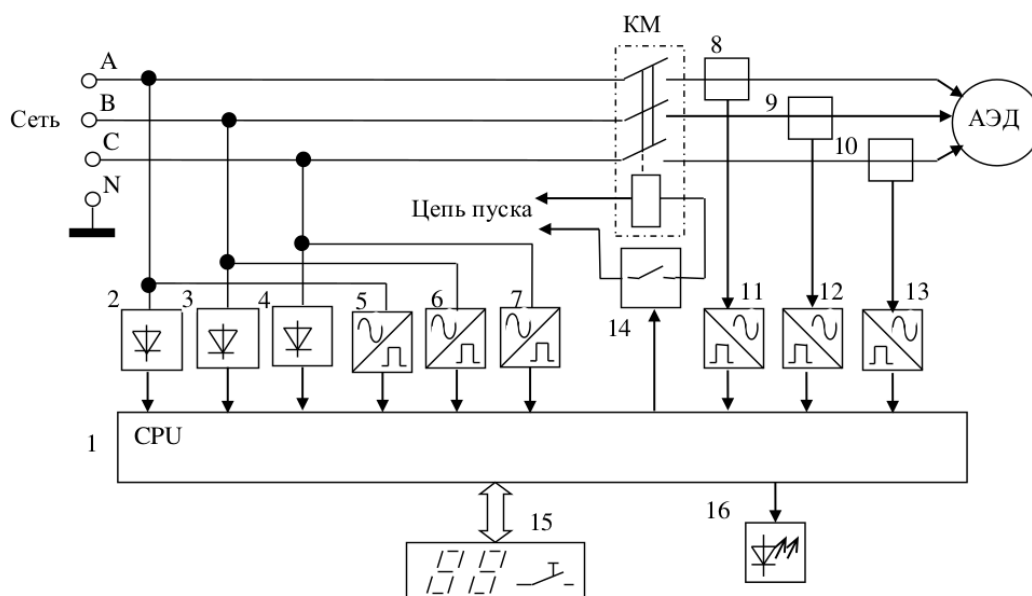


Рисунок 2- Структурная схема системы контроля и защиты от аварий

Блок защиты состоит из микроконтроллера 1; преобразователей напряжения сети 2, 3, 4; преобразователей переменного напряжения в импульсное 5, 6, 7; преобразователей сигналов с датчиков тока в импульсное напряжение 11, 12, 13; узла коммутации исполнительной цепи 14. Датчики тока 8, 9, 10 представляют собой бесконтактные датчики индуктивного типа (трансформаторы тока). Фазные напряжения сети поступают на встроенный аналогово-цифровой преобразователь (АЦП) микроконтроллера через преобразователи напряжения сети 2, 3 и 4. Текущая частота сети, а также порядок чередования фаз (АВС или СВА) контролируется через преобразователи переменного напряжения в импульсное 5, 6, 7. Измерение коэффициента мощности в каждой фазе осуществляется с помощью преобразователей напряжения и тока в импульсные напряжения, сигналы с которых поступают на цифровые входы микроконтроллера. С помощью встроенных таймеров микроконтроллер измеряет временной сдвиг между импульсами тока и напряжения и определяет текущее значение Км за каждый период фазы. Узел индикации 16 отображает режим, в котором находится электропривод. В случае аварии срабатывает светодиодная индикация. Блок ввода-вывода данных 15 служит для отображения текущего режима работы, вывода информации о возможной причине срабатывания аварийного отключения. Блок ввода-вывода отображает историю предыдущего цикла работы двигателя и позволяет просмотреть и отредактировать константы для контролирующей программы. Для исключения ложных срабатываний можно задавать чувствительность программы контроля и время срабатывания таймера для задержки включения защиты.

При включении в сеть электропривода, устройство защиты производит проверку качества сети. Блок защиты измеряет текущие фазные напряжения, частоту и порядок чередования фаз в сети. Измеренные значения сравниваются с постоянными, записанными в энергонезависимую память контроллера, и, в случае попадания измеренных значений в заданные пределы, включает узел коммутации 14 через заданное время задержки. В течение цикла работы электродвигателя блок защиты непрерывно измеряет фазные напряжения и значения Км в каждой фазе и на основе измерений вычисляет текущий перекос фаз и разбаланс по мощности. В случае отклонения значений от заданных программой включается таймер задержки отключения. Если после срабатывания таймера контролируемые значения не возвращаются в заданные пределы, то срабатывает система защиты и происходит принудительное отключение электропривода от сети. Вместе с срабатыванием защиты происходит запись во внутреннюю память контроллера возможной причины аварии, которую в дальнейшем можно считать с помощью устройства ввода-вывода данных в виде номера ошибки.

Таким образом, разработанная микропроцессорная система представляет собой простое и универсальное решение для защиты асинхронных электродвигателей от перегрузок и аварий.

Список использованных источников:

1. Патент RU 2263382.
2. Чернышев А.Ю., Дементьев Ю.Н., Чернышев И.А. Электропривод переменного тока // Томский политехнический университет, 2011.

АНАЛИЗ СКАЛОГРАММЫ ВИБРОСИГНАЛА ДЛЯ ОБОРУДОВАНИЯ С ПЕРЕМЕННОЙ СКОРОСТЬЮ ВРАЩЕНИЯ

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

Толкач Р.В., Космач Н.В.

Давыдов И.Г. – к.т.н., доцент

В данной работе рассматривается применимость скалограммы в качестве инструмента мониторинга оборудования с переменной скоростью вращения вала для оценки технического состояния оборудования.

Одной из наиболее важных и актуальных проблем современности является повышение качества и надежности механизмов, машин и оборудования в любой отрасли промышленности. Это вызвано постоянным ростом энерговооруженности современных предприятий, заводов, оснащением их сложной техникой, внедрением автоматизированных систем обслуживания и управления.

Техническая диагностика - это область науки и техники, изучающая и разрабатывающая методы и средства определения и прогнозирования технического состояния механизмов, машин и оборудования без их разборки. Использование методов и средств технической диагностики позволяет значительно уменьшить трудоемкость и время ремонта и таким образом снизить эксплуатационные расходы [1].

Далее представлено применение скалограммы для диагностики промышленного оборудования с изменяющейся скоростью вращения вала. Анализ был проведен на подшипнике с выраженным дефектом, рисунок 1.

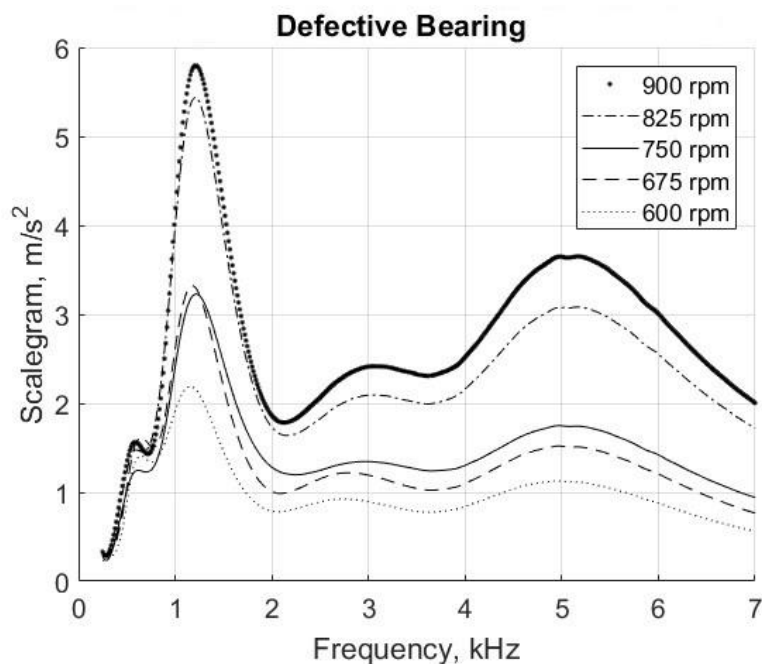


Рис. 1 – Дефектный подшипник при различных скоростях вращения

Таким образом с увеличением процентного отклонения скорости вращения вала от номинального значения, разница в энергетическом вкладе отдельных компонент возрастает [2]. Данный факт затрудняет использование скалограммы как инструмента мониторинга состояния оборудования с сильно изменяющейся скоростью вращения вала (более 10%).

Список использованных источников:

3. Азовцев Ю.А., Баркова Н.А., Гаузе А.А. Вибрационная диагностика роторных машин и оборудования целлюлозно-бумажных комбинатов: учебное пособие/СПб.: СПбГУРП, 2014. - 127 с: ил. 77.
4. Mallat S.G. A Wavelet Tour of Signal Processing. The Sparse Way / Academic Press, 2009 – 805 p.

ОПТИМАЛЬНЫЙ НАБОР ИНФОРМАТИВНЫХ ПРИЗНАКОВ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

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

Трус И.И., Бурак А.И.

Давыдов И.Г. – к.т.н., доцент

Сердечно-сосудистые заболевания в настоящее время являются одной из самых распространенных причин инвалидности и ранней смертности населения. Во избежание развития стойких нарушений и осложнений, приводящих к столь печальным последствиям, принципиально важным является обнаружение патологий на ранних стадиях. Фонокардиограмма – это наиболее простой и доступный метод диагностики состояния сердца, основанный на регистрации звуковых колебаний, сопровождающих сердечные сокращения, с помощью микрофона и последующем их анализе. В ходе построения автоматизированных систем анализа фонокардиограмм критически важным этапом является определение набора признаков, позволяющих в наиболее полной мере дифференцировать фонокардиограммы больных и здоровых людей. В работе рассматриваются методы для осуществления отбора признаков.

Существует большое число всевозможных характеристик сигнала в частотной, временной, частотно-временной областях, которые могут использоваться в качестве информативных признаков для осуществления классификации. Тем не менее, необходимо дополнительное исследование применимости признаков для каждой конкретной задачи, так как зачастую многие признаки не обладают необходимой дифференцирующей способностью. Кроме того, использование большого набора информативных признаков ведет к увеличению вычислительной сложности системы.

Задача отбора оптимального набора признаков заключается в том, чтобы выбрать такое подмножество признаков из исходного набора признаков, что точность классификатора, обученного на этом подмножестве признаков, будет максимальной (по всем подмножествам исходного множества признаков).

Существуют 3 группы методов выбора информативных признаков:

- 1) методы-фильтры;
- 2) методы-обёртки;
- 3) встроенные методы [1].

