

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

РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

**МАТЕРИАЛЫ 54-Й НАУЧНОЙ КОНФЕРЕНЦИИ АСПИРАНТОВ,
МАГИСТРАНТОВ И СТУДЕНТОВ**

(Минск, 23-27 апреля 2018 года)

Минск БГУИР 2018

В сборник включены доклады, которые были представлены на 54-й научной конференции аспирантов, магистрантов и студентов БГУИР, отобранные по следующим направлениям: информационные радиотехнологии, микро- и наноэлектроника, электроника.

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

СОДЕРЖАНИЕ

Секция «ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОТЕХНОЛОГИИ»

Аксененко А.А. Самолетный ответчик Garmin gtx 330.....	10
Архипенков Д.В. Оптимизация динамического диапазона по интермодуляции третьего порядка свехширокополосной системы приема информации	12
Батраков С.А., Гриневицкий Е.Е. Система управления поворотным устройством антенны с интерфейсом rs485.....	14
Бачило В.В. Рыбаков С.А. Атмосферная плазма и методы её генерации.....	16
Берёзкин Р.В. Криптографическая защита информации систем видеонаблюдения	18
Богдан Д.С., Скакун И.В. Интернет вещей.....	19
Боков В. М. Спутники — пассивные и активные, регенеративные и нерегенеративные ретрансляторы.....	21
Будько А. А., Лобейко А.С., Самойлович Я.М. Метод извлечения алгоритмов быстрых преобразований Уолша.....	23
Витень А.Д. Солнечные батареи.....	25
Войтехович С.А. Особенности применения криптографических методов для датчиков и исполнительных устройств в системе «умный дом».....	27
Волчек Д.В. Нейронные сети и методы их обучения.....	29
Ву Тхань Ха Оценочно-компенсационный алгоритм обнаружения-измерения дальности элементов групповой цели в обзорных радиолокационных станциях.....	31
Гайдуров С.А. Беспроводная видеокамера.....	33
Ганецкий А.О. Развертывание приложений и сайтов с помощью Docker.....	35
Голубко В.Д. Методы оптимизации мультиагентных систем на основе инерциальной навигации.....	37
Гузиков И.Ю. Имитатор беспроводных сетей wi-fi, Bluetooth.....	39
Денис А. А. Методика тестирования печатных плат.....	40

Добрынин А. А., Ходкевич В. В., Раковец Р. И. Учебный аппаратно-программный комплекс расширения функциональности idl-800d для изучения.....	41
Жаров Я.П. Программный анализатор корреляционных характеристик радиотехнических сигналов.....	43
Журавский Н.Р. Машинное зрение.....	45
Завадский А.В. Способ обнаружения когерентной помехи в РЛС сопровождения воздушных объектов.....	47
Зеленко М.А. Дифференциальный метод термокоррекции характеристик униполярных структур.....	49
Иодко А.А. Методика оценки средней пропускной способности сети стандарта LTE.....	51
Каирхан Ш. Мурашкина З.Н. Углочастотные характеристики адаптивных многолучевых антенных решеток средств радиомониторинга	53
Кашпар А.А., Степовой А.О. Генератор наложения графической информации на видеосигнал	55
Кечик Д. А. Способ выделения информативных составляющих вибрационного сигнала методами межкомпонентной фазовой обработки...57	57
Козлов С.В., Нехайчик А.Д. Нейросетевой алгоритм функционирования моноимпульсного пеленгатора на базе квадрантной антенной решетки.....	59
Козлов С.В., Нехайчик А.Д. Вариант построения нейросетевого алгоритма функционирования радиолокационного моноимпульсного пеленгатора с пространственной компенсацией помех	61
Коршуков Е.А. Предусилитель на современной вакуумной трубке...63	63
Лабазанов Р.М. Исследование обработки виброакустических сигналов в частотно-временной области на основе модификаций вейвлет преобразования	64
Лагодин А.А. Приемный тракт радиочастотной метки УВЧ диапазона	65
Лебедь Ю.А. Радиосистема передачи данных для интернета вещей	67
Левицкий Ю.Ю. Военные средства связи и радиочастотная безопасность	68

Лощинин И. В. Оценка технического состояния подшипников качения на основе свёрточной сети Маллата.....	70
Лукьянчиков Е.А., Пясковский В.Н. синхронизация частотных преобразователей	71
Матюшков А.Л, Безрученко Д.А. Исследование энергетического выигрыша при обработке ШПС с разной базой.....	73
Матюшков А.Л, Безрученко Д.А. Разработка структурной схемы приемника с ШПС.....	75
Мицкевич А. С. Моделирование цифрового блока измерения дальности и скорости рлс ближнего радиуса действия с непрерывным пилообразным лчм излучением.....	77
Мишук И.А. Динамическая индикация для экономии выводов микроконтроллера.....	79
Нагорный Д.А. Эффективность оценочно-компенсационной обработки при селекции имитационных помех.....	81
Нгуен Тьен Тхай Особенности метода компенсации сигнала, отраженного от корпуса, при построении изображений винтов летательных аппаратов.....	83
Нгуен Тьен Тхай Метод определения радиуса винта летательного аппарата в радиолокационном датчике методом оконного преобразования Фурье.....	84
Пикуза М.О. Загрузчик программного обеспечения для ARM на основе CAN-протокола.....	86
Пильчук И.Ю. Программный анализатор сигналов для временного уплотнения каналов связи.....	87
Подворная Д.А. Синтезатор частоты.....	89
Почтальонов З.С. Защита микросхем от электростатических разрядов (ESD).....	91
Пясковский В.Н., Лукьянчиков Е.А. Цифровой реограф с микропроцессорным управлением.....	93
Радионович В.В. Фазовращатель системы фазовой синхронизации цифрового радиоприемного тракта.....	95
Радионович В.В. Блок синхронизации и демодуляции УКВ тактической радиостанции.....	96

Рачковский Т.С. Применение пакетного вейвлет-преобразования для обнаружения дефектов подшипников качения.....	97
Руденко Н.С. Особенности аутентификации в системах IoT.....	99
Русакевич И.С. Усилители класса D.....	100
Савицкий Е.В. Модуль имитации целевой и помеховой обстановки для испытаний радиолокационных станций	102
Садыков К.Е. Особенности применения технологии LORA и оборудования компании SEMTECH.....	104
Салата В.Н. Современные телевизионные андроид-приставки.....	106
Сенюк В.О. Оптимизация скорости обнаружения сигналов УКВ радиостанций многоканальных приёмников радиотехнической разведки...	107
Сотников Н.В. Система передачи данных на основе видимого света	109
Степовой А.О., Кашпар А.А. Контроллеры заряда для солнечных батарей.....	111
Ступин К.В. Расчет зоны радиоэлектронного подавления УКВ радиостанции.....	113
Тарабаш Н.А. Система предотвращения утечки конфиденциальной информации в корпоративной сети.....	115
Тармола С.А. Интегральные синтезаторы частоты в передатчиках магистральной радиосвязи.....	116
Толкач Р.В. Мониторинг состояния оборудования на основе анализа скалограммы.....	118
Хмелевский А.В. Сравнение алгоритмов помехоустойчивого кодирования.....	119
Цариков В.О. Учебный комплекс для подготовки специалистов в сфере радиационного контроля.....	121
Цыганков Н.А. Измерительный комплекс для контроля параметров радиоэлектронных средств.....	123
Шабан А.С. Разработка модели системы сопровождения объекта по данным видеонаблюдений.....	124
Шведов Д.В. Оптимизация преселектора по параметрам эффективной избирательности.....	126

Шишков П.С. Математическая модель устройства когерентного накопления отраженного сигнала.....	128
Шлома С.Л. Исследование восприимчивости цифровых микросхем к воздействию электромагнитных помех.....	129
Юлов Г.А. Анализ эффективности применения систем коррекции частотных характеристик приемных каналов.....	131
Юшкевич В.В., Хабибуллин А.Д. Датчик для определения микроклимата помещений.....	132
Ярошук Е.В. RFID-метки. передающий тракт радиочастотной метки УВЧ диапазона.....	135

Секция «МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»

Аксючиц А.В., Леонович Н.В. Круглая магнетронная распылительная система для формирования наноразмерных проводящих слоев	137
Алексеев А.Ю. Теплопроводность решётки мономолекулярных слоёв дисульфида молибдена	138
Артюх Е.А. Слабополевое магнетосопротивление пленок Sr_2FeMoO_6 , полученных методом центрифугирования	141
Бачило В.В., Никитюк С.А. Исследование параметров плазменного факела, формируемого в коаксиальной разрядной системе при атмосферном давлении.....	142
Гаронин В.П. Моделирование гетероструктур с квантовыми ямами	143
Гнитько А.А. Формирование золь-гель методом и фотокаталитические свойства наноструктурированного диоксида титана на диэлектрических пористых подложках	144
Гурбо А. Д. Формирование слоев пористого кремния методом электрохимического анодирования в охлажденной фтористоводородной кислоте	146
Денисов Н.М. Фотолюминесцентные и фотокаталитические свойства продуктов термообработки тиомочевины	147
Диас Л., Роселина А., Палмера Д., Мигель А. Определение профиля зоны эрозии магнетронной распыленной системы	149

Занько А.И. Протяженный источник ионов для обработки в вакууме.....	150
Корнилова Ю.Д., Свешников И.В. Получение пленок Er_2O_3 золь-гель методом на основе этилцеллюлозы	151
Крисевич С.Н. Электрическое инициирование воспламенения и горения наноструктурированного кремния	153
Кукуть Ю. М. Метод получения субмикронных элементов в технологии лазерной бесшаблонной литографии	155
Курапцова А.А. Исследование электрических свойств гетероструктуры оксид титана – кремний при облучении солнечным светом	156
Кухарчик Е.Н. Петрович В.А. Иммитансные и оптические свойства жидких диэлектриков	159
Ле Динь Ви Светоизлучающие диоды на основе нанопористого кремния	161
Лушпа Н.В., Мачерко Д.А. Определение параметров микроструктуры нанопористых материалов с помощью автоматизированной цифровой обработки СЭМ изображений	162
Макарский В.А., Панцулая Ш.Н. Управление процессом формирования гелевых осадков при формировании наноструктурированных диэлектрических слоев	163
Нигериш К.А., Ковальчук Н.Г., Михалик М.М. Визуализация тепловых полей в двумерных системах методом спектроскопии комбинационного рассеяния света	164
Палмера Д., Мигель А., Диас Л., Роселина А. Торцевой холловский источник ионов для асситирования осаждения	166
Панцулая Ш.Н., Макарский В.А. Временная нестабильность конденсаторных структур на основе диоксида титана	167
Сергеенко В.С. Влияние обменного смещения на магнитосопротивление спинового вентиля	169
Сычевич А.С. Микроактюаторы, использующие энергию горения нанопористого кремния	171
Урманов Б. Д., Данильчик А. В., Леоненя М. С. Оптимизация цветовых характеристик источника белого света на основе лазерного диода и смеси люминофоров	173

Федосенко В.С. Пьезосенсор измерения толщины плёнок в процессе нанесения	175
Фельшерук А.В. Плазмонные эффекты в графеновой наноструктуре.....	177
Холяво И.И., Мигас Д.Б., Хомец А.Л., Самусевич И., Сафронов И.В. Влияние морфологии на стабильность GaAs нанопроводов	179
Хомец А.Л., Холяво И.И., Сафронов И.В., Мигас Д.Б. Исследование теплопроводности многослойных, тонкоплёночных структур Si/Ge методом молекулярной динамики	180
Шилович С.А. Формирование и свойства многослойных структур мезопористого кремния	181
Шинкевич И.А. Распределение напряженности электрического поля в массиве острых катодов	182
Щадинская Д. А., Метла А. И. Исследование морфологии пористого анодного оксида алюминия, сформированного в различных условиях.....	184
Яцевич Е.В., Никитюк С.А. Изменение гидрофильных свойств поверхности обработкой в плазме атмосферного разряда	186

Секция «ЭЛЕКТРОНИКА»

Брынза Д.В. HTTPS протоколы в Go	187
Екимцов П.В. Ультразвуковой метод контроля эрозионно-коррозионного износа трубопроводов АЭС	188
Ключкий А.Ю., Ялович И.Ф. Измерительные комплексы систем радиочастотной идентификации	189
Шинкарёв А.Ю. Самодвижущаяся платформа с управлением по радиоканалу	190

Секция «ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОТЕХНОЛОГИИ»

Самолетный ответчик Garmin gtx 330

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

Аксененко А.А

Лойко С.В. – Инженер-электроник

В работе рассмотрены основные режимы работы и технические характеристики самолетного ответчика Garmin gtx 330. Также уделено внимание недостаткам и преимуществам этого устройства.