Методы-фильтры не требуют взаимодействия с алгоритмом обучения. Они осуществляют отбор оптимального набора признаков, задействуя только информацию, полученную из обучающей выборки. Методы-фильтры выполняются на этапе предварительной обработки, до выполнения алгоритма обучения. Методы-фильтры рассматривают каждую переменную независимо и, в некоторой степени, изолированно, оценивая ее по тому или иному показателю (информационные или статистические критерии, минимальная избыточность при максимальной релевантности MRMR и др.). Среди рассматриваемых подходов методы-фильтры обладают наименьшей вычислительной сложностью. Также они масштабируемы и просты в применении.

Методы-обёртки осуществляют оценку информативности конкретных подмножеств признаков, используя алгоритм обучения.

Принцип методов обёртки состоит в следующем:

1) выполняется поиск по пространству подмножеств исходного множества признаков (как правило, в задачах классификации акустических сигналов невозможно выполнить прямой перебор всевозможных подмножеств исходного набора признаков, поэтому используют различные алгоритмы поиска);

2) для каждого шага поиска используется информация о качестве обучения на текущем подмножестве признаков.

Итак, для применения методов-обертки необходимо, во-первых, выбрать стратегию поиска по пространству подмножеств исходного множества признаков, и, во-вторых, выбрать функцию оценки качества обучения на текущем подмножестве признаков [2].

Встроенные методы выполняют выбор подмножества признаков в качестве одного из этапов обучения, и поэтому специфичны для конкретной модели. Достоинства этих методов заключаются в следующем:

1) наилучшим образом приспособлены к конкретной модели;

2) отсутствует необходимость выделять специальную тестовую выборку, на которой тестируется порог функции ранга для методов-фильтров или выполняется поиск наилучшего подмножества для методов-обертки;

3) как следствие из предыдущего пункта, при использовании этого метода вероятность переобучения классификатора значительно меньше.

Рассмотренные группы методов применимы для формирования оптимального набора информативных признаков для классификации акустических сигналов.

Список использованных источников:

1. Шитиков В. К., Мاستицкий С. Э. Классификация, регрессия, алгоритмы Data Mining с использованием R. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ranalytics.github.io/data-mining>. – Дата доступа: 20.03.2019.
2. Ron Kohavi, George H. John. Wrappers for feature selection // Artificial Intelligence 97. – 1997. – P. 273–324.

ОСОБЕННОСТИ ПЕЛЕНГАЦИИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

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

Филиппов Д.И.

Забеньков И.И. – профессор, д.т.н.

В основе методов измерения дальности до объектов пассивной локации лежит определение направления прихода радиоволн и соответствующая обработка фронта волны. Наиболее употребительными методами пеленгации являются амплитудный и фазовый. В данной работе рассматривается фазовый метод пеленгации и влияние широкополосности сигналов на пеленгационные характеристики. Методология определения местоположения объектов по излучаемому или пассивному сигналу рассматривалась в [1-5]. В указанных работах предполагается узкополосность пространственно-временного сигнала, что позволяет автоматически переносить результаты активной радиолокации на пассивную радиолокацию при пеленгации целей. Однако в большинстве случаев при применении в качестве измерительного инструмента высокочувствительных радиометров это условие нарушается, что, естественно, необходимо учитывать. Условия узкополосности пространственно-временного сигнала [4] можно записать в виде

$$\frac{\Delta f}{f_0} < \frac{\lambda_0}{L} \quad (\Delta f < C/L),$$

где λ_0 – длина волны, соответствующая средней частоте фильтра; L – протяженность раскрыва антенны или базы пеленгатора; C – скорость распространения радиоволн. В противоположном случае сигнал для рассматриваемой антенной системы является широкополосным. Современные радиометры характеризуются высокой чувствительностью, достигающей долей градусов и широкой полосой пропускания радиоприемного тракта, которая может достигать 300...500 МГц и более. Рассчитаем верхнюю границу размера раскрыва антенны, когда принимаемый пространственно-временной сигнал еще можно считать узкополосным (квазикогерентным)

$$L = \frac{C}{\Delta f} = \frac{3 \times 10^8}{500 \times 10^6} = 0,6 \text{ м.}$$

Большинство антенных раскрывов превосходит данное значение, поэтому "условие полной корреляции входных процессов" нарушается. Следовательно, при построении систем пеленгации источников широкополосных сигналов с применением высокочувствительных радиометров, следует учитывать условие (1). Оптимальная схема обработки сигналов при пеленгации методом сравнения фаз представлена на рисунке 1 [1].

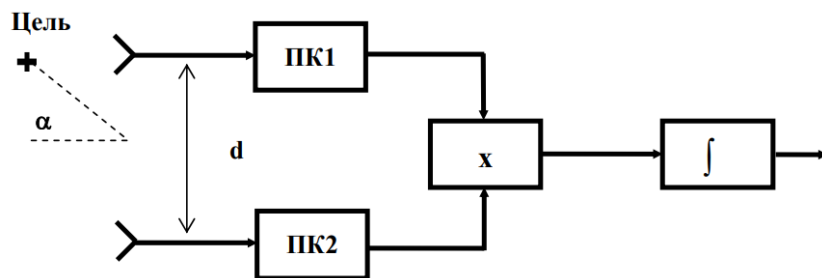


Рисунок 1 - Структурная схема фазового пеленгатора
(x - перемножитель, ∫ - интегратор, d – база пеленгатора)

Пусть приемные каналы ПК1 и ПК2 пеленгаторов имеют одинаковую центральную частоту настройки и идентичные частотные и фазовые характеристики. Допустим также, что диаграммы направленности по напряженности излучателей одинаковы и имеют в направлении объекта одинаковую величину

$$F_1(\alpha) = F_2(\alpha) = F(\alpha).$$

Когда выполняется условие узкополосности (1), соотношения для пеленгационной характеристики и чувствительности имеют вид [1]

$$\Psi_{\varphi}(\alpha) = F(\alpha) \sin \left[\frac{2\pi d}{\lambda_0} \sin \alpha \right], \quad \gamma_{\varphi}(\alpha) = \frac{2\pi}{\lambda_0} d. \quad 2)$$

Отметим, что приведенные соотношения соответствуют использованию фазового детектора с синусной фазовой характеристикой.

Пеленгационная чувствительность и точность измерений увеличивается при повышении d/λ_0 , однако при $d/\lambda_0 > 0,5$ пеленгационная характеристика становится неоднозначной. При приеме широкополосного сигнала пользоваться соотношением (2) нельзя, т.к. нарушается условие (1). В этом случае необходимо учитывать статистические свойства источника. Покажем это. Пусть приемные каналы имеют идеальную для приема широкополосного шума частотную характеристику [1]

$$C(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega - \omega_0| \leq \frac{\Delta\omega}{2}, \\ 0, & |\omega - \omega_0| > \frac{\Delta\omega}{2}, \end{cases} \quad (3)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ – средняя частота фильтра; $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ – полоса пропускания фильтра. Тогда энергетический спектр принимаемого сигнала имеет вид[6]

$$N(\omega) = \begin{cases} 2N_0, & |\omega - \omega_0| \leq \frac{\Delta\omega}{2}, \\ 0, & |\omega - \omega_0| > \frac{\Delta\omega}{2}. \end{cases}$$

Корреляционная функция $B(\tau)$, коэффициент корреляции $R(\tau)$ и время корреляции τ_0 определяются соответственно соотношениями

$$B(\tau) = \frac{2N_0}{\pi\tau} \sin \frac{\tau\Delta\omega}{2} \cos \omega_0\tau, R(\tau) = \frac{\sin \frac{\tau\Delta\omega}{2}}{\frac{\tau\Delta\omega}{2}} \cos \omega_0\tau, \tau_0 = \frac{\pi}{\Delta\omega} \quad (4)$$

Разность хода лучей в 1-м и 2-м каналах можно трактовать как временную задержку и, следовательно, после перемножения и усреднения получаем сигнал, пропорциональный корреляционной функции. Поскольку $\tau = \frac{d}{c} \sin \alpha$, то пеленгационная характеристика для рассматриваемого случая следует из соотношений (4)

$$\Psi(\alpha) = \left[\frac{\pi d \Delta f}{\lambda_0 f_0} \sin \alpha \right]^{-1} F(\alpha) \sin \left[\frac{\pi d \Delta f}{\lambda_0 f_0} \sin \alpha \right] \cos \left[\frac{2\pi d}{\lambda_0} \sin \alpha \right] \quad (5)$$

Как видно из (5), пеленгационная характеристика шумового сигнала отличается от (2) зависимостью от ширины полосы сигнала, которая определяет корреляционные свойства источника теплового излучения. Нетрудно показать, что пеленгационная чувствительность осталась прежней и определяется соотношением $\gamma(\alpha) = \frac{2\pi d}{\lambda_0}$. На рис. 2 представлены типичные пеленгационные характеристики (косинусный фазовый детектор). Кривая 1 описывает пеленгационную характеристику для пеленгатора с узкополосным сигналом; кривая 2 – пеленгационную характеристику для пеленгатора с широкополосным сигналом; кривые 3 описывают огибающую пеленгационной характеристики для пеленгатора с широкополосным сигналом. Различия в пеленгационных характеристиках очевидны – во втором случае при увеличении угла α уровень огибающей уменьшается. Нули пеленгационной характеристики α_0 определяются соотношением

$$\alpha_0 = \arcsin \left[\frac{\lambda_0 f_0}{d \Delta f} \right] = \arcsin \left(\frac{C}{d\Delta f} \right).$$

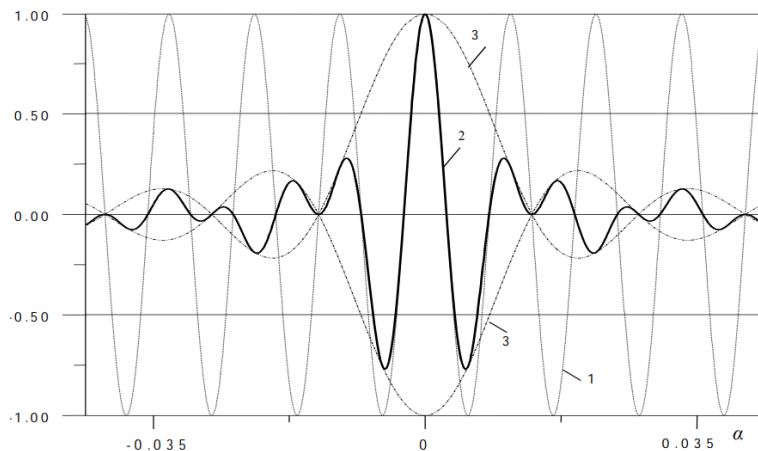


Рисунок 2 – Пеленгационные характеристики:
1 – для узкополосного сигнала; 2 – для широкополосного сигнала;
3 – огибающие пеленгационной характеристики