Самолётный ответчик предназначен для ответа на запросы радиолокатора и автоматической передачи информации о номере самолета, высоте полета, остатке топлива и других сообщений.

Самолётный ответчик обеспечивает решение следующих задач:

- увеличение дальности обнаружения самолета наземными радиолокатора за счет активного ответа;
- исключение помех от метеофакторов и местных предметов на экранах радиолокаторов за счет кодирования ответного сигнала;
- автоматическое индивидуальное опознавание самолета (передача информации о бортовом номере самолета);
- возможность непрерывного контроля высоты полета летательного аппарата;
- автоматическую передачу с борта самолета информации об остатке топлива и др. сообщений.

Мы рассмотрим возможности устройства Garmin gtx 330, изображенного на рисунке 1.

GTX 330 является передатчиком 2 уровня, который обеспечивает передачу информации с вертолета. Наземные станции могут запрашивать режим S самостоятельно с помощью 24-битного ICAO режима S адреса, который является индивидуальным для каждого летательного аппарата. Более того, наземные станции могут связываться с GTX 330 для данных их транспондеров и идентификации полета вертолета (регистрационный номер или другой позывной сигнал).

СПЕЦИФИКАЦИИ	ХАРАКТЕРИСТИКИ
Диапазон температур	От -45 до +70 градусов (при продолжительной работе)
Требования к питанию	10,0 – 33,0 В постоянного тока; входное питание: 22 Ватт – обычно, 45 Ватт – макс
Влажность	95% при + 50 градусах для 6 часов; 85% при +38 градусах для 16 часов;
Высота	55,000 футов
Частота передатчика	1090 МГц +- 1 МГц
Питание передатчика	125 Ватт мин, 250 Ватт номинально
Частота приемника	1030 МГц
Режим А	4096 идентификационных кодов

Режим C, высота	100 футов, увеличение от -1000 до 62,700 футов
Режим S	Выборочные идентификационные коды, тип летательного аппарата

Таблица 1: Технические характеристики Garmin gtx 330

Преимущества использования самолетного ответчика Garmin gtx 330:

Из-за малых размеров устройства, ответчик можно устанавливать в небольшие летательные аппараты.

- Garmin gtx 330 можно использовать в большинстве стран.
- Возможность работать в разных климатических условиях .

Главным недостатком является сложность установки антенн, из-за плохой электромагнитной совместимости



Рис.1- Изображение самолетного ответчика Garmin gtx 330

Список использованных источников:

1. http://www.avionicslist.com/articles/garmin_gtx_330.php
2. http://static.garmin.com/pumac/190-00734-11_06.pdf

ОПТИМИЗАЦИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА ПО ИНТЕРМОДУЛЯЦИИ ТРЕТЬЕГО ПОРЯДКА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ СИСТЕМЫ ПРИЕМА ИНФОРМАЦИИ

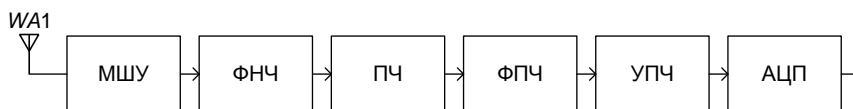
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Архипенков Д.В.

Забеньков И.И. – д.т.н., профессор

Интермодуляционные составляющие третьего порядка (IP_3), возникающие из-за нелинейности активных элементов, являются основными причинами снижения рабочих характеристик систем связи. Продукты третьего и более высоких порядков, возникающие при смешивании двух интерферирующих радиосигналов могут создавать сигнал помехи в рабочем канале, который может подавить полезный сигнал.

На рисунке 1 представлена обобщенная структурная схема сверхширокополосного цифрового приемного устройства [1].



МШУ – малошумящий усилитель; ФНЧ – фильтр нижних частот; ПЧ – преобразователь частот; ФПЧ – фильтр промежуточной частоты; УПЧ – усилитель промежуточной частот; АЦП – аналогово-цифровой преобразователь

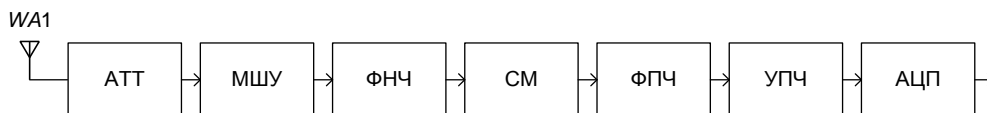
Рис. 1 – Обобщенная структурная схема цифрового сверхширокополосного приемника

Наибольшее влияние на суммарный $IP_{3\text{ПРМ}}$ имеет последний каскад радиотракта – аналого-цифровой преобразователь, как видно из (1) [2], на который поступают сигналы помех с полным усилением предыдущих каскадов.

$$IP_{3\text{ПРМ}} = \frac{1}{\frac{1}{IP_{3_1}} + \frac{K_{p1}}{IP_{3_2}} + \frac{K_{p1} \cdot K_{p2}}{IP_{3_3}} + \dots + \frac{K_{p1} \cdot K_{p2} \cdot \dots \cdot K_{pN}}{IP_N}}, \quad (1)$$

где IP_{3_N} – точки пересечения интермодуляции третьего порядка для отдельных каскадов приемного устройства; K_{pN} – коэффициент усиления каскадов.

Уменьшение этого параметра возможно при сохранении высокой чувствительности (малого коэффициента шума) приемного тракта при введении резистивного аттенюатора в преселектор (рис.2).



АТТ– аттенюатор, МШУ – малошумящий усилитель; ФНЧ – фильтр нижних частот; ПЧ – преобразователь частот; ФПЧ – фильтр промежуточной частоты; УПЧ – усилитель промежуточной частот; АЦП – аналогово-цифровой преобразователь

Рис. 2 – Обобщенная структурная схема цифрового сверхширокополосного приемника с аттенюатором

Такой аттенюатор введет затухание в тракт приема, тем самым линейно ухудшит чувствительность (увеличит верхнюю границу динамического диапазона). Это пропорционально увеличит верхнюю границу динамического диапазона. Это пропорционально увеличит $IP_{3\text{ПРМ}}$. Графически это показано на рисунке 3.

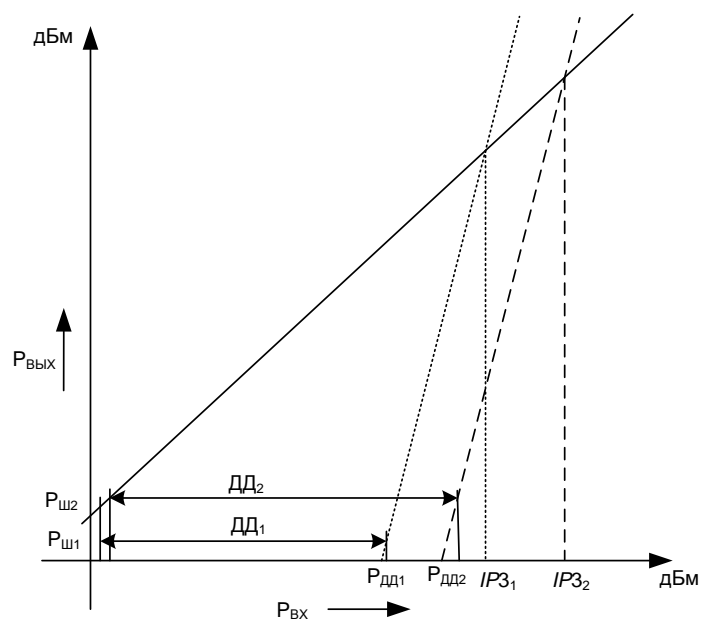


Рис. 3 – Графическое представление параметра IP_3

Расчет показывает, что при увеличении линейного затухания на входе и соответствующим ухудшении коэффициента шума расширяется динамический диапазон по нелинейным искажениям. Такая методика оптимизации по интермодуляционным параметрам позволяет получить значительное увеличение динамического диапазона по интермодуляции третьего порядка.

Список использованных источников:

1. Забеньков И.И. Проектирование цифровых приемных устройств / И.И. Забеньков [и др.] // Доклады БУГИР.– Минск: БГУИР, 2006 – №1 – С. 44-54.
2. Designer's Handbook RF Micro Devices Inc., 1999 – 650с.

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПОВОРОТНЫМ УСТРОЙСТВОМ АНТЕННЫ С ИНТЕРФЕЙСОМ RS485

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

Батраков С.А., Гриневецкий Е.Е.

Образцова О.Н. – доцент кафедры ИСиТ, к.т.н., доцент

Для эффективного проведения связи на различных диапазонах используют многоэлементные направленные антенны, требующие систем для изменения их направления в сторону местонахождения корреспондента, так называемые поворотные устройства. С развитием использования спутниковых ретрансляторов, предназначенных для проведения дальней радиосвязи, потребовались поворотные устройства, обеспечивающие изменение не только азимутального угла направления антенны, но и угла ее элевации. Это обусловлено спецификой прохождения спутника-ретранслятора над теми или иными широтами земной поверхности. Поворотное устройство должно постоянно корректировать направление антенн, установленных на нем, в зависимости от положения спутника на небосклоне. Осуществлять эту операцию, управляя поворотным устройством вручную довольно сложно и не эффективно, поэтому в настоящее время она автоматизируется с помощью компьютера. Ввиду всего вышеизложенного становится ясно, что для управления таким поворотным устройством необходима система, позволяющая эффективно управлять всеми необходимыми функциями, обеспечивающими комфортную работу оператора радиостанции в эфире.

Как правило, система позиционирования антенн состоит из двух частей: первая – поворотное устройство, позволяющее производить позиционирование антенн по азимутальному углу и углу элевации, содержащее в своем составе необходимые механические узлы и детали, а также электрические, электромеханические и электронные узлы, осуществляющие привод механических частей, их контроль и управление режимами работы; вторая – контроллер управления поворотным устройством, позволяющий осуществлять управление углами поворотного устройства как вручную, так и с помощью персонального компьютера. Контроллер подключается к компьютеру через COM-порт и обменивается данными с программным обеспечением. В качестве программного обеспечения контроллера в основном используется программа слежения за искусственными спутниками Земли и Луной Orbitron[1], Контроллер управления поворотным устройством в автоматическом режиме работает с этой программой и драйвером для передачи данных WiSP DDE[2]. Поворотное устройство располагается непосредственно в антенно-мачтовой системе, то есть, вдали от места оператора радиостанции, а контроллер поворотного устройства всегда расположен на рабочем месте оператора, в месте, обеспечивающем удобный доступ к органам его управления. Соединение между поворотным устройством и контроллером управления осуществляется посредством кабеля, содержащим достаточное количество жил для обеспечения управления и питания всех необходимых узлов и систем поворотного устройства. При традиционном управлении поворотным устройством, как правило, приходится использовать кабели управления с количеством жил 6 и более, поскольку все необходимые для управления сигналы передаются непосредственно к блоку управления, находящемуся на столе оператора, а линии, производящие управление приводами поворотного устройства, наоборот уходят от блока управления к поворотному устройству.

В данной системе управления передача данных от поворотного устройства его состоянию и текущих углах азимута и элевации, а также управляющие команды от контроллера управления к поворотному устройству осуществляется с помощью интерфейса RS485[3], требующего для обмена данными одну двухпроводную линию. Питание к поворотному устройству передается еще по двум жилам кабеля управления. В результате для управления поворотным устройством в данной системе используется кабель содержащий четыре жилы. Интерфейс RS485 предназначен для организации последовательного канала для связи между несколькими устройствами по одной двухпроводной линии связи с волновым сопротивлением 120 Ом и скоростью передачи данных в несколько десятков мегабит в секунду. В зависимости от скорости передачи данных длина кабеля может достигать 1200 метров. Все устройства, использующие RS485, подключаются к линии передачи данных параллельно и производят обмен данными друг с другом в полудуплексном режиме. Таким образом, для обеспечения контроля и управления посредством интерфейса RS485 на поворотном устройстве устанавливаются два блока, каждый из которых осуществляет контроль угла и управление приводом механизма, осуществляющего изменение соответствующего угла направления антенны. Таким образом, непосредственно на поворотном устройстве устанавливаются блок управления осью азимута и блок управления осью элевации.

На рисунке 1 показана структурная схема системы управления поворотным устройством, поясняющая принцип ее организации.

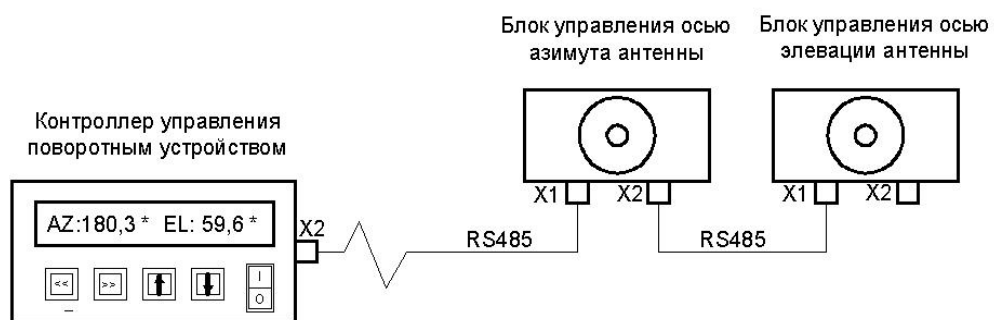


Рисунок 1 – Структурная схема системы управления поворотным устройством антенны.

Список использованных источников:

1. Stoff S. Orbitron – Satellite Tracking System [Электронный ресурс] // URL: <http://www.stoff.pl>;
2. WispDDE [Электронный ресурс] // URL: http://www.g6lvb.com/wispdde_info.htm;
3. Electrical Characteristics of Generators and Receivers for Use in Balanced Multipoint Systems: Recommended Standard 485 / Electronics Industries Association. – TIA/EIA 485-A, 2003.

АТМОСФЕРНАЯ ПЛАЗМА И МЕТОДЫ ЕЁ ГЕНЕРАЦИИ

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

Бачило В.В., Рыбаков С.А.

В данной работе рассматриваются основные методы генерации плазмы, в том числе атмосферной. Особое внимание уделяется мало изученному диэлектрическому барьерному разряду (DBD), а также различным конфигурациям его генератора.

Плазма – это ионизированный газ, который состоит из свободных электронов, ионов, а также молекул и атомов нейтрального газа. Для того, чтобы разделить молекулу газа (ионизировать), необходимо ей сообщить достаточно большую энергию, которая заставит её быстро и хаотично двигаться, сталкиваясь с другими молекулами и теряя электроны. Эта энергия называется кинетической энергией, и она напрямую зависит от температуры. Таким образом, для того, чтобы газ стал плазмой, его нужно нагреть, причём нагреть проще всего электроны из-за их очень маленького веса и размера. Теоретически возможно получение плазмы путём классического сильного нагревания, однако плазменная температура даже самых простых газов (таких, как водород или гелий) во много раз превышает температуры самых эффективных нагревательных установок. Поэтому на практике плазму как правило нагревают пропусканием электрического тока через газы.

На сегодняшний день наиболее распространены следующие группы методов получения плазмы:

- 1) Методы электрической ионизации;
- 2) Методы оптической ионизации, в том числе оптические разрядные методы.

Разделение этих методов на самом деле достаточно условное, потому что они все основаны на принципе передачи энергии от высокоэнергетического источника в различные газы. Практически всегда эта «транспортная» является разрядом.

Плазму делят на горячую (свыше миллиона градусов по кельвину – именно при такой температуре происходят термоядерные реакции) и холодную. При этом холодная плазма так же делится на термическую и нетермическую. Плазму можно получать при низком давлении в специальных вакуумных установках и при атмосферном давлении. До недавнего времени добиться стабильного существования плазмы удавалось только при использовании вакуумных установок.

Атмосферная плазма – эффективная альтернатива существующей вакуумной плазме, поскольку для её генерации не требуются дорогостоящие вакуумные системы.

Существует много способов генерировать плазму – и каждый находит своё применение в той или иной области:

- Тлеющий разряд – вакуумный нетермический разряд с очень малым током и высоким напряжением. Используется в осветительных конструкциях, неоновых лампах;
- Дуговой разряд – атмосферный термический разряд при сравнительно низких напряжениях и очень больших токах (не выгоден с энергетической точки зрения), электроды в результате термоэMISSION сильно нагреваются и продукты этого процесса загрязняют плазму. Используется в плазменных горелках, резаках, плавильных станциях;
- ВЧ- и СЧВ-разряды – атмосферная или вакуумная термическая плазма, используется индукционная или емкостная ионизация, без использования электродов. Таким образом, генерируемая плазма образуется без примесей. Используется при плазменном нанесении термостойких покрытий и напылений.
- Коронный разряд – атмосферный нетермический разряд при очень высоких и неоднородных напряжениях и практически нулевых токах. Используется при производстве озона и очищении воздуха, применяется в принтерах, а также для диагностики целостности конструкций;
- Диэлектрический барьерный разряд (DBD) – атмосферный нетермический разряд с высокими напряжениями и низкими токами. Используется для обработки поверхностей, нанесения покрытий, озонирования, стерилизации;
- Оптический разряд – атмосферный термический разряд. Возможность достигать самых высоких температур, однако требуются очень большие лазеры с очень большим потреблением энергии. Возможность формирования плазмы сфокусированным лазером дистанционно без вспомогательных средств.

Среди методов генерации плазмы особый интерес вызывает диэлектрический барьерный разряд (DBD). В наше время существенный интерес вызывает создание технологий управления высокоскоростными воздушными потоками вблизи поверхности летательных аппаратов путем модификации пограничного слоя с помощью поверхностного диэлектрического барьерного разряда. В данный момент активно проверяются теории, согласно которым плазма может поглощать электромагнитное излучение. Это значит, что из плазмы можно сделать камуфляж, который будет укрывать летательные аппараты или наземные технические средства от радаров. Электрический разряд, в том числе, поверхностный барьерный разряд, также активно применяется в методах и технологиях синтеза наноматериалов. Кроме того, в настоящее время в качестве промышленных источников озона широко используются плазмохимические реакторы на основе барьерного разряда.

Барьерный диэлектрический разряд представляет собой разряд через диэлектрический материал.

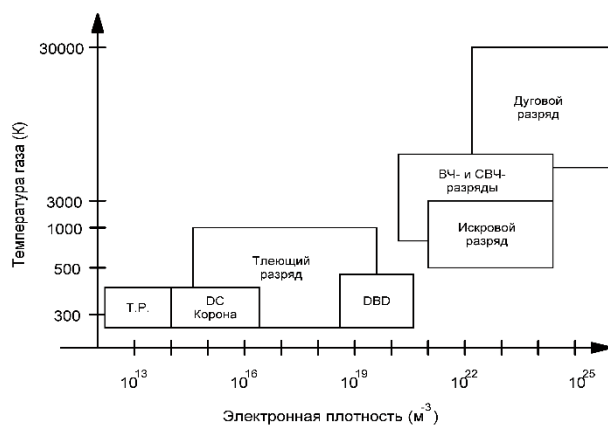


Рис. 1 – Различные типы газовых разрядов и их температуры

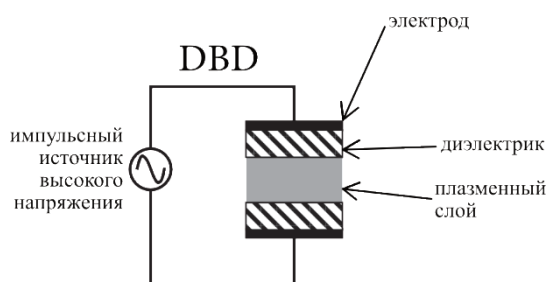


Рис. 2 – Генератор DBD

DBD является источником плазмы с электродами и изолирующим слоем между ними. Электроды подключены к импульсной системе (рис. 2).

DBD – это самостоятельный электрический разряд в электродной конфигурации, содержащей на пути разряда изоляционный материал. Этот, так называемый, диэлектрический барьер позволяет производить нетермическую плазму при атмосферном давлении. Конфигурация параметров и принципов диэлектрического барьерного разряда характеризуется наличием изолирующего материала (диэлектрика) в области разряда. Обычно используются такие материалы как стекло, кварц, керамика, эмаль, слюда, пластик, резина и кремний.

Среди самых простых конфигураций можно выделить следующие:

1) Объемные DBD – один или оба электрода покрыты диэлектриком, защищающим их от реактивных веществ, которые могут образовываться в плазме, пространство между диэлектриками заполнено газом (схематично изображено на (а)). Для варианта, когда диэлектриком покрыт только один электрод требуется значительно меньше напряжение пробоя, однако возникает риск эрозии или коррозии второго электрода. На самом деле на этом и заканчивается разница между расположением диэлектрика, этот параметр можно изменять для различных способов обработки газов;

2) При поверхностном DBD оба электрода находятся в непосредственном контакте с барьером. Здесь, плазма образуется в газе на открытой поверхности электрода и распространяется на поверхности диэлектрика, в то время как другой электрод встраивается внутрь диэлектрика. Такая конфигурация может быть получена с использованием сети электродов с одной стороны диэлектрика и плоской пластины – с другой;

3) В копланарных конфигурациях оба электрода встраиваются в диэлектрик, а вокруг него в воздухе образуется плазма.