Отсюда следует, что при соответствующем выборе базы ширину основного пика функции неопределенности можно сделать достаточно малой. Однако изменение ширины базы влечет за собой и изменение пеленгационной характеристики (в том числе и узкополосного пеленгатора), в то время как изменение ширины полосы пропускания фильтра приводит к изменению пеленгационной характеристики только пеленгатора с широкополосным сигналом, обусловленное изменением огибающей пеленгационной характеристики. Таким образом, при практически приемлемых габаритах фазового пеленгатора можно получить довольно узкий пик в пеленгационной характеристике. Кроме того, анализ показывает, что в радиотеплокационных системах с обработкой широкополосных сигналов приводит к уменьшению уровня боковых лепестков диаграммы направленности. При этом мощность помех, принимаемых по боковым лепесткам, снижается и, как следствие, повышается качество обработки сигналов. Особую важность пространственная селективность приобретает в радиотеплокационных системах с искусственным сжатием диаграммы направленности [1]. Отметим, что точность пеленгования зависит от отношения сигнал / шум. Суммарная энергия сигнала $\mathcal{E} = \Delta f N_0 T$, где T – время интегрирования. Отсюда видно, что повышение отношения сигнал/шум можно вести по двум путям. Во-первых, можно увеличить время интегрирования (или уменьшить полосу пропускания низкочастотной части радиометра ΔF) [1,2], однако это приводит к увеличению инерционности сканирующих пеленгаторов. Во-вторых, к аналогичным результатам приводит расширение полосы пропускания ПФ. Выше отмечалось и из рисунка 2 видно, что в случае узкополосного пеленгационная характеристика является неоднозначной. Устранение неоднозначности можно осуществлять различными способами – изменением размера базы, частоты сигнала [2,7]. При использовании широкополосных сигналов уровень сигнала в соседних секторах неоднозначности, в отличие от систем с узкополосным сигналом, уменьшается в соответствии с огибающей пеленгационной характеристики. Изменением полосы пропускания радиометрического приемника (при соответствующей нормировке мощности) можно классифицировать однозначные и неоднозначные измерения. Таким образом, из приведенного анализа можно сделать вывод о благотворном влиянии широкополосности сигналов на характеристики фазовых пеленгаторов: о улучшается пеленгационная характеристика фазового пеленгатора, что позволяет, в частности, снижать требования к антенным системам; о улучшается соотношение сигнал/шум, что в конечном итоге ведет к увеличению точности пеленгования.

Список использованных источников

1. Николаев А.Г., Перцов С.В. Радиотеплокация (пассивная радиолокация). – М.: Сов. радио, 1964. – 336 с.
2. Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д.Ширмана. – М.: Сов. радио, 1970. – 560 с.
3. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
4. Фалькович С.Е., Хомяков Э.Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. – М.: Радио и связь, 1981. – 288 с.
5. Пространственно-временная обработка сигналов / И.Я. Кремер, А.И. Кремер, В.М. Петров и др.; Под ред. И.Я.Кремера. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.
6. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – Т.1. – М.: Сов. радио, 1969. – 752 с.
7. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. – М.: Радио и связь, 1992. – 304 с.

КОДЕК КРИПТОГРАФИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ НА БАЗЕ RASPBERRY PI

Филиппов Н.С.

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

Саломатин С.Б. – к.т.н., доцент

В работе рассмотрен и реализован алгоритм цифровой подписи, основанный на эллиптических кривых, с целью использования в устройствах с ограниченной памятью. Произведено сравнение размеров ключей и криптостойкости по сравнению с наиболее популярным алгоритмом - RSA.

Обычные криптографические [алгоритмы](#) используются в системах с большими ресурсами, такими как сервера или персональные компьютеры. [Встраиваемые системы](#), такие как: мобильные телефоны, смарт-карты, *RFID*-системы и т. д., обладают ограниченными ресурсами и требуют применения менее затратных алгоритмов.

В ходе работы был реализован алгоритм цифровой подписи *ECDSA* [1] (*Elliptic Curve Digital Signature Algorithm*) на языке программирования *Python* на устройстве *raspberry pi* [2] (рисунок 1). Данное устройство обладает следующими техническими характеристиками:

- Однокристальная система SoC Broadcom BCM2835;
- Процессор 32-битный 1-ядерный ARMv6Z ARM1176JZF-S с тактовой частотой 1 ГГц;
- Графический 2-ядерный сопроцессор Video Core IV Multimedia;
- ОЗУ 512 Мб LPDDR2 SDRAM.
- WIFI 802.11n + Bluetooth 4.1 Low Energy (BLE).

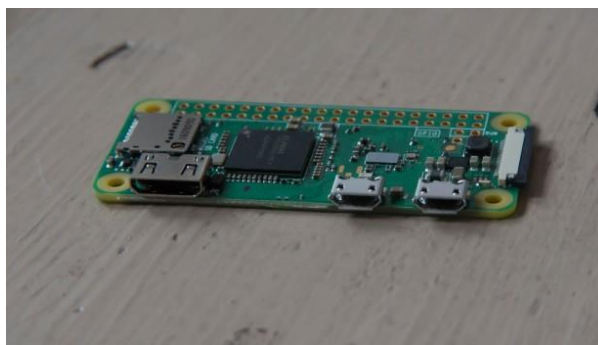


Рисунок 1 – Raspberry pi zero w

Для проведения эксперимента были взяты стандартизированные *NIST* (Национальный институт стандартов и технологий США) эллиптические кривые [3]: *Secp192k1*, *Secp192r1*, *Secp224r1*, *Secp256k1*, *Secp256r1*, *Secp384r1*.

NIST рекомендует формулу (1) для вычисления криптостойкости алгоритма *RSA* по длине ключа:

$$x = \frac{1.923 \cdot \sqrt[3]{L \cdot \ln(2)} \cdot \sqrt[3]{[\ln(L \cdot \ln(2))]^2} - 4.69}{\ln(2)}, \quad (1)$$

где x – уровень криптостойкость;
 L – длина ключа.

Для вычисления криптостойкости *ECDSA* используется формула (2).

$$x = \frac{L}{2}, \quad (2)$$

где x – уровень криптостойкость;
 L – длина ключа.

Результаты сравнения размеров ключей *RSA* и *ECDSA* при заданном уровне криптостойкости приведены на рисунке 2.

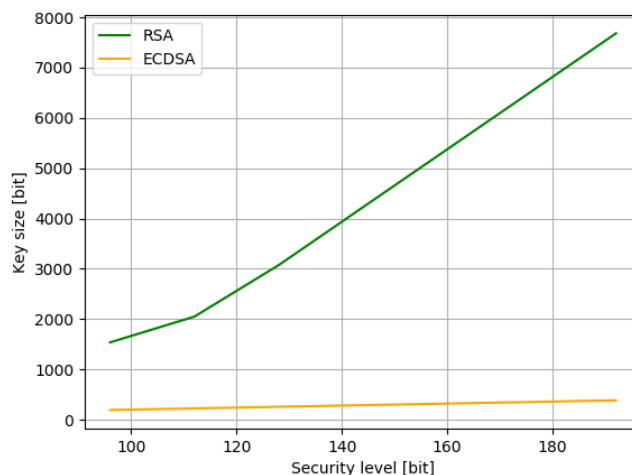


Рисунок 2 – График зависимости размера ключей *RSA* и *ECDSA* от уровня криптостойкости

3. График зависимости времени работы алгоритма от размера ключа представлен на рисунке

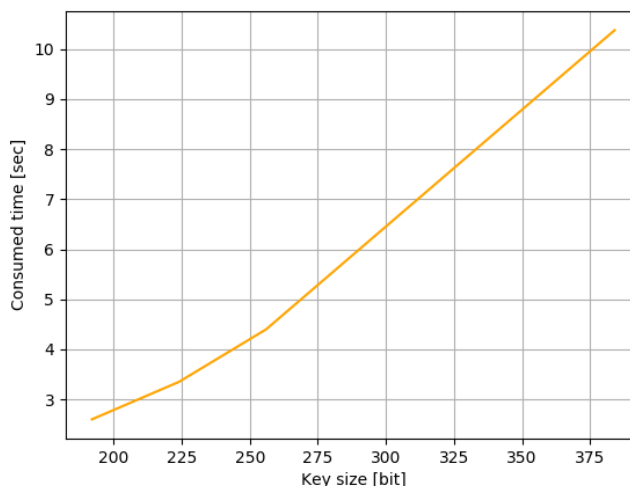


Рисунок 3 – График зависимости времени работы *ECDSA* от размера ключа

Для увеличения скорости работы данный алгоритм был реализован в виде веб-сервиса и размещен на облачном сервере, что позволило освободить устройство от большинства вычислений и увеличить скорость работы более, чем на порядок, а также использовать данный алгоритм в веб-приложениях.

В заключении, можно отметить, что *ECDSA* удовлетворяет условию ограниченной памяти, так как требуют гораздо меньше памяти для хранения секретного ключа, чем *RSA*. На данный момент был взломан ключ длиной 114 бит (23 августа 2017 года). Для этого потребовалось 2000 процессорных ядер и 6 месяцев вычислений, что подтверждает высокую криптостойкость данной системы.

Список использованных источников:

1. SEC 2: Recommended Elliptic Curve Domain Parameters. Daniel R. L. Brown. – NIST, 2010 – 37 с.
2. <https://www.raspberrypi.org/products/raspberry-pi-zero-w/>
3. Elliptic Curve Digital Signature Algorithm. D. Johnson, A. Meneses. – 2000 – 55 с.