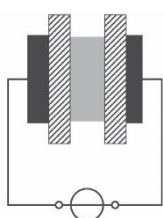


Рис. 3 – Объемный DBD с двумя диэлектриками

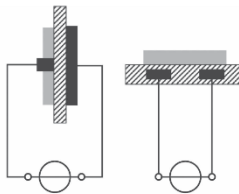


Рис. 4 – Поверхностные DBD

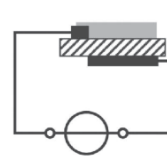


Рис. 5 – Копланарные DBD

Список использованных источников:

1. Dielectric barrier discharges: progress on plasma sources and on the understanding of regimes and single filaments : Topical Review / Ronny Brandenburg – Leibniz Institute for Plasma Science and Technology, Greifswald, 2017.
2. Foundations of atmospheric pressure nonequilibrium plasmas : Topical Review / Peter J Bruggeman – Leibniz Institute for Plasma Science and Technology, Greifswald, 2017.

КРИПТОГРАФИЧЕСКАЯ ЗАЩИТА ИНФОРМАЦИИ СИСТЕМ ВИДЕО-НАБЛЮДЕНИЯ

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

Берёзкин Р.В.

Власова Г.А. – к.т.н., доцент

В работе рассматриваются основные факторы, которые необходимо учитывать при обеспечении защиты передачи видеoinформации. Рассматриваются алгоритмы шифрования для защиты передаваемых данных и пакетов данных сетевого видеонаблюдения.

Системы видеонаблюдения делят на аналоговые и сетевые. В данной работе было выбрано сетевое видеонаблюдение, так как оно даёт быструю передачу данных, лучшее качество сигнала, помехозащищённость, такую систему проще масштабировать, а также стоит учесть то, что хранение, просмотр и обработка информации производится, в большинстве случаев, для данных в цифровом формате.

IP-наблюдение успешно интегрируется в системы безопасности крупных и мелких объектов, а монтаж IP-видеонаблюдения прост и доступен – система легко передислоцируется и переформируется под решение новых технических задач без дополнительной прокладки кабельных коммуникаций.

Есть несколько уровней защиты для обеспечения безопасной передачи и данных по сетям. Первый уровень - это авторизация и аутентификация. Пользователь или устройство идентифицирует себя в сети и на удаленном устройстве при помощи имени пользователя и пароля, которые проверяются, и по результатам проверки устройство получает доступ или не получает, соответственно. Для повышения безопасности данные шифруются. Наиболее распространенными методами шифрования считаются SSL/TLS (так же известный как HTTPS), VPN и WEP или WPA в беспроводных сетях. При использовании шифрования скорость передачи данных может в некоторой степени уменьшиться в зависимости от метода шифрования и его реализации.

Дополнительным средством защиты предусматривают возможность создания списка разрешенных сетевых адресов (так называемая фильтрация сетевых адресов).

Протокол HTTPS это метод шифрования, когда передаваемые данные упаковываются в криптографический протокол SSL или TLS. Это означает, что происходит шифрование самих передаваемых данных и протокола HTTP.

Чтобы сетевой видеокамере было разрешено передавать данные по безопасному протоколу HTTPS, у нее или него должен быть цифровой сертификат и асимметричная ключевая пара. Пара ключей генерируется устройством. Сертификат генерируется или самостоятельно подписывается устройством, или выдается сертификационным органом. При использовании протокола HTTPS сертификат используется для аутентификации и шифрования. Это означает, что браузер проверяет видеокамеру по сертификату, и сертификат используется алгоритмом шифрования с открытыми ключами.

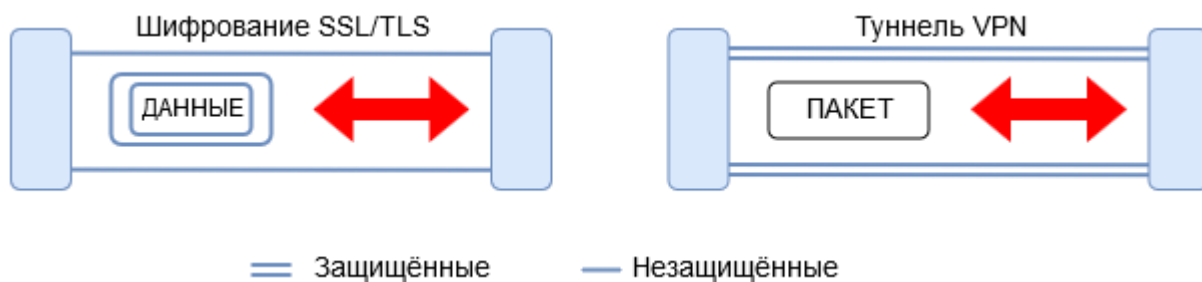


Рис. 1 – Сравнение шифрования с применением протоколов SSL/TLS и сети VPN.

Виртуальная частная сеть (VPN) позволяет организовать защищенный "канал" между двумя общими данными устройствами, таким образом, обеспечивая безопасный и защищенный обмен данными через Интернет. В этом случае происходит шифрование всего пакета, включая его данные и заголовок, который содержит сведения об источнике и адресе назначения, типе пересылаемой информации, порядковом номере пакета в последовательности пакетов и длине пакета.

Данные средства защиты имеют широкое применение, но находятся в стадии постоянного развития, так как имеют место случаи взломов и обнаружения уязвимостей.

Список использованных источников:

1. Техническое руководство по сетевому видеонаблюдению: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.axis.com/ru-ru/learning/web-articles/technical-guide-to-network-video/>.
2. Дамьяновски В. CCTV. Библия видеонаблюдения. Цифровые и сетевые технологии. /Пер, с англ. – М.: ООО «Ай-Эс-Эс Пресс», 2006, – 480 с.

ИНТЕРНЕТ ВЕЩЕЙ

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

Богдан Д.С., Скакун И.В.

Зорько М. И. – ассистент каф. СТК

В современном мире понятие «интернет вещей» (от англ. Internet of things, IoT) набирает всё большую популярность. Однако представление о данной технологии зачастую сводится к так называемому умному дому, что не охватывает возможностей интернета вещей во всей их полноте. Данная работа содержит доступное описание концепции интернета вещей, его достоинств и недостатков, моделей применения и перспектив развития.

В литературе встречается большое количество различных определений IoT, остановимся на одном из них. Интернет вещей – это сеть разнообразных подключенных к интернету устройств, реализующих различные модели взаимодействия – «Вещь – Вещь» (Thing-Thing), «Вещь – Пользователь» (Thing-User) и «Вещь – Веб-Объект» (Thing-Web Object). Такая сеть вполне логическое продолжение развития информационных технологий, нечто подобное предсказывал ещё Никола Тесла, утверждая, что в будущем многие вещи станут частью единого целого, образуя этаким «большой мозг». Обратимся к истории интернет-технологий, чтобы понять место интернета вещей в структуре их развития. Всю историю существования интернета можно условно разделить на 4 этапа, каждый из которых является вехой в развитии интернета (рис. 1).



Рис. 1 – Основные этапы развития интернета.

В настоящее время мы находимся на четвёртом этапе, этапе интернета вещей, для которого характерно увеличение количества устройств, которые взаимодействуют не только с пользователем, но и друг с другом. Началом этого этапа можно считать 1999, когда Кевин Эштон высказал мнение, что теоретически можно объединить все терминалы в одну сеть, благодаря чему машины сами могли бы оценить чего не хватает, например, на складе, и сами делали бы заказ поставщику на недостающие позиции. Другой пример реализации интернета вещей: Вы, проснувшись утром, хотите заварить себе кофе. Вы можете, не вставая, используя свой смартфон, дать команду кофеварке варить кофе. Но тут кофеварка обнаруживает, что запасы кофе в вашей квартире на исходе! Тогда кофеварка выходит в интернет и находит кофе в ближайшем магазине по наилучшей цене и покупает их. Попутно кофеварка связывается с холодильником, который сообщает список других продуктов, запас которых также следует пополнить. Курьер доставляет все необходимые продукты, в том числе и кофе, прямо к вам домой. Поднявшись с кровати, вы обнаружите готовый кофе и полный вкусной и свежей еды холодильник. И это всего лишь несколько примеров. Предполагается, что в будущем «вещи» станут активными участниками бизнеса, информационных и социальных процессов, где они смогут взаимодействовать и общаться между собой, обмениваясь информацией об окружающей среде, реагируя и влияя на процессы, происходящие в окружающем мире, без вмешательства человека.

Аналитики предсказывают четырёхступенчатую модель развития интернета вещей:

1. Умные вещи.
2. Умный дом.
3. Умный город.
4. Умная планета.

Первую ступень мы можем наблюдать уже сейчас – у большинства из нас есть умные телефоны, часы, кроссовки и т.д. Более того первая интернет-вещь появилась ещё в девяностых, когда один из создателей протокола TCP/IP, Джон Ромки, подключил к интернету свой тостер.

Вторая ступень – ступень умного дома – это как раз то, с чем зачастую путают интернет вещей. Умный дом – это высокотехнологичная система, позволяющая объединить все коммуникации в одну и поста-

вить её под управление искусственного интеллекта, программируемого и настраиваемого под все потребности владельца для автоматизации повседневных действий. Этот этап также можно наблюдать уже сегодня, однако он не так распространен, как первый, в том числе из-за дороговизны технологий. В умном доме могут находиться датчики температуры, давления, движения, освещения, влажности, а каждый прибор в доме имеет доступ к определенному набору датчиков. Благодаря этому кондиционер включается только тогда, когда вы заходите в комнату, и выставляет ту температуру, которая будет для вас оптимальной. Свет включается только в темное время суток и только когда в помещении есть люди. А человек из любой точки мира может отслеживать работу приборов и, при желании, управлять ими.

Умный город – это третья ступень в развитии интернета вещей. Умные приборы и дома объединятся в умные кварталы, а затем и в умные города. Светофоры отслеживают активность на дорогах и с учетом дорожной ситуации регулируют движение. Фонари загораются только в темное время суток и только когда на улице есть люди. Все это приводит к колоссальной экономии энергии.

Четвертая ступень (умная планета) подразумевает наличие множества всевозможных датчиков по различным местам планеты. Почва, вода, воздух – датчики повсюду, всё находится под контролем. Мы сможем предсказывать погоду с огромной точностью, землетрясения больше не станут для нас неожиданно, за чистотой воздуха и воды будет производиться постоянное наблюдение.

Самой главной проблемой на сегодняшний день является отсутствие стандартов в данной области, что затрудняет возможность интеграции предлагаемых на рынке решений и во многом сдерживает появление новых. Так же для полноценного функционирования такой сети необходима автономность всех «вещей», т.е. датчики должны научиться получать энергию из окружающей среды, а не работать от батареек, как это происходит сейчас.

Однако распространение данной технологии неизбежно. Уже сейчас рынок «Интернета вещей» переживает период бурного роста. По оценкам ведущих IT-компаний, уже в настоящем году число датчиков и устройств IoT превысит количество мобильных телефонов и станет самой большой категорией подключенных устройств.

С развитием Интернета вещей все больше предметов будут подключаться к глобальной сети, тем самым создавая новые возможности в сфере безопасности, аналитики и управления, открывая все новые и более широкие перспективы и способствуя повышению качества жизни населения.

Список использованных источников:

3. livier Hersent, David Boswarthick, Omar Elloumi. The Internet of Things: Key Applications and Protocols. — Willey, 2012. — 370.
4. Леонид Черняк. Платформа интернет вещей (рус.). Открытые системы. СУБД, №7, 2012. Открытые системы (26 сентября 2012).
5. Веб-ресурс: <https://habrahabr.ru/post/259243/>

СПУТНИКИ — ПАССИВНЫЕ И АКТИВНЫЕ, РЕГЕНЕРАТИВНЫЕ И НЕРЕГЕНЕРАТИВНЫЕ РЕТРАНСЛЯТОРЫ

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

Боков В. М.

Ткаченко А. П. – канд. техн. наук, доц.

Со времени запуска первого советского искусственного спутника Земли (ИСЗ) мысль о возможности использования спутников для увеличения дальности действия УКВ радиолиний приобрела реальную основу. Создание новых систем спутников, запускаемых на различные орбиты, разработка антенн с большим коэффициентом усиления, использование квантовомеханических усилителей, позволяющих значительно повысить чувствительность наземных приемных устройств, а также создание передатчиков большой мощности и применение весьма эффективных методов модуляции дали возможность решить задачу использования искусственных спутников Земли для дальней УКВ радиосвязи, передачи телевидения, наблюдения за погодой. Подобные радиолинии состоят из наземной приемной и передающей станций и некоторого числа спутников, выполняющих роль промежуточных станций. Спутники могут работать как активные и как пассивные ретрансляторы.

Пассивные ретрансляторы обычно представляют собой пустотелые шары диаметром несколько десятков метров, поверхность которых металлизирована. Так, американский спутник «Эхо-2», запущенный в 1964 г., представляет собой надувной шар диаметром 41 м. Пассивные ретрансляторы делятся на стабилизированные, ориентированные определенным образом относительно Земли, и нестабилизированные. Стабилизированные пассивные ретрансляторы требуют применения электронных систем управления пространственным положением аппарата, что ликвидирует их основное достоинство — простоту. Пассивные ретрансляторы отличаются большой надежностью, долговечностью и могут служить для передачи широкой полосы частот без искажений. Недостатком пассивных ретрансляторов является требование большой мощности наземных передатчиков и высокого коэффициента усиления передающих и приемных антенн. Мощность сигнала в приемной антенне сильно ослаблена: она оказывается обратно пропорциональной квадрату произведения расстояний от передающей антенны до спутника и от спутника до приемной антенны. При применении активных ретрансляторов на спутнике принятый с Земли сигнал усиливается и затем передается на приемную наземную станцию. Активные ретрансляторы могут работать с задержкой и без задержки. При работе с задержкой принятый над передающим пунктом сигнал на спутнике «запоминается» и передается в нужном месте над другим пунктом на приемную станцию. При работе без задержки спутник непрерывно передает принятые сигналы, только на другой частоте. Активные ретрансляторы требуют установки на спутниках приемно-передающих устройств, что снижает надежность и долговечность их работы. При использовании активных ретрансляторов не предъявляется высоких требований к мощности наземного передатчика и направленности наземных антенн. Для получения одной и той же мощности в приемной наземной антенне активный спутник-ретранслятор должен иметь существенно меньшую массу, чем пассивный. Активный спутник позволяет передать больше информации в единицу времени, чем пассивный. Сложным вопросом является выбор орбиты для каждого конкретного спутника с учетом его назначения. Необходимо учитывать количество и расположение наземных пунктов, характер передаваемой информации, параметры ракеты-носителя, влияние космических условий — рентгеновского и ультрафиолетового излучения и много других факторов. Спутниковые ретрансляторы могут быть нерегенеративными и регенеративными^[1]. Нерегенеративный спутник, приняв сигнал от одной земной станции, переносит его на другую частоту, усиливает и передает другой земной станции. Спутник может использовать несколько независимых каналов, осуществляющих эти операции, каждый из которых работает с определенной частью спектра (эти каналы обработки называются [транспондерами](#)). Регенеративный спутник производит [демодуляцию](#) принятого сигнала и заново [модулирует](#) его. Благодаря этому исправление ошибок производится дважды: на спутнике и на принимающей земной станции. Недостаток этого метода — сложность (а значит, гораздо более высокая цена спутника), а также увеличенная задержка передачи сигнала. Орбиты, на которых размещаются спутниковые ретрансляторы, подразделяют на три класса:

- экваториальные,
- наклонные,
- полярные.

Важной разновидностью *экваториальной орбиты* является [геостационарная орбита](#), на которой спутник вращается с [угловой скоростью](#), равной угловой скорости Земли, в направлении, совпадающем с направлением вращения Земли. Очевидным преимуществом геостационарной орбиты является то, что приёмник в зоне обслуживания «видит» спутник постоянно. Однако геостационарная орбита одна, ёмкость её, определяемая длиной окружности орбиты, поделённой на размеры спутников с учётом «интервалов безопасности» между ними, конечна. Поэтому все спутники, которые хотелось бы, вывести на неё невозможно. Другим её недостатком является большая высота (35 786 км), а значит, и большая цена вывода спутника на орбиту.

Большая высота геостационарной орбиты приводит также к большим задержкам передачи информации. Кроме того, плотность потока мощности у земной поверхности в точке приема сигнала падает по направлению от экватора к полюсам из-за меньшего угла наклона вектора электромагнитной энергии к земной поверхности, а также из-за увеличивающегося пути прохождения сигнала через атмосферу и связанного с этим поглощением. Поэтому спутник на геостационарной орбите практически не способен обслуживать земные станции в приполярных областях. *Наклонная орбита* позволяет решить эти проблемы, однако, из-за перемещения спутника относительно наземного наблюдателя необходимо запускать не меньше трёх спутников на одну орбиту, чтобы обеспечить круглосуточный доступ к связи. *Полярная орбита* — предельный случай наклонной (с наклоном 90°).

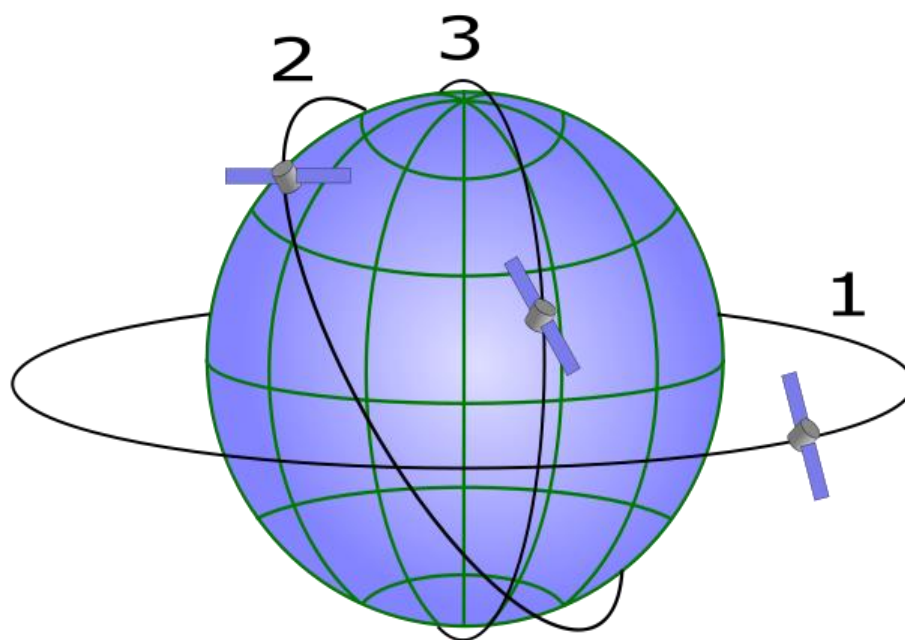


Рис. 1 – Разновидности орбит (1.экваториальна; 2.наклонная; 3.полярная)

Список использованных источников:

6. <http://www.radiouniverse.ru/book/rasprostranenie-korotkih-i-ultrakorotkih-radiovoln/sputniki-passivnye-i-aktivnye-retranslyatory>.
7. https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%93%D0%B5%D0%BE%D1%81%D1%82%D0%B0%D1%86%D0%B8%D0%BE%D0%BD%D0%B0%D1%80%D0%BD%D0%B0%D1%8F_%D0%BE%D1%80%D0%B1%D0%B8%D1%82%D0%B0.

МЕТОД ИЗВЛЕЧЕНИЯ АЛГОРИТМОВ БЫСТРЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ УОЛША

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

А.А. Будько, А.С. Лобейко, Я.М. Самойлович

Будько А. А. – к.т.н., доцент

Функции Уолша находят применение в различных областях обработки и передачи данных. Преобразование Уолша осуществляется с помощью быстрых алгоритмов, основанных на факторизации матриц Уолша в различных упорядочениях. Кроме того в теории и многих практических приложениях важно производить оценку спектра по Уолшу на скользящем интервале, т.е. осуществлять вычисление коэффициентов преобразования от последовательностей, составленных из N значений входного сигнала, получаемых после каждого нового значения входного сигнала.

В докладе рассматривается метод получения алгоритмов быстрого преобразования Уолша в системе упорядочения Уолша-Пэлли.

Рассмотрим вывод алгоритма быстрого преобразования Уолша для случая N = 3. Уравнение для преобразований в системе Уолша-Пэлли выглядит следующим образом:

$$\bar{Y}(u_n, \dots, u_2, u_1) = \sum_{v_n=0}^1 (-1)^{u_n v_n} \cdot \sum_{v_{n-1}=0}^1 (-1)^{u_2 v_{n-1}} \times \dots \times \sum_{v_1=0}^1 (-1)^{u_n v_1} \cdot \bar{y}(v_n, \dots, v_1)$$

Рассмотрим на примере одну такую перестановку и построим граф.

$$\bar{Y}(u_3, u_2, u_1) = \sum_{v_3=0}^1 (-1)^{u_1 v_3} \cdot \sum_{v_2=0}^1 (-1)^{u_2 v_2} \times \sum_{v_1=0}^1 (-1)^{u_3 v_1} \cdot \bar{y}(v_3, v_2, v_1)$$

$$\bar{y}_1(v_2, v_1, u_1) = \sum_{v_3=0}^1 (-1)^{u_1 v_3} \cdot \bar{y}(v_3, v_2, v_1)$$

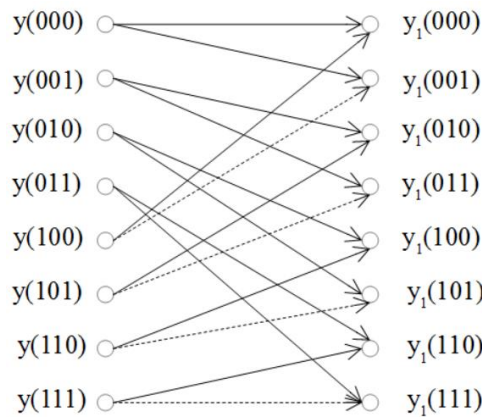


Рис. 1 – Граф первой итерации.

$$y_1(000) = (-1)^{0 \cdot 0} y(000) + (-1)^{0 \cdot 1} y(100)$$

$$y_1(001) = (-1)^{1 \cdot 0} y(000) + (-1)^{1 \cdot 1} y(100)$$

$$y_1(010) = (-1)^{0 \cdot 0} y(001) + (-1)^{0 \cdot 1} y(101)$$

$$y_1(011) = (-1)^{1 \cdot 0} y(001) + (-1)^{1 \cdot 1} y(101)$$

$$y_1(100) = (-1)^{0 \cdot 0} y(010) + (-1)^{0 \cdot 1} y(110)$$

$$y_1(101) = (-1)^{1 \cdot 0} y(010) + (-1)^{1 \cdot 1} y(110)$$

$$y_1(110) = (-1)^{0 \cdot 0} y(011) + (-1)^{0 \cdot 1} y(111)$$

$$y_1(111) = (-1)^{1 \cdot 0} y(011) + (-1)^{1 \cdot 1} y(111)$$

Аналогичные действия произведем для второй и третьей итерации соответственно:

$$\bar{y}_2(v_1, u_1, u_2) = \sum_{v_2=0}^1 (-1)^{u_2 v_2} \cdot \bar{y}_1(v_2, v_1, u_1); \bar{y}_3(u_1, u_2, u_3) = \sum_{v_1=0}^1 (-1)^{u_3 v_1} \cdot \bar{y}_2(v_1, u_1, u_2)$$

и построим окончательный граф для всех трёх итераций:

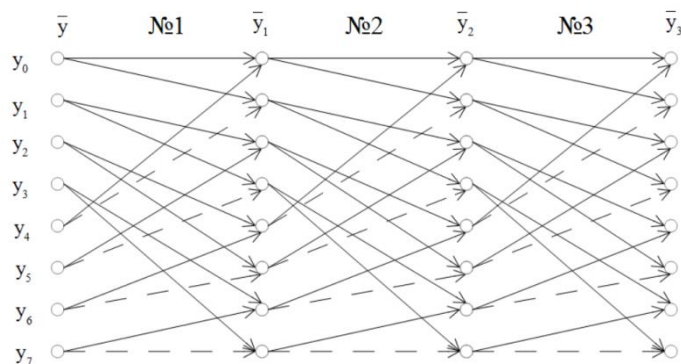


Рис. 1 – Граф первой, второй и третьей итерации.