Список использованных источников:

1. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. В. Олифер, Н. Олифер, 5е издание;
2. Сети ЭВМ: протоколы стандарты, интерфейсы. Ю. Блэк; перев. с англ. - М.: Мир, 2005;
3. Компьютерные сети. Учебный курс, 2-е изд. - MicrosoftPress, Русская редакция, 2004.
4. Зализко, А. Ю. Проблемы создания военной системы широкополосного беспроводного доступа и пути их решения / А. Ю. Зализко // Постоянно действующий семинар «Разработка и внедрение современных средств связи, навигации и распознавания», Минск, 12 июня 2012 г. / НАН РБ. – Минск, 2012. – С. 19–21.
5. Зализко, А. Ю. Математическая модель сети широкополосного радиодоступа военного назначения / А. Ю. Зализко // Сб. тез. 31-й науч.-техн. конф. ГНПО «АГАТ – системы управления», (Минск, 5–6 мая 2014 г.). – Минск, 2014. – С. 76.
6. Зализко, А. Ю. Экспериментальные исследования адаптивной сети широкополосного радиодоступа военного назначения / А. Ю. Зализко, И. В. Филипченко // Актуальные проблемы военной науки и практики в современных условиях и пути их решения : Сб. тез. Междунар. воен.-науч. конф. УО «ВАРБ». – Минск, 2015. – С. 414.

КОНЦЕПЦИЯ СЕТЕЦЕНТРИЗМА

Хачатурян А.А.

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

Матюшков А.Л.т – к.т.н., доцент

Важности понимания проблемы «сетевых» боевых действий, развития систем вооружения и управления, совершенствования штатной структуры, разработки тактических приемов, методов и способов ведения боевых действий и предлагается один из вариантов решения этого вопроса.

Правильное комбинировать и применение тактических приемов, методов и способов ведения боевых действий, стандартные оперативные подходы и технологии необходимы для достижения успеха на поле боя.

Самое сильное влияние на формы и способы ведения боевых действий всегда оказывала информация как о своих войсках, так о противнике и местности, где проводятся эти действия, однако в настоящее время информационные технологии меняют не только подходы к разработке военной техники и вооружения, но все чаще затрагивают вопросы изменения принципов организации системы военного управления в целом и организационно-штатных изменений в структуре воинских формирований и их тактике действий.

Данная концепция предоставит возможность географически распределенным вооруженным силам через единое восприятие ими картины боевой обстановки достигать высокого уровня совместных и взаимосвязанных действий для достижения различных по уровню и масштабу целей в соответствии с замыслом командующего группировкой войск (сил).

Обнаружены следующие недостатки, трудности:

1. Нет четкого понимания сущности «сетевых» условий ведения боевых действий, часть военных специалистов путают «сетевизм» с компьютерными технологиями.

2. Слабое внедрение информационных технологий в повседневную деятельность Вооруженных Сил.

3. Соответствие существующей организационной структуре органов военного управления современному характеру вооруженной борьбы, определяемому «сетевыми» условиями военных действий.

4. Экономический фактор. Увеличение технической оснащенности войск средствами разведки, управления и связи повысит эффективность использования подразделения (по огневому поражению, маневру, управлению, живучести и т. д.), что позволит одинаковыми по средствам поражения подразделениям решать большее количество задач.

Для реализации сетевой концепции предлагается:

1. Совершенствование штатной структуры батальонного уровня.

2. Отработка действия тактических групп на занятиях по боевой подготовке.

3. Отработка стрельб на большие дальности.

Использование принципов модульного строительства подразделений на уровне батальона даст:

1. Гибкость управления. В зависимости решаемых задач на уровне батальона наполнять модули средствами огневого поражения, техническими средствами и программным обеспечением, меняем их эффективность. Увеличение фронта и глубины огневого поражения противника подразделениями батальона.

2. Свяжет существующие технологии и аппаратуру в единый комплекс. Позволит более эффективно использовать старые системы разведки, управления и поражения.

3. Личный состав получит необходимые знания и практический опыт в работе с современными технологиями и информационными системами.

4. Снизит экономическое давление на страну. Используя компьютерные тренажеры и симуляторы, позволит наглядно формировать процесс обучения, приближая его к обстановке реального боя. Изменение программного обеспечения позволит переобучать личный состав на новые системы вооружения.

55-я Юбилейная Научная Конференция Аспирантов, Магистрантов и Студентов БГУИР

1. *Коровин В.М.* Сетевая война будущего — военный аспект, сетецентричные войны // Третья мировая сетевая война - Санкт-Петербург: Питер, 2014. - ISBN 978-5-496-01131-0
2. *Киселёв В., Рябченко И.* «Новые формы разведки и их особенности: принципы тактической разведки в условиях сетецентрических действий» (рус.) // Армейский сборник : журнал. — 2014. — Январь (т. 235, № 1). — С. 36-40.
3. *Кондратьев А. Е.* «Когда «сетецентризм» придёт в Российскую армию?» (рус.) // Армейский сборник : журнал. — 2014. — Май (т. 239, № 5). — С. 6-11.
4. *Киселёв В., Лейман В., Гамбаров И.* «Дополнительное профессиональное образование — веление времени» (рус.) // Армейский сборник : журнал. — 2015. — Август (т. 255, № 09). — С. 3-7.

АНАЛИЗ БИТОВЫХ ОШИБОК ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ТУРБОКОДОВ

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

Хмелевский А.В.

Турбокод формируется из параллельной конкатенации двух кодов, разделенных перемежителем. В настоящее время большая часть работы над турбокодами в основном сфокусирована на сверточных турбокодах (СТ). Сверточный турбокод (СТ) - отличный код, исправляющий ошибки. СТ со скоростью $1/2$ при длине перемежителя 65536 обеспечивает производительность, близкую к пределу Шеннона. Однако декодеры СТ вычислительно сложны. В работе было показано, что модифицированные турбокоды (МТ), использующие конкатенации относительно простых составляющих сверточных и блочных кодов, достигают производительности при вероятности битовых ошибок (BER), близкой к производительности СТ при уменьшенной вычислительной сложности.

Описание предлагаемого метода.

В работе было проанализировано, что схемы каскадного кодирования, использующие в своем составе сверточный и блочный коды, могут достигать производительности, близкой к теоретическим пределам, и требуют низкой сложности декодирования и называются Модифицированными турбокодами (МТ). Решение МТ является более привлекательным для широкого спектра применений. МТ может быть реализован с использованием трех основных идей, изложенных ниже:

1. Использование блочных кодов вместо обычно используемых несистематических или систематических сверточных кодов.
2. Использование алгоритмов мягкого входного и мягкого выходного декодирования. Вместо использования жестких решений декодер использует вероятности принятых данных для генерации мягкого вывода, который также содержит информацию о степени достоверности выходных битов.
3. Кодеры и декодеры работают на переставленных версиях одной и той же информации. Это достигается с помощью перемежителя.

Модифицированный турбокод состоит из конкатенации сверточного кода и зигзагообразного кода. Зигзагообразные коды являются модифицированной формой кодов SPC . Поскольку зигзагообразные коды демонстрируют лучшую производительность, чем код SPC , с немного большей сложностью, коды SPC заменяются зигзагообразными кодами в модифицированных турбокодах. Первые несколько компонентных кодов МТ являются последовательными комбинациями зигзагообразного кода и сверточного кода. Зигзагообразные коды используются в остальных компонентах. Использование хороших кодов, таких как сверточные коды, в первых нескольких компонентах улучшает характеристики ошибок оставшихся компонентов, что приводит к общему улучшению характеристики ошибок. Поскольку сверточные коды используются не во всех компонентных кодах, МТ имеет меньшую сложность декодирования, чем стандартный турбокод. BER производительность МТ близка к турбокоду.

Чтобы построить МТ, последовательность из N информационных битов размещается в массиве размером $J \times K$, здесь J представляет количество строк, а K представляет количество столбцов в переупорядоченной матрице данных. Кодер такого модифицированного турбокода представлен на рисунке 1.

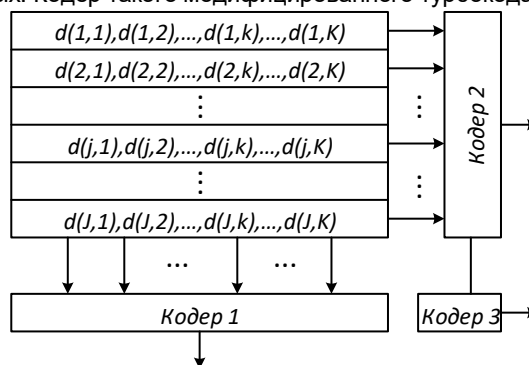


Рисунок 1 – структурная схема кодера

Кодер 1 кодирует каждый столбец информационных битов. Кодер 2 кодирует каждую строку информационных битов, а кодер 3 используется для кодирования битов четности, вычисленных либо кодером 1, либо кодером 2.

Общий кодер для МТ состоит из параллельной конкатенации M составных кодеров, показан на рисунке 2.

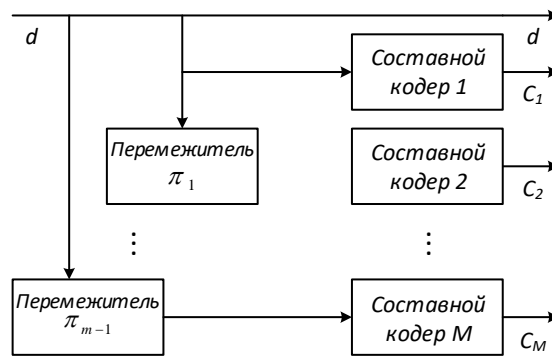


Рисунок 2 – структура общего кодера для МТ

Случайные переключатели используются для перемежения информационной битовой последовательности перед каждым составным кодером, кроме первого составного кодера. Каждый составной кодер кодирует информационную битовую последовательность по-разному, то есть разные комбинации строк и столбцов кодируются кодером 1 и кодером 2 составного кодера. Переключатель может быть представлен как π_m , где $m = 1, 2, \dots, M - 1$.

Результаты имитационного моделирования. Согласно результатам моделирования изображенным на рисунке 3 видно, что BER почти постоянен вплоть до $E_b / N_0 = 1$ дБ для МТ, и разница в BER между турбокодом и модифицированным турбокодом (МТ) при скорости $R = 1/3$ составляет 10^{-3} . Турбокод со скоростью $R = 1/3$ показывает гораздо лучшую производительность при низком соотношении сигнал / шум. Но при более высоком отношении сигнал / шум производительность BER для турбокода и модифицированного турбокода (МТ) практически одинакова. Результат моделирования показывает, что нет большой разницы в производительности BER для МТ с разной скоростью. При $BER = 4 \cdot 10^{-6}$ разница между МТ со скоростью $R = 1/3$ и СТ со скоростью $R = 1/2$ составляет всего 0,4 дБ.