В результате получили и доказали алгоритм Кроузера-Радера-Рошфора. Полученный граф имеет все одинаковые итерации, что дает определенное преимущество при вычислении мгновенного спектра по Уолшу.

СОЛНЕЧНЫЕ БАТАРЕИ

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

Витень А.Д.

Потапов В.Д. – к.т.н., доцент

Сложная энергетическая и экологическая ситуация, сложившаяся в современном мире, в результате высокого уровня потребления электроэнергии, заставляет науку и промышленность искать интенсивные пути решения проблем создания альтернативных источников электроэнергии. Одним из перспективных направлений альтернативной энергетики является преобразование солнечной энергии в электрическую. В контексте решения этих проблем большое значение приобретает разработка и внедрение устройств для питания различных видов потребителей от солнечных батарей.

Солнечная батарея (называемые также фотоэлектрические элементы) это твердотельные электрические устройства, предназначенные для преобразования солнечной энергии в электрическую, посредством фотоэлектрического эффекта. Каждая солнечная батарея состоит из солнечных ячеек. Сборки солнечных ячеек используются для создания модулей, для выработки электричества из солнечной энергии. Такие сборки монтируются вместе, для получения группы из солнечных модулей, которые в свою очередь устанавливаются на специальные поворотные устройства или слеллажи, ориентирующие группу солнечных модулей на солнце, которая также включает в себя другой электронный обвес. Такие сборки называются солнечными панелями. Солнечные панели бывают 3 типов:

- 1.Монокристаллические
- 2.Поликристаллические
- 3.Аморфные

Наиболее распространенным типом, как среди кристаллических, так и вообще среди ячеек для солнечных батарей являются фотоэлементы из поликристаллического кремния. Поликристаллические фотоэлементы дешевле в изготовлении, чем монокристаллические аналоги, при этом принципиальная разница между ними практически неощутима. Солнечные панели из поликристаллических ячеек наиболее распространены ввиду оптимального соотношения их цены и КПД среди всех разновидностей панелей. КПД такой панели составляет 12-15%. Поликристаллические ячейки имеют характерный синий цвет и визуально неоднородную структуру. Поликристаллические элементы имеют квадратную форму из-за формы получаемых при производстве кремниевых заготовок, а визуальная неоднородность связана с поликристаллической структурой кремниевой отливки и незначительным количеством примесей. Солнечные элементы (СЭ) изготавливаются из материалов, которые напрямую преобразуют солнечный свет в электричество. Большая часть СЭ, выпускаемых коммерчески, изготавливается из кремния (химический символ Si). Кремний это полупроводник. Он широко распространен на земле в виде песка, является диоксидом кремния, также известного под именем "кварцит". Другая область применения кремния электроника, где кремний используется для производства полупроводниковых приборов и микросхем. Прежде всего, в СЭ есть задний контакт и 2 слоя кремния различной проводимости. Сверху есть сетка из металлических контактов и антибликовое покрытие просветляющее которое дает СЭ характерный синий оттенок.

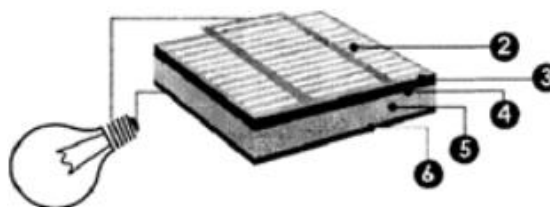


Рисунок 1.1-Структура солнечного элемента из кремния: 1 -свет (фотоны); 2 -лицевой контакт; 3 -отрицательный слой; 4 -переходный слой; 5 -положительный слой; 6 -задний контакт.

Полупроводниковые фотоэлектрические элементы работают на принципе преобразования световой энергии солнечного излучения непосредственно в электричество. Эти генераторы называют солнечными батареями.

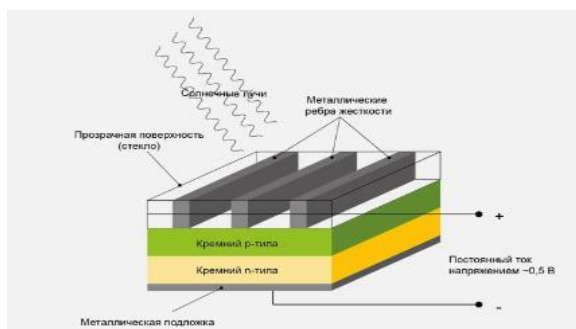


Рисунок 1.1-Схема работы кремниевой солнечной батареи.

Тонкая пластина состоит из двух слоев кремния с различными физическими свойствами. Внутренний слой представляет собой чистый монокристаллический кремний. Снаружи он покрыт очень тонким слоем «загрязненного» кремния, например с примесью фосфора. При попадании солнечных лучей, между слоями возникает поток электронов и образуется разность потенциалов, а во внешней цепи, соединяющей слои, появляется электрический ток. Соединив тысячи таких кристаллов, покрытых слоем металла, фотоэлементов, образуется солнечная батарея. Максимальный ток вырабатывается при перпендикулярном расположении плоскости батареи по отношению к солнечным лучам. Это означает, что необходима постоянная ориентация батарей на Солнце. В темноте солнечные батареи не будут давать ток, поэтому их необходимо применять в сочетании с другим источником тока, например с аккумулятором.

Список использованных источников:

- 1.Медведев А.М. Сборка и монтаж электронных устройств, 2006.
- 2.Гурьев А.М. Новая эра электроники, 2011.

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ КРИПТОГРАФИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ДЛЯ ДАТЧИКОВ И ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ В СИСТЕМЕ «УМНЫЙ ДОМ»

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

Войтехович С.А.

Власова Г.А. – к.т.н., доцент

В статье рассмотрены основные угрозы функционирования интеллектуальных систем «Умный дом», представлено сравнение наиболее распространенных сетевых стандартов KNX, LonWorks и BACnet. Рассмотрены основные направления криптографической защиты данных в системах «Умный дом», в том числе способы защиты систем автоматизации на базе специальных криптографических надстроек, решения в области малоресурсной (легковесной) криптографии.

Системы «Умного дома» или автоматизированного здания присутствуют почти во всех областях жизнедеятельности человека. В том числе и на важных промышленных объектах: атомных станциях, нефтеперерабатывающих заводах, газопроводах. Автоматизированные системы управления (АСУ) предназначены для управления и мониторинга различных элементов автоматике. Они включают в себя управление электропитанием, сигнализацией, освещением, видеонаблюдением, системами кондиционирования, подачей тепла и т.д. АСУ обеспечивают защиту от несанкционированного вторжения на территорию здания или открытые территории благодаря системам контроля доступа. Однако сами системы автоматизации нуждаются в информационной защите.

Современные информационные технологии являются важнейшей составляющей любого «Умного дома», они играют активную роль в функционировании всех его компонентов. Так, энерго- и водоснабжение «Умного дома» предполагает использование интеллектуальной системы учета и удовлетворения спроса на электроэнергию и воду, программно-аппаратного комплекса управления интеллектуальной энергосетью, водоснабжением и водоотведением. Аналогичная ситуация — с управлением системами безопасности (видеонаблюдение, видеofиксация, система оповещения, система обеспечения вызова экстренных оперативных служб). Повсеместное и непрерывное использование информационных технологий обуславливают высокую степень уязвимости интеллектуальной системы «Умный дом» перед возможными сбоями функционирования.

Потенциальными носителями угрозы сбоев функционирования из-за ошибок в программном обеспечении являются его разработчики. К угрозам сбоев функционирования системы вследствие внешних проблем с оборудованием можно отнести его хищение обслуживающим персоналом или злоумышленниками; неумышленный или умышленный вывод из строя (уничтожение) оборудования, а также носителей данных. К угрозам сбоев функционирования системы вследствие проблем с данными относятся порча данных, их модификация при разрешенном доступе (обслуживающий персонал); как умышленные, так и неумышленные ошибки ввода; искажение данных и ввод ложной информации при несанкционированном доступе. К угрозам сбоев функционирования системы вследствие нарушения информационного обмена можно отнести блокирование (установка помех, закладок) каналов связи, проходов, задержку передачи информации (замедление, выставление дополнительных требований, пауза); выход системы из штатного режима эксплуатации вследствие случайных или преднамеренных действий обслуживающего персонала, пользователей, злоумышленников (превышение расчетного числа запросов, чрезмерный объем обрабатываемой информации и т. д.).

Высокая уязвимость информационной системы «Умный дом» и значительная потенциальная опасность последствий, которые могут возникнуть в результате сбоев ее функционирования, делают очень актуальной и важной проблему обеспечения защиты данных в интеллектуальных системах «Умный дом», в том числе криптографическую [1].

В качестве основных направлений предотвращения угроз безопасности интеллектуальных систем типа «Умный дом» чаще всего называют стандартизацию протоколов беспроводной передачи данных в распределенных сетевых инфраструктурах, использование гомоморфных алгоритмов шифрования информации, а также защиту содержания зашифрованных пакетов данных в облачных сервисах. Выработан ряд базовых правил, которые позволяют защитить интеллектуальные системы. К ним можно отнести разделение сети Интернет и сети «Умного дома», а также запрет на установку таких небезопасных функций, как, например, управление по SMS [2].

По мнению некоторых специалистов, в частности, А.Г. Бельтова, А.В. Новицкого, В.Н. Конева, М.И. Фомина, В.Л. Евсеева, С.Д. Фесенко, безопасность стандартов автоматизации целесообразно рассматривать на базе следующих важнейших стандартов: возможность проведения аутентификации, проверка целостности и проверка принимающей стороны (конфиденциальность) [3].

В таблице 1 представлено сравнение наиболее распространенных сетевых стандартов KNX, LonWorks и BACnet по данным параметрам безопасности. Проверка аутентификации необходима для того, чтобы ограничить доступ к штатному контролеру, который может отправлять в сеть управляющие команды, и не дать злоумышленникам возможности управления сетью автоматизации.

Таблица 1 - Сравнение сетевых стандартов

	Аутентификация	Целостность	Конфиденциальность
KNX	32-бит пароль	-	-
LonWorks	64-бит MAC 48-бит ключ	64-бит MAC 48-бит ключ	-
BACnet	DES	DES	DES

Проверка целостности необходима для защиты уже отправленных сообщений от их несанкционированных изменений. Параметр конфиденциальности означает невозможность для злоумышленника, подключившегося к сети, отправлять сообщения, которые могут восприниматься и приниматься к исполнению сетевыми устройствами.

По параметрам безопасности лучшие показатели — у стандарта BACnet. В KNX единственным защитным механизмом является предотвращение несанкционированного доступа к управляющим службам с помощью текстовых паролей. В LonWorks помимо параметра аутентификации контролируется также параметр целостности. Данный протокол имеет механизм для идентификации отправителя и контроля целостности данных — четырех-шаговый «клик-отзыв», основанный на хеш-функции, с помощью которой шифруется 64-битный MAC-код (Message Authentication Code) на 48-битном секретном ключе. Однако из-за малой длины ключа функцию нельзя признать надежной. В BACnet все три параметра безопасности (аутентификация, целостность и конфиденциальность) достигаются благодаря симметричному алгоритму шифрования DES (Data Encryption Standard). К сожалению, данный алгоритм также не является безопасным — уже несколько лет в открытом доступе публикуются работы, посвященные его взлому. Для обеспечения надежной информационной защиты интеллектуальных систем типа «Умный дом» необходимо использовать, помимо остальных, способы защиты систем автоматизации на базе специальных криптографических надстроек. Некоторые специалисты предлагают использовать их на базе протокола KNX путем замены разветвителей на спроектированные с реализацией защищенных функций, в т. ч. по генерации, раздаче, ограничению времени действия и аннулированию ключей. Защита систем «Умный дом» — не простая задача. Сложность заключается в том, что многие протоколы, представленные на рынке, изначально не были спроектированы с учетом возможных атак со стороны злоумышленников [4].

С развитием интеллектуальных систем типа «Умный дом» возрастает также и значение так называемой малоресурсной (легковесной) криптографии (lightweight cryptography, LWC), под которой понимается раздел криптографии, имеющий своей целью разработку алгоритмов для применения в устройствах, которые не способны обеспечить большинство существующих шифров достаточными ресурсами (память, электропитание, размеры) для функционирования [5].

Как правило, к реализации малоресурсной криптографии предъявляют следующие требования: малые размеры микросхемы, обработка небольших потоков информации с приемлемым быстродействием, дешевизна устройств. При этом криптостойкость должна снижаться незначительно. Однако легко реализовать две из трёх целей разработки, но очень трудно оптимизировать все три цели такой разработки одновременно [6].

Следует отметить, что к настоящему времени не найдено решение в области малоресурсной криптографии, которое подходило бы для использования в различных приложениях — и RFID, и бесконтактных смарт-картах, и сенсорах и др. По мнению ряда экспертов, направление малоресурсной криптографии будет одним из определяющих в развитии криптографии в ближайшие годы [7].

К направлениям защиты данных в интеллектуальных системах типа «Умный город» можно отнести также такие, как автоматизация поиска уязвимостей с помощью обратной трассировки графа передачи управления; обеспечение безопасности гетерогенных систем с применением гомоморфной модулярной криптографии; система распределенной аутентификации на основе изогений эллиптических кривых; оценка безопасности киберфизических систем на основе фрактальных методов и др.

Список использованных источников:

8. Глобальные технологические тренды / Институт статистических исследований и экономики знаний НИУ ВШЭ // Сайт НИУ «Высшая школа экономики». 2016. URL: <https://issek.hse.ru/trendletter/news/172112565.html>.
9. Бельтов, А.Г., Новицкий А.В. и др. Анализ уязвимостей технологий автоматизации умного дома // Спецтех-ника и связь. — 2012. — № 4.
10. Стариковский А.В., Жуков И.Ю. и др. Исследование уязвимостей систем умного дома // Спецтехника и связь, 2012. — № 2.
11. Алферов А.П., Зубов А.Ю., Кузьмин А.С., Черемушкин А.В. Основы криптографии. — М.: Гелиос АРВ, 2005.
12. Кяжин, С.Н., Моисеев А.В. Криптография в облачных вычислениях: современное состояние и актуальные задачи // Безопасность информационных технологий. — 2013. — № 3.
13. Жуков А.Е. Легковесная криптография. Часть 1 // Вопросы кибербезопасности. 2015. Вып. №1.
14. Криптография в эпоху облаков и всеобщей связности // Сайт конференции «РусКрипто». 2016. URL: <http://www.ruscrypto.ru/press-center/publications/2012-05-31.html>.

НЕЙРОННЫЕ СЕТИ И МЕТОДЫ ИХ ОБУЧЕНИЯ

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

Волчек Д.В.

Богдановский В.С. – ведущий инженер-электроник

В наши дни многие вещи, что ранее казались лишь плодом воображения фантастов, стали неотъемлемой частью нашей жизни. Летающие корабли, коммуникация из любой точки земного шара и за его пределами, искусственный интеллект. Нейронная сеть в современных реалиях – это технология, способная распознавать речь, управлять автомобилем, определять сущности на фотографиях или же видео, распознавать тексты и даже писать сценарии. Использование данной технологии столь привлекательно, т.к. работа и обучение нейронной сети подразумевает решение практических задач.

Но что же такое нейронная сеть? Чтобы понять принцип работы нейронной сети, рассмотрим составляющие ее компоненты.

Нейрон — это вычислительная единица, которая получает информацию, производит над ней простые вычисления и передает ее дальше. Они делятся на три основных типа: входной, скрытый и выходной. Соответственно, есть входной слой, который получает информацию, n скрытых слоев (обычно их не больше 3), которые ее обрабатывают и выходной слой, который выводит результат. У каждого из нейронов есть 2 основных параметра: входные данные (input data) и выходные данные (output data). В случае входного нейрона: $input=output$. В остальных, в поле input попадает суммарная информация всех нейронов предыдущего слоя, после чего, она нормализуется, с помощью функции активации.

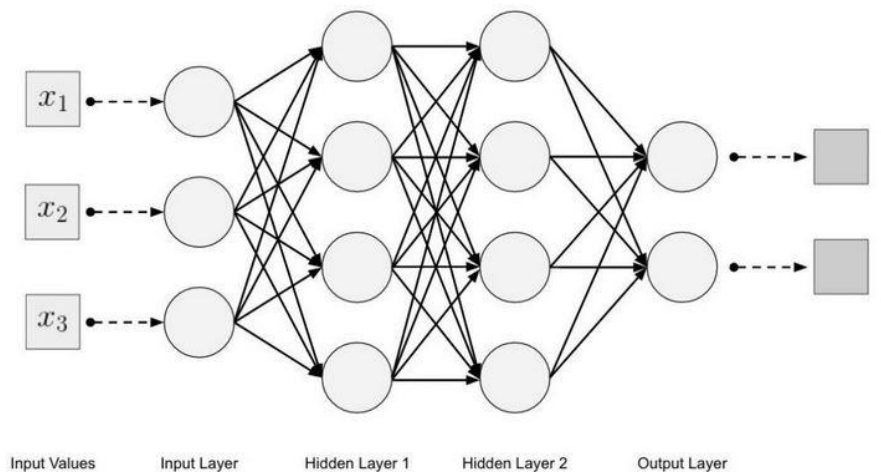


Рис. 1 – Структура искусственной нейронной сети

Важно отметить, что нейроны оперируют числами в диапазоне $[0,1]$ или $[-1,1]$. И если число на входе нейрона не находится в данном диапазоне, то необходимо его нормализовать. Для этого используются функции активации. Функций активации достаточно много поэтому мы рассмотрим самые основные: Сигмоида и Гиперболический тангенс. Главные их отличия — это диапазон значений.

Сигмоида – самая распространённая функции активации. Но она не включает в себя отрицательные значения. Если мы разрабатываем нейронную сеть для прогнозирования цен, где имеет место как рост, так и спад, следует использовать функцию Гиперболического тангенса, которая захватывает отрицательные значения.

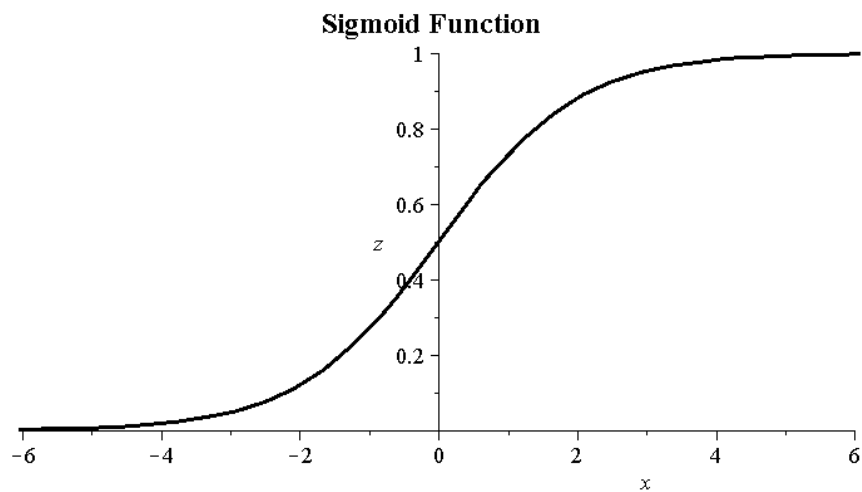


Рис. 2 – Логистическая кривая (Сигмоида)

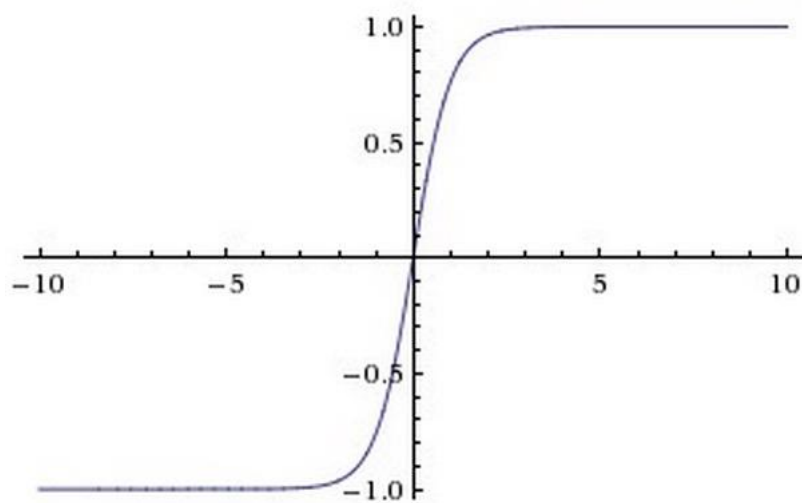


Рис. 3 – Гиперболический тангенс

В данной работе рассмотрены основополагающие моменты для понимания работы нейронных сетей.

Список использованных источников:

15. R.Rojas, "Neural Networks. A systematic Introduction", Springer, July 1996.
16. Kevin P. Murphy-Machine Learning: A Probabilistic Perspective. The MIT Press, 2012.