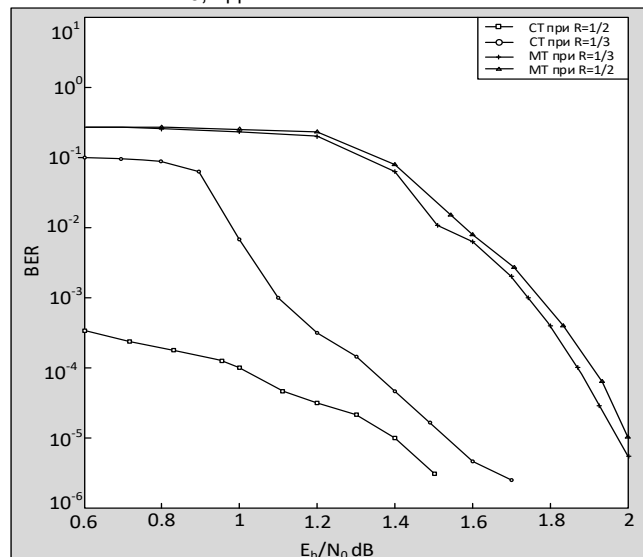


Рисунок 3 – BER в зависимости от E_b/N_0 для различных кодов

Заключение. В этой работе было исследовано, что модернизированный турбокод демонстрирует гораздо меньшую сложность декодера с незначительной потерей в производительности BER.

Список использованных источников:

1. Королев, А. И. Турбокоды и итеративное декодирование: учеб - метод. пособие / А. И. Королев, В. К. Конопелько. Минск: БГУИР, 2015. 74 с.
2. Changlong X., Ying-Chang L., Wing S.L. A low complexity decoding algorithm for extended turbo product codes // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2008. V.7. N1. P.43-47.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ФЛУКТУАЦИЙ В СИНХРОНИЗИРОВАННОМ МАГНЕТОРЕ

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

Хоружий А.С.

Ползунов В.В. – к.т.н., доцент

Уровень шума выходного сигнала передатчика и флуктуации фазы в усилителе мощности являются одними из основных характеристик, определяющих технический потенциал радиоэлектронных систем. Существует множество факторов, приводящих к флуктуациям параметров сигнала на выходе электронного прибора. В настоящее время теория не всегда позволяет вычислить спектр выходного сигнала, поэтому при исследовании шумовых характеристик электронных приборов большое значение придается экспериментальным исследованиям.

Синхронизация генераторов внешним более стабильным, но менее мощным сигналом, позволяет уменьшить флуктуации чистоты на выходе синхронизированного генератора (СГ). При этом возникает задача определения предельных возможностей уменьшения флуктуаций частоты за счет внешнего воздействия.

Задачей данной работы являлось экспериментальное определение минимально возможных флуктуаций частоты на выходе синхронизированного генератора, работающего в непрерывном режиме.

В качестве синхронизируемого генератора использовался магнетрон непрерывного режима типа М-857. Питание синхронизируемого генератора осуществлялось двумя способами (вариантами):

- 1 – от универсального стабилизированного источника питания
- 2 – от источника с повышенными флуктуациями напряжений, имеющих случайный характер.

Для удобства сравнения флуктуаций частоты на выходе СГ с флуктуациями разности фаз в синхронизируемом генераторе, спектральные плотности флуктуаций частоты пересчитывались в спектральную плотность флуктуаций фазы по формуле:

$$W_{\varphi}(F_a) = \frac{W_f(F_a), \Gamma\psi^2}{F_a^2, \Gamma\psi^2}$$

где: F_a - частоты анализа.

Спектральные плотности флуктуаций частоты (фазы) на выходы автономного и СГ при различных вариантах питания магнетрона приведены на рис. 1.

Спектральные плотности флуктуаций частоты (фазы) на выходы автономного и СГ

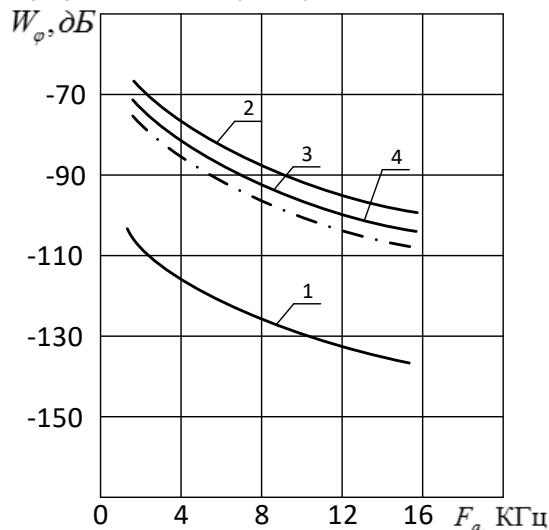


Рис. 1

- 1 – автономный генератор при первом варианте питания; 2 – автономный генератор при втором варианте питания; 3 – синхронизирующий (задающий) генератор; 4 – СГ при первом варианте питания; 5 – СГ при втором варианте питания.

Из приведенных зависимостей видно, что:

- флуктуации частоты (фазы) автономного генератора при втором варианте питания (кривая 2) на 40 дБ выше, чем у автогенератора при первом варианте питания (кривая 1);

- флуктуации частоты (фазы) синхронизирующего генератора (кривая 3) на 40 дБ ниже, чем у автономного при первом варианте питания и составляют – 90 дБ/Гц на частоте анализа 2 кГц ($4 \cdot 10^{-3} \text{ Гц}^2 / \text{Гц}$);

- флуктуации частоты (фазы) СГ при первом варианте питания соответствуют флуктуациям частоты задающего генератора в исследуемом диапазоне частоты (кривые 3, 4), а при втором варианте питания они превышают флуктуации частоты задающего генератора, хотя их уровень ниже флуктуаций частоты автономного генератора (кривые 2, 5).

Зависимости спектральной плотности флуктуаций разности фаз в СГ для различных вариантов питания показаны на рисунке 2. Уровень синхронизирующего сигнала на 15 дБ ниже уровня мощности автономного генератора, а частота синхронизирующего сигнала равнялась частоте автономного генератора.

Спектральная плотность флуктуаций разности фаз в СГ

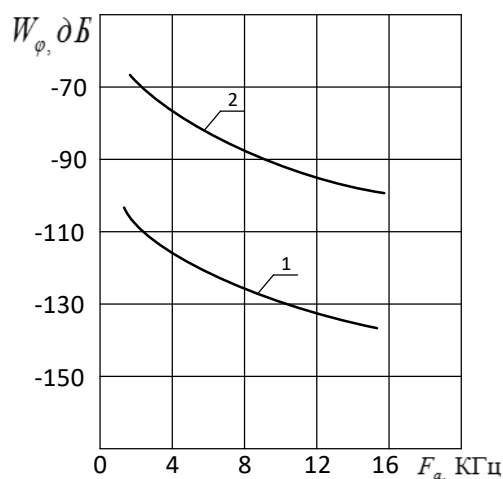


Рис. 2

1 – первый вариант питания; 2 – второй вариант питания.

Из приведенных зависимостей видно, что при первом варианте питания флуктуации разности фаз в исследуемом частотном диапазоне ниже примерно на 40 дБ относительно второго варианта питания.

Сравнивая уровни флуктуаций частоты (фазы) на выходе СГ (рис. 1) с уровнями флуктуаций разности фаз в СГ (рис. 2) можно отметить, что:

- при первом варианте питания флуктуации частоты на выходе СГ соответствуют флуктуациям частоты задающего генератора и значительно превышают флуктуации разности фаз в СГ (кривая 4 на рис. 1 и кривая 1 на рис. 2);

- при втором варианте питания флуктуации частоты (кривая 5, рис. 1) соответствуют флуктуациям разности фаз в СГ (кривая 2, рис. 2) и превышают флуктуации частоты задающего генератора.

Из анализа приведенных зависимостей можно сделать вывод о том, что при синхронизации генератора непрерывного режима внешним стабильным сигналом уменьшение флуктуаций частоты на выходе СГ до уровня флуктуаций задающего генератора возможно, если флуктуации разности фаз в СГ ниже флуктуаций частоты задающего генератора.

Таким образом, флуктуации разности фаз в СГ определяют минимальный уровень флуктуаций частоты на его выходе при синхронизации внешним сигналом. В свою очередь флуктуации разности фаз зависят как от внутренних причин, связанных со сложными физическими процессами, протекающими внутри прибора, так и от внешних причин, связанных с пульсациями питающих напряжений, механическими взаимодействиями, а также параметрами синхронизирующего колебания.

Список использованных источников:

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Москва: Дрофа, 2006. – 720с.

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФОНА ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРИ НАБЛЮДЕНИИ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

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

Шабан А.С.

Семашко П.Г. – канд. техн наук, доцент

Цель работы – исследовать возможность разделения объектов и фона на основе распределения яркости (гистограммы)

Довольно часто перед работой с изображениями необходим их предварительный анализ. Один из таких анализов – это построение гистограммы изображения. Гистограмма распределения интенсивностей пикселей является одной из наиболее важных характеристик изображения. Именно гистограмма, в некоторых случаях, может служить основой для выбора того или иного метода обработки изображения. В среде Matlab есть несколько функций для работы с гистограммами. Одна из наиболее простых и распространенных функция `imhist`. Синтаксис использования функции `imhist` следующий: $H=imhist(InputImage,b)$, где `InputImage` – исходное изображение; `b` – количество отсчетов.

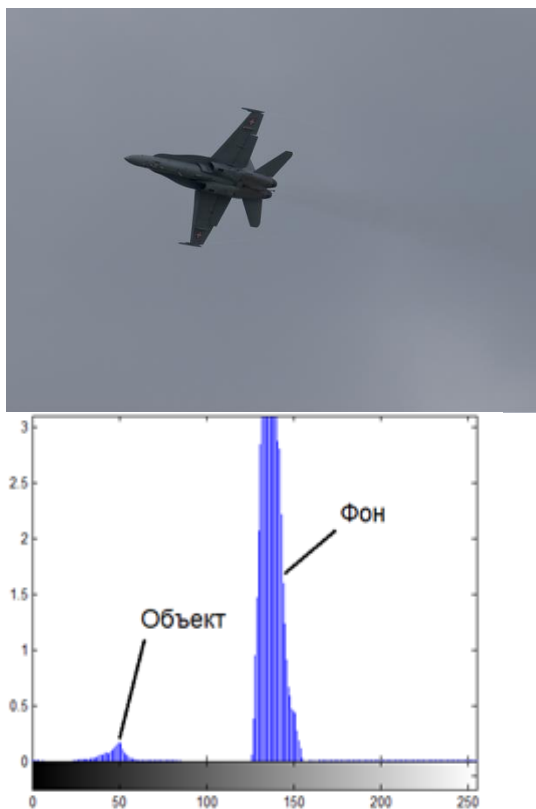


Рисунок 1 – Пример изображения и его гистограмма

Была проанализирована выборка из 50 изображений летательных аппаратов. В результате установлено, что многие гистограммы фона изображения можно аппроксимировать гауссианой, но также имеются и другие законы распределения. Кроме того, все они имеют какие-либо отклонения. Такие как: смещение гистограммы вправо/влево (асимметрия вправо/влево), бимодальность (два совмещенных процесса), отсутствие центра гистограммы, гистограмма усечена, гистограмма содержит выступы на границах.

Другой проблемой является нахождение пикселей изображения «в фоне» или отдельно. Для примера сравним гистограммы рисунка 1 и 2. Можно заметить, что на первом мы можем явно выделить области пикселей, которые принадлежат объекту, а какие фону. Во втором же случае объект находится внутри фона.

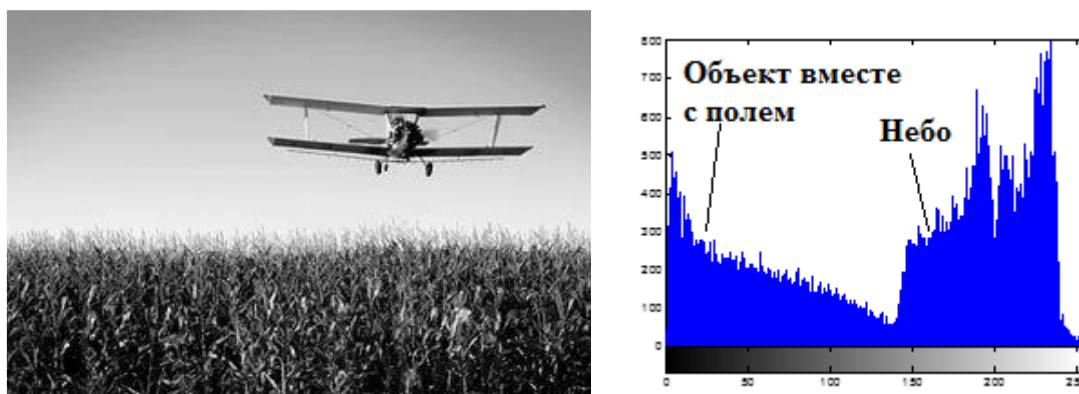


Рисунок 2 – Пример изображения и гистограммы, где пиксели объекта находятся в фоне

Проведенное исследование показало, что законы распределения гистограмм могут сильно отличаться друг от друга. Поскольку закон распределения яркости не всегда соответствует гауссовскому, то известные методы обработки сигналов на фоне гауссовских помех не будут являться оптимальными для изображений. Так как распределения яркости для объекта и фона могут пересекаться, то широко распространенные методы обнаружения объектов на основе построения статистической модели фона не всегда применимы.

Список использованных источников:

[1] Электронный ресурс <http://matlab.exponenta.ru/imageprocess/book2/67.php>

[2] Гонсалес Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс - М.: Техносфера, 2005. - 1072 с.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СВЧ-ФИЛЬТРА НА ПАВ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В УСТРОЙСТВАХ БЕСПРОВОДНОЙ ШИРОКОПОЛОСНОЙ СВЯЗИ

Шабуня А.С.

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

Дробот С.В. – к.т.н., доцент

Развитие современных систем беспроводной связи невозможно без постоянного совершенствования характеристик, отдельных составляющих системы. Повышенный интерес к СВЧ-фильтрам на поверхностных акустических волнах проявляется благодаря таким их преимуществам как высокая добротность, миниатюрные размеры, достаточно низкая себестоимость и высокая степень интеграции. Актуальность создания полосовых фильтров на основе ПАВ-резонаторов (резонаторов на поверхностных акустических волнах) обусловлена возрастающей потребностью в большем количестве числе частотно-селективных акустоэлектронных компонентов в устройствах беспроводной широкополосной связи. К недостаткам можно отнести повышенный уровень вносимых потерь, так как их преобразователи обычно обладают двунаправленным излучением и приемом ПАВ, и поэтому менее одной четверти отдаваемой источником сигнала мощности достигает нагрузки. Однако в связи с большим количеством достоинств фильтров на ПАВ, они практически не имеют конкурентов в широком диапазоне частот.

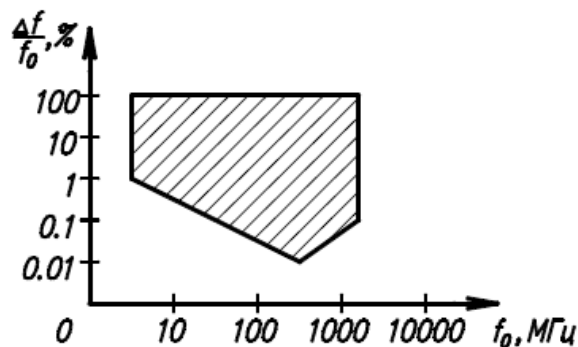


Рис. 1. Диапазон возможных параметров фильтров на ПАВ

Цель работы – разработка методики проектирования СВЧ-фильтра на ПАВ для применения в устройствах беспроводной широкополосной связи.

В докладе представлена методика проектирования фильтра на встречно-штыревых преобразователях (ВШП), которая включает следующие этапы: выбор материала подложки, расчет топологии входного и выходного ВШП, моделирование фильтра в программной среде COMSOL Multiphysics, уточнение топологии ВШП по результатам моделирования в среде COMSOL.

Особенностью предложенной методики является использование современных программных средств для автоматизации процесса проектирования. Первая часть методики проектирования, т.е. расчет топологии ВШП фильтра на ПАВ, реализована в пакете для выполнения математических расчетов MathCAD.

Уточнение топологии ВШП для достижения заданных частотных характеристик фильтра осуществляется средствами программной среды COMSOL Multiphysics.

В докладе приводится пример проектирования СВЧ-фильтра с полосой пропускания, лежащей в диапазоне частот 1–3 ГГц. Рассматриваются особенности моделирования и расчета характеристик фильтра в программной среде COMSOL.

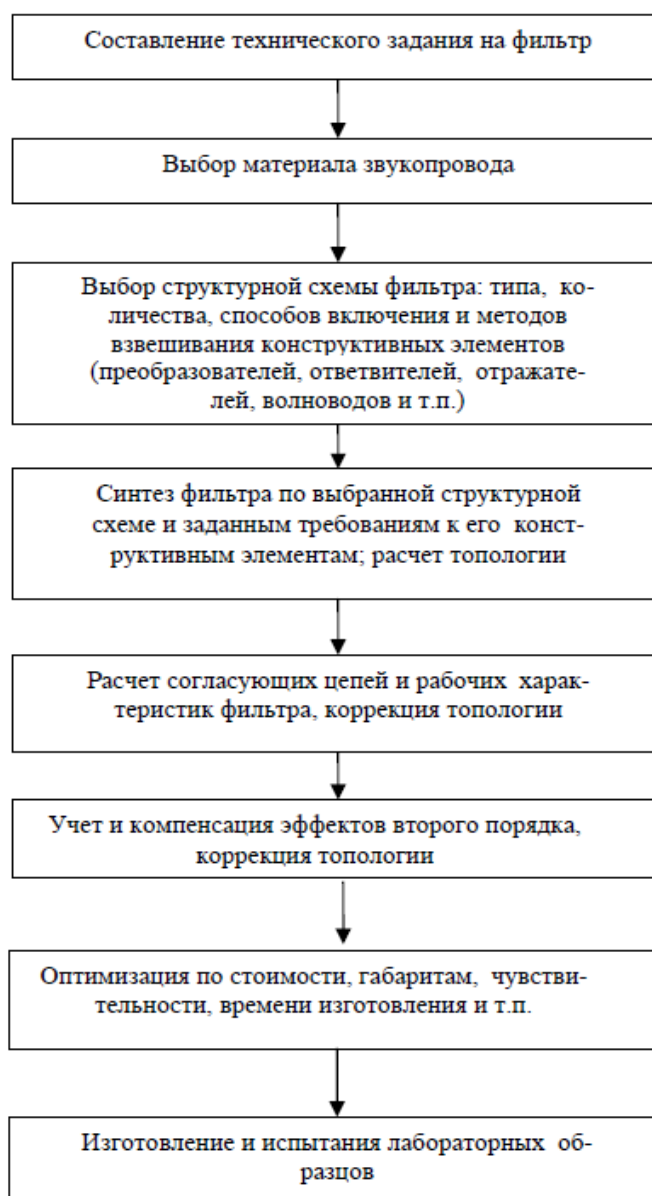


Рис. 2. Основные этапы процесса проектирования фильтров ПАВ

Список использованных источников:

1. Чернышова, Т.И. Проектирование фильтров на поверхностно-акустических волнах : учебно-методическое пособие / Т.И. Чернышова, Н.Г. Чернышов. – 2-е изд., стар. – Тамбов : Изд-во Тамб. Гос. Техн. Ун-та, 2008 – 48 с. – 50 экз.
2. Белов, Л. Компоненты генераторов стабильной частоты. Генераторы, управляемые напряжением. – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2004, №1, с.42; Преобразователи частоты. Современные ВЧ – компоненты - №2, с.44; Синтезаторы стабильных частот. - №3, с.38.

ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ УПРАВЛЯЮЩЕГО УСТРОЙСТВА НА ПЛИС ДЛЯ ОБМЕНА ДАННЫМИ ПО ИНТЕРФЕЙСУ I2C

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

Шлома С.Л., Архипенков Д.В.

Титович Н.А. – к.т.н., доцент

I2C шина является одной из модификаций последовательных протоколов обмена данными. Для осуществления процесса обмена информацией по I2C шине, используется всего два сигнала: линия данных SDA и линия синхронизации SCL.

На рисунке 1 представлена схема управляющей логики, реализующая передачу данных по интерфейсу I2C и схема подключения ведомых устройств (Slave) [1]. В таблице 1 приведено описание портов ввода/вывода ведущего устройства (Master).

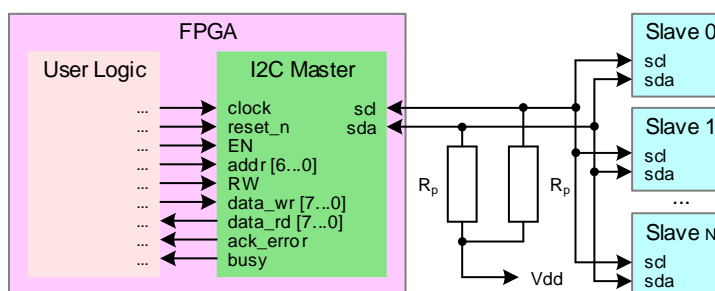


Рис. 1 – Схема управляющей логики и подключение ведомых устройств (Slave)

Таблица 1 – Описание портов ввода/вывода ведущего устройства (Master)

Порт	Описание
<i>clk</i>	Сигнал тактовой синхронизации
<i>reset_n</i>	Асинхронный сброс (низкий активный уровень)
<i>EN</i>	0 – инициализация обмена данными не произведена; 1 – фиксация <i>addr</i> , <i>RW</i> и <i>data_wr</i> и готовность к началу обмена данными
<i>addr[6...0]</i>	Адрес ведомого устройства (<i>Slave address</i>)
<i>RW</i>	0 – запись данных в ведомое устройство; 1 – чтение данных из ведомого устройства
<i>data_wr</i> [7...0]	Данные для записи, если <i>RW</i> = 0 (состояние <i>Write</i>)
<i>data_rd</i> [7...0]	Считанные данные, если <i>RW</i> = 1 (состояние <i>Read</i>)
<i>busy</i>	0 – ведущее устройство (<i>Master</i>) готово к работе; 1 – ведущее устройство (<i>Master</i>) занято (идет обмен данными)
<i>ack_error</i>	0 – нет ошибок подтверждения; 1 – во время обмена данными произошла по крайней мере одна ошибка подтверждения
<i>sda</i>	Линия данных SDA
<i>scl</i>	Линия синхронизации SCL

Для реализации протокола обмена данными по шине I2C используется конечный автомат состояний ведущего устройства (*Master*), представленный на рисунке 2.

После запуска автомат переходит в состояние готовности (*Ready*). Автомат находится в этом состоянии до тех пор, пока сигнал *EN* не установится в единицу. В состоянии *Start* формируется сигнал СТАРТ для шины I2C – переход сигнала линии SDA из высокого состояния в низкое при высоком уровне на линии SCL. В состоянии *ADDR* осуществляется передача адреса ведомого устройства и команды *RW* на шину I2C. В состоянии *Slv_ack1* проверяется сигнал подтверждения от ведомого устройства (*Slave* выставляет низкий уровень сигнала на линии SDA). Далее в зависимости от команды *RW* автомат переходит либо к записи данных в ведомое устройство (состояние *Write*), либо к чтению данных из ведомого устройства (состояние *Read*). После завершения операции ведущее устройство проверяет сигнал подтверждения от ведомого (состояние *Slv_ack2*), если произошло чтение, или формирует собственный сигнал подтверждения (состояние *Mstr_ack*), если произошло чтение данных из ведомого устройства. Если сигнал *EN* для следующей операции равен 1, а адрес ведомого устройства совпадает с предыдущим значением, ведущее устройство переходит к состоянию записи (состояние *Write*) или чтения (состояние *Read*). При смене команды (чтение после записи или запись после чтения) или смене адреса ведомого устройства автомат переходит в состояние *Start* и формирует повторный сигнал СТАРТ. Если при завершении чтения или записи сигнал *EN* для следующей операции не равен 1, автомат переходит в состояние *Stop* и формирует сигнал СТОП для шины I2C, после чего возвращается в состояние готовности (*Ready*).

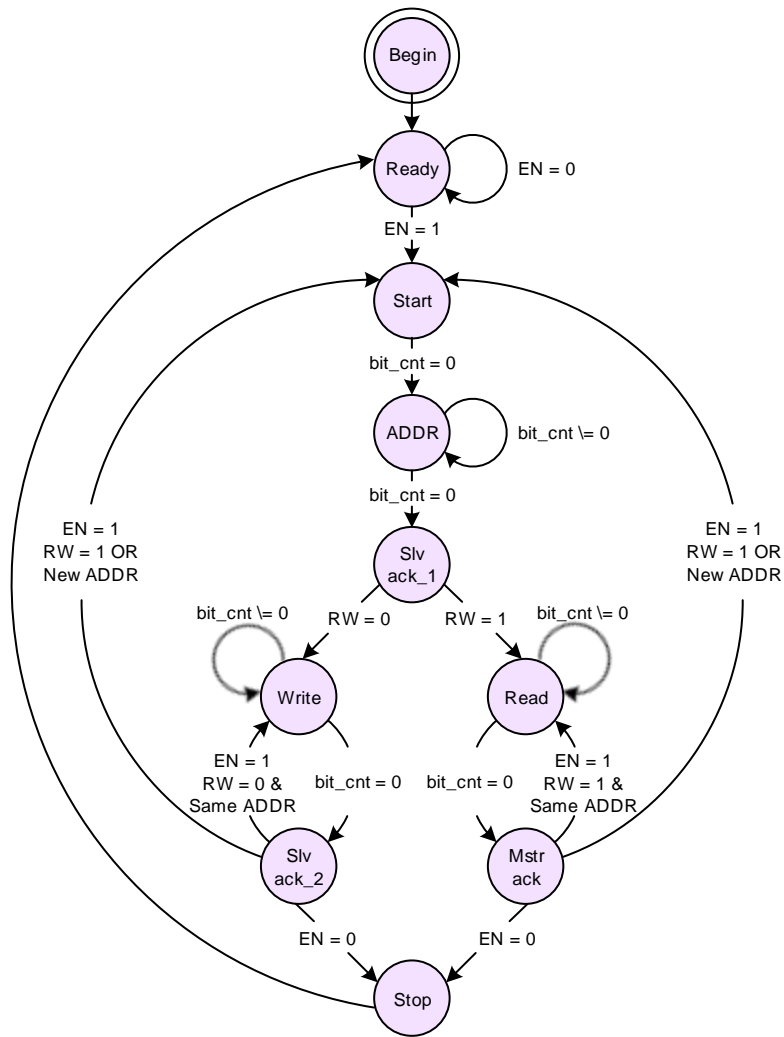


Рис. 2 – Конечный автомат состояний ведущего устройства (Master)

На рисунке 3 представлены временные диаграммы работы автомата, осуществляющего чтение двух байт данных температурного датчика TMP100 [2]. Управляющая логика формирует адрес ведомого устройства «1001000», команду $RW = 0$ (запись) и данные записи «00000000». После передачи первой команды ведущее устройство сбрасывает сигнал занятости *busy*. Поскольку $EN = 1$, ведущее устройство фиксирует новую команду и повторно устанавливает сигнал *busy* в 1. Как только сигнал занятости устанавливается повторно, управляющая логика сбрасывает сигнал EN , чтобы завершить обмен данными после этой команды. Ведущее устройство заканчивает выполнение чтения данных, выводит полученные данные в порт *data_rd* и сбрасывает сигнал занятости *busy*.

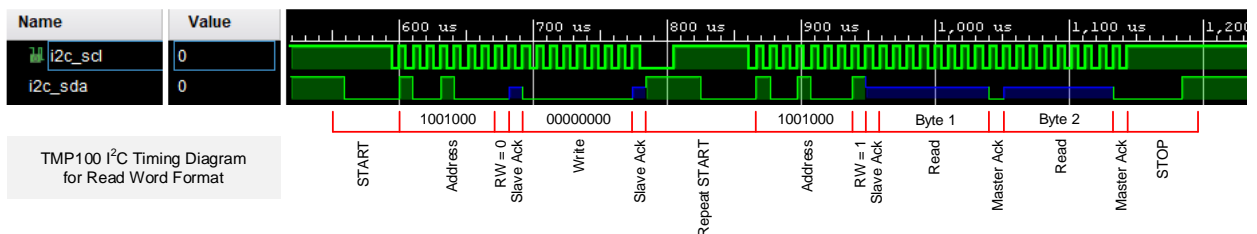


Рис. 3 – Временные диаграммы работы автомата

Список использованных источников:

- Интерфейсная шина I2C [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://easyelectronics.ru/interface-bus-iic-i2c.html>.
- Texas Instruments [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tmp100.pdf>.

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АДАПТИВНОГО ТРАНСВЕРСАЛЬНОГО ФИЛЬТРА

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

Юлов Г.А.

Давыденко И.Н. – к.т.н., доцент

В этой работе рассматриваются методы имитационного моделирования процесса компенсации помех в автокомпенсаторах мешающих излучений и исследования влияния различных декоррелирующих факторов на эффективность компенсации. Приводятся алгоритмы, используемые при математическом моделировании помех, элементов функциональной схемы автокомпенсатора, алгоритмы функционирования автокомпенсатора помех.

Для имитационного моделирования выбран наиболее простой метод – метод z-преобразования. Метод z-преобразования одинаково хорошо подходит для моделирования как непрерывных аналоговых, так и дискретных цифровых систем. Поэтому в качестве метода моделирования в работе выбран метод z-преобразования. Кроме того, для моделирования передаточной характеристики системы в этом случае удобно использовать метод рекуррентных разностных уравнений.

Входной сигнал $u(t)$ в этом случае заменяется модулированной по амплитуде последовательность δ -функций, следующих с шагом дискретизации Δt . Шаг дискретизации Δt для обеспечения высокой точности моделирования должен выбираться на порядок более малым, чем ширина спектра моделируемого сигнала. В этом случае импульсный сигнал имеет вид:

$$u^*(t) = \Delta t \cdot u[n] \cdot \delta(t - n\Delta t) \quad (1)$$

Для имитационного моделирования была выбрана следующая система, структурная схема которой приведена на рисунке 1.

На представленной структурной схеме моделируются следующие элементы:

- источник внешней шумовой помехи;
- источники внутренних шумов приёмников основного и компенсационного каналов;
- приёмные каналы автокомпенсатора с частотными характеристиками $k_0(j\omega)$ и $k_1(j\omega)$;
- автокомпенсатор мешающих излучений (АКМИ).

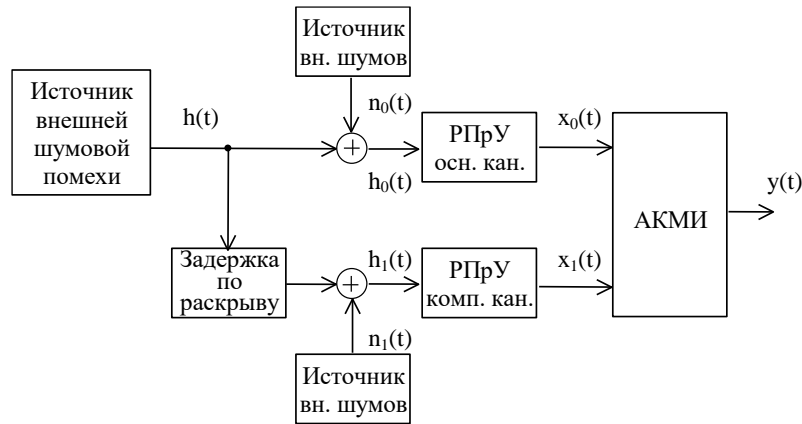


Рис. 1 – Структурная схема системы имитационного моделирования

Где $h(t)$ – сигнал шумовой помехи, $n_0(t)$ и $n_1(t)$ – внутренние шумы приёмных каналов, $h_0(t)$ и $h_1(t)$ – входные сигналы приёмных каналов, $x_0(t)$ и $x_1(t)$ – выходные сигналы приёмных каналов, $y(t)$ – выходной сигнал автокомпенсатора мешающих излучений.

В качестве сигнала помехи при моделировании использовался непрерывный комплексный шумовой процесс с экспоненциальной корреляционной функцией с заданным временем корреляции (или шириной энергетического спектра). Для формирования i -го отсчёта сигнала помехи использовался следующий алгоритм формирования:

$$\xi[i] = a_0 \cdot \eta[i] + b_1 \cdot \xi[i-1] \quad (2)$$

Так как реально помехопостановщик не будет находиться на нормали к раскрытию, то необходимо при моделировании также имитировать разность хода сигнала. Это достигается путём использования следующей процедуры сдвига начальной фазы сигнала помехи между каналами на величину $\varphi_{\text{зад}}$:

$$h_1[j] = h_0[j] \cdot \exp(-j\rho_{\text{зад}}) \quad (3)$$

При моделировании использовалась следующая схема приёмных устройств каналов, приведенная на рисунке 2.

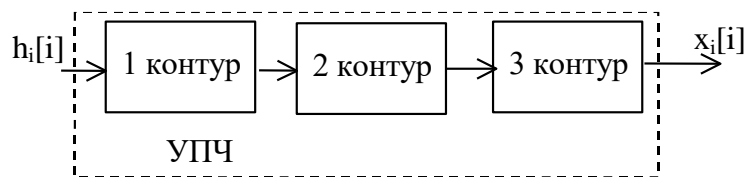


Рис. 2 – Структурная схема приемных устройств каналов

Формирование частотной характеристики канала осуществляется в усилителе промежуточной частоты (УПЧ), содержащего 3 каскада усиления. УПЧ настроен на центральную частоту помехи f_0 . В зависимости от центральной частоты настройки контуров и их полосы пропускания моделировались две ситуации:

- все контура настроены на одну и ту же центральную частоту (УПЧ с колоколообразной АЧХ);
- УПЧ с расстроенными контурами (УПЧ на тройке контуров), где центральные частоты и полосы пропускания контуров выбираются из расчёта обеспечения требуемой полосы пропускания канала.

При моделировании автокомпенсатора мешающих излучений в модели моделировалось параллельно 3 автокомпенсатора помех:

- автокомпенсатор без коррекции частотных характеристик приёмных каналов;
- автокомпенсатор с классическим корректором частотных характеристик на основе трансверсального фильтра;
- автокомпенсатор с предлагаемым в работе малопараметрическим корректором частотных характеристик.

Исходными данными для программной модели являются:

- ширина спектра помехи;
- отношение помеха/внутренний шум приёмника по мощности;
- вид реализуемой частотной характеристики приёмных каналов;
- расстройка резонансных контуров в компенсационном канале относительно соответствующих в основном приёмном канале;
- величина расстройки параметров корректирующего фильтра относительно требуемых.

Расстройка по полосе пропускания задавалась в процентах от требуемой полосы пропускания $\Delta F, \% = \Delta F / \Delta F_k \cdot 100\%$. Расстройка по центральной частоте задавалась в виде приведенной к полосе пропускания расстройки по частоте $\Delta f_0, \% = \Delta f_0 / \Delta F_k \cdot 100\%$. Такое задание расстройки по центральной частоте обусловлено тем, что центральная частота задавалась на порядок выше, чем ширина спектра помехи и полос пропускания колебательных контуров.

В результате моделирования получены максимально возможные значения коэффициента подавления помехи для трёх видов автокомпенсаторов (без коррекции частотных характеристик, с трансверсальным фильтром и малопараметрическим корректором соответственно) при различных видах частотных характеристик приёмных каналов и параметрах расстройки частотных характеристик одиночных контуров в компенсационном канале относительно основного.

По результатам имитационного моделирования можно сделать выводы:

- в случае отсутствия неидентичностей у частотных приёмных каналов эффективность у всех трёх автокомпенсаторов примерно равна и близка к максимально возможной;
- эффективность малопараметрической коррекции при расстройках частотных характеристик до 20% незначительно уступает эффективности коррекции при использовании трансверсального фильтра;
- при значительных расстройках (30% и более) малопараметрическая коррекция начинает значительно проигрывать классической, но сохраняет выигрыш не менее 8 дБ по сравнению со схемой без коррекции;
- расстройка корректирующего фильтра влияет на эффективность компенсации, причём при расстройке корректирующего фильтра в противоположном направлении относительно расстройки канала эффективность даже возрастает.

Список использованных источников:

1. Лосев Ю.И., Бердников А.Г., Гойхман Э.Ш. и др. /Под ред. Ю.И. Лосева. Адаптивная компенсация помех в каналах связи. - М.: Радио и связь, 1988.
2. Арзамасов С. Н., Мальцев А. А. Анализ работы адаптивной антенной системы с двумя компенсирующими элементами // Радиотехника и электроника. – 1980.
3. Васин В.И., Каплун И.В., Пятибратов В.В. Оценка качества адаптивной пространственной обработки с учётом декорреляции сигналов в приёмных каналах антенной решётки // Радиотехника. – 1990.
4. Охрименко А.Е., Олейников О.А. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч.1. Основы радиолокации: Учеб. для высших училищ ПВО. – М.: Воениздат., 1983.

АЛГОРИТМ КОНТРОЛЯ ЗАЩИЩЕННОСТИ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ ОТ УТЕЧКИ ПО ТЕХНИЧЕСКИМ КАНАЛАМ

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

Яцкевич М.С.

Дворникова Т.Н. – ст.преподаватель кафедры ИРТ, магистр технических наук

Информационная сфера играет все возрастающую роль в обеспечении безопасности всех сфер жизнедеятельности общества. Через эту сферу реализуется значительная часть угроз национальной безопасности государства.

Одними из основных источников угроз информационной безопасности являются деятельность иностранных разведывательных и специальных служб, преступных сообществ, организаций, групп, формирований и противозаконная деятельность отдельных лиц, направленная на сбор или хищение ценной информации, закрытой для доступа посторонних лиц.

Для предотвращения угроз информационной безопасности необходимо использовать алгоритмы контроля защищенности речевой информации от ее утечки по техническим каналам, так как с их помощью систематизируется проведение акустических измерений, обеспечивающих соответствующую защиту информации.

Разработка одного из алгоритмов определения защищенности речевой информации приведена в дипломной работе.

На рисунке 1 представлена схема размещения аппаратуры контроля при проведении акустических измерений для контрольной точки, не соответствующей возможному месту размещения ТСАРР.

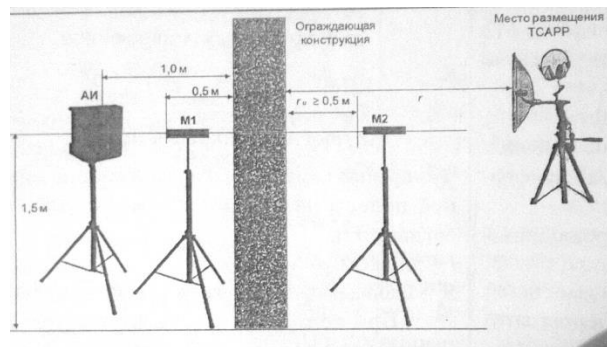


Рисунок 1 – Схема размещения аппаратуры контроля при проведении акустических измерений для контрольной точки, не соответствующей возможному месту размещения ТСАРР

АИ – акустический излучатель, М1 – измерительный микрофон, установленный в аттестуемом помещении, М2 – измерительный микрофон, установленный за пределами аттестуемого помещения.

Акустические измерения нужно проводить в период минимальной зашумленности мест возможного нахождения средств акустической разведки. Во время проведения контроля измеряются среднеквадратические значения звукового давления.

Результатом проведения акустических измерений является словесная разборчивость, которая рассчитывается по формуле:

$$W_c = \begin{cases} 1,54 \cdot R^{0,25} [1 - \exp(-11 \cdot R)], & \text{если } R < 0,15; \\ 1 - \exp\left(-\frac{11 \cdot R}{1 + 0,7 \cdot R}\right), & \text{если } R \geq 0,15. \end{cases}$$

Словесная разборчивость речи W_c сравнивается с пороговым значением W_n .

Меры, принятые по защите выделенного помещения, считаются эффективными, если рассчитанное по итогам измерения значение словесной разборчивости речи W_c для каждой контрольной точки не превышает установленные нормы, то есть $W_c \leq W_n$.

В последнее время в связи с существенно возросшими объемами информации, передаваемой по техническим каналам, данный алгоритм контроля защищенности речевой информации является оптимальным, с точки зрения обеспечения защиты информации от утечки по техническим каналам.

Список использованных источников:

1. Железняк В.К. Защита информации от утечки по техническим каналам: учебное пособие / ГУАП. – СПб., 2006. – 188 с.: ил.
2. Хорев А.А. Техническая защита информации: учеб. Пособие для студентов. В 3 т. Т. 1. Технические каналы утечки информации. – М.: НПЦ «Аналитика», 2008. – 436 с.