ОЦЕНОЧНО-КОМПЕНСАЦИОННЫЙ АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ-ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ЭЛЕМЕНТОВ ГРУППОВОЙ ЦЕЛИ В ОБЗОРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЯХ

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

Ву Тхань Ха

Козлов С.В. – д.т.н., доцент

Обоснован алгоритм совместного-обнаружения-измерения дальности элементов групповой цели, базирующийся на оценочно-компенсационном подходе. Алгоритм является многошаговыми и предусматривает на каждом шаге обнаружение, оценку времени прихода и комплексной амплитуды доминирующего сигнала, вычитание его копии из принимаемой реализации и оценку уровня шумов для последующего шага. Показано, что применение алгоритма обеспечивает стабилизацию ложных тревог и уменьшение среднеквадратической ошибки оценивания времени прихода сигналов от элементов групповой воздушной цели примерно на порядок.

Обзорные РЛС имеют невысокую разрешающую способность по дальности. При наблюдении групповых воздушных целей, выполняющих полет при расстоянии между отдельными летательными аппаратами, соизмеримыми с разрешающей способностью по дальности, РЛС неспособна правильно определить численный состав групповой цели и дальности до ее элементов. Повышение разрешающей способности за счет увеличения ширины спектра сигналов не всегда возможно технически и из экономических соображений. Для снижения взаимного влияния отраженных от элементов групповой цели сигналов может быть использована весовая обработка с соответствующими оконными функциями (Хемминга, Кайзера и т.д.). Однако это приводит к еще большему ухудшению разрешающей способности по дальности и точности оценивания дальности и является оправданным только при расстояниях между элементами групповой цели в 3...5 раза больше расстояния между элементами групповой цели. В этой связи обоснование алгоритма обнаружения-измерения дальности элементов групповой цели для обзорных РЛС с традиционной разрешающей способностью является актуальным.

При обнаружении каждого из отраженного от элемента групповой цели сигнала другие сигналы можно рассматривать как помехи с известной структурой. Поэтому для решения задачи обнаружения-измерения дальности до элементов групповой цели потенциально высокой эффективностью может обладать оценочно-компенсационный подход [1]. Плодотворность указанного подхода при решении близкой по постановке задачи селекции имитационных помех показана в [2].

Будем полагать, что наблюдению при цифровой обработке доступны сигналы на входе $\dot{Y}(t)$ и выходе $\dot{Y}_{\text{out}}(t)$ согласованного фильтра (СФ) РЛС:

$$\dot{Y}(t) = \sum_{k=1}^K A_k e^{j\varphi_k} \dot{S}(t - t_{c_k}) + \dot{N}(t); \quad \dot{Y}_{\text{out}}(t) = \int_{-\infty}^t \dot{Y}(\tau) G(t - \tau) d\tau, \quad (1), (2)$$

где $\dot{S}(t)$ - опорный сигнал; A_k, φ_k, t_{c_k} - амплитуда, начальная фаза и времени прихода k -го истинного сигнала; $G(t) = S^*(t_0 - t)$ - импульсная характеристика СФ; t_0 - постоянная задержка в фильтре; $\dot{N}(t)$ - комплексный гауссовый шум с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 .

По аналогии с [2] алгоритм обработки сформулируем в виде циклического выполнения следующих операций:

- 1) по реализации на входе СФ оценивается мощность шума

$$\sigma_{\text{ш}}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{Y}(t)|^2 dt; \quad (3)$$

- 2) известными способами по сигналу $\dot{Y}_{\text{out}}(t)$ обнаруживается $(\max_t |\dot{Y}_{\text{out}}(t)| > \ell_{\text{п}} \sigma_{\text{ш}}^2; \ell_{\text{п}}$ - нормированный порог) и оценивается время прихода $\hat{t}_{c1} = \arg \max_t |\dot{Y}_{\text{out}}(t)|$ и комплексная амплитуда

$\hat{A}_1 e^{j\hat{\varphi}_1} = \dot{Y}_{\text{out}}(\hat{t}_{c1})$ доминирующего (имеющего максимальное значение модуля) сигнала в принимаемой реализации;

- 3) копия сигнала вычитается из принимаемой реализации на входе и выходе СФ

$$\dot{Y}(t) = \dot{Y}(t) - \hat{A}_1 e^{j\hat{\varphi}_1} \dot{S}(t - \hat{t}_{c1}) / K_{сж}; \quad \dot{Y}_{out}(t) = \dot{Y}_{out}(t) - \hat{A}_1 e^{j\hat{\varphi}_1} \dot{S}_{out}(t - \hat{t}_{c1}), \quad (4), (5)$$

где $\dot{S}_{out}(t) = \int_{-\infty}^t \dot{S}(\tau) G(t - \tau) d\tau$ - эталонный сигнал на выходе СФ; $K_{сж}$ - коэффициент сжатия сигнала в СФ.

Шаги 1-3 повторяются до тех пор, пока происходит обнаружение сигнала на шаге 1.

На рис. 1 приведены иллюстрирующий сущность предлагаемого обработки зависимости модуля сигнала на выходе СФ на первой, второй и третьей итерации алгоритма для одной из характерных реализаций смеси отраженного от групповой цели сигнала и шума. Рассматривался случай наличия четырех сигналов с временем прихода 0,5; 0,7; 0,95 и 1,2 мкс с амплитудами 1; 10; 3; 1,5 единиц и случайными начальными фазами. Опорным являлся ЛЧМ-сигнал длительностью 10 мкс с девиацией частоты 10 МГц ($t_0 = 10$ мкс; $K_{сж} = 100$). Как видно из рис.1а, визуальное определение наличия четырех сигналов практически невозможно. На каждой из итераций алгоритма условия наблюдения более слабых сигналов последовательно улучшаются: после компенсации сигнала с амплитудой 10 ед., явно выявляется сигнал с амплитудой 3 ед. и т.д. После компенсации всех сигналов в реализациях на входе и выходе СФ остаются только шумы, оценка которых по п. 1) алгоритма обеспечивает стабилизацию ложных тревог в РЛС.

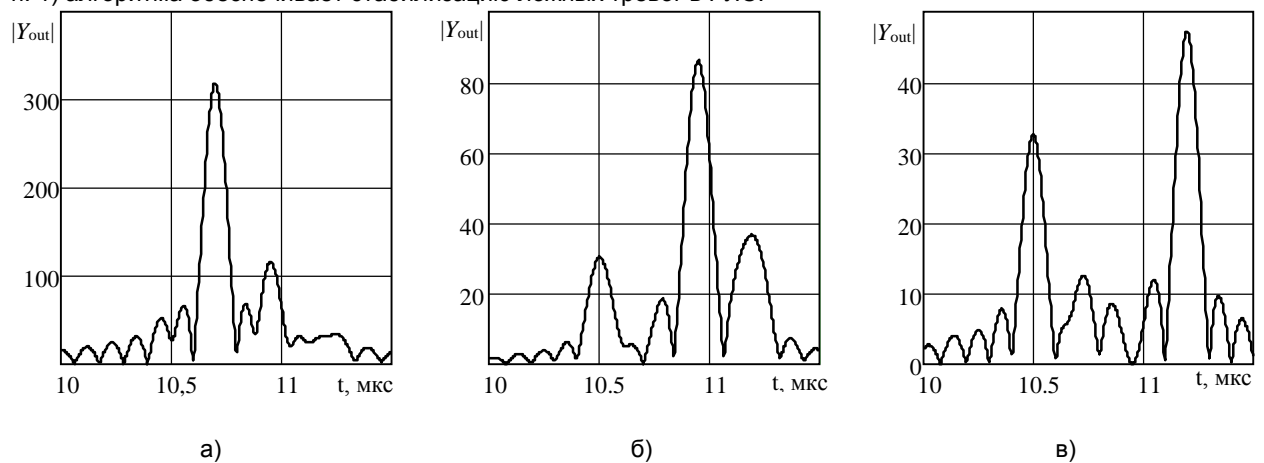


Рис. 1. Вид модуля сигнала на выходе СФ: а) для исходной реализации; б) после компенсации первого сигнала; в) после компенсации второго сигнала

Исследование эффективности предлагаемого алгоритма проводилось методом имитационного моделирования при сравнении результатов со штатным алгоритмом, предусматривающим оценку уровня шумов как среднего значения квадрата модуля сигнала на входе (В1) или выходе (В2) СФ. В результате сравнительного анализа установлены следующие закономерности:

использование штатных алгоритмов обработки характеризуются резким возрастанием уровня ложных тревог (В1) или существенным снижением вероятности правильного обнаружения (В2); так, при использовании штатного алгоритма в варианте В1, характерной является ситуация обнаружения в качестве элементов групповой цели первых боковых лепестков сигнала от более мощной цели; для варианта В2 более мощный сигнал от одного из элемента групповой цели, попадающий в интервал усреднения схемы стабилизации ложных тревог, приводит к невозможности обнаружения сигналов от других элементов групповой цели; выборочная среднеквадратическая ошибка оценки времени запаздывания обнаруженных отраженных сигналов примерно на порядок превышает потенциально возможную согласно неравенства Рао-Крамера;

использование оценочно-компенсационного алгоритма обеспечивает последовательное обнаружение элементов групповой цели в порядке уменьшения амплитуд отраженных сигналов с одновременной стабилизацией ложных тревог; вероятность правильного обнаружения и среднеквадратическая ошибка оценивания времени прихода сигналов от элементов групповой воздушной цели близки к теоретически возможным значениям для одиночной цели вплоть до величины отношения $\gamma = \delta_{гц} / \Delta r$ среднего расстояния $\delta_{гц}$ между элементами групповой цели к разрешающей способности Δr РЛС по дальности $\gamma \approx 0,8 \dots 1$.

Предлагаемый алгоритм является предельно простым в реализации ввиду использования при цифровой обработке только операций комплексного сложения.

Список использованных источников

1. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М: Радиотехника, 2014. – 632 с.
2. Козлов С.В. Оценочно-компенсационный алгоритм селекции имитационных помех // Доклады БГУИР, № 2, 2018, С. 18-25.

БЕСПРОВОДНАЯ ВИДЕОКАМЕРА

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

Гайдуров С.А.

Курочкин А.Е. – к.т.н., доцент

В годы развития и повсеместного использования сетей связи создаются устройства, посредством их передающие различную информацию. Чтобы идти в ногу со временем, целесообразно улучшать модели, не использовавшие ранее канал радиосвязи для обмена информацией или девайсы, ограниченные в использовании различными факторами. В данной работе рассмотрены образцы IP камер, осуществлена их модификация до полностью беспроводного устройства, выявлены преимущества и недостатки произведённой модели посредством сравнения с образцом IP камеры.

IP камера – устройство, которое производит видеосъёмку, оцифровку сигнала, его компрессию и передачу данных по кабельной или беспроводной сети. Она состоит из следующих частей:

- объектив;
- фильтр;
- CDD(ПЗС) матрица;
- устройство видеозахвата;
- блок сжатия изображения;
- интегрированный IP сервер и управляющий процессор;
- оперативная память;
- флеш память;
- интерфейс сетевого подключения;
- порт вывода видео и аудиоданных;
- входы и выходы оповещающих сигналов.

В роли принимающего световые колебания устройства выступает CDD матрица. Внешне она выглядит, как прямоугольник пропорциями 3x4 дюйма, состоящий из большого количества светочувствительных ячеек, от количества которых зависят качество передаваемого изображения и разрешение камеры. Матрица преобразует свет, попадающий на неё в электрический сигнал.

Блок компрессии производит сжатие кодированного сигнала в один из форматов для последующей передачи по сети. Этот процесс может происходить аппаратно и программно.

Видеопроцессор выводит оцифрованный и сжатый видеосигнал и контролирует работу интегрированного WEB сервера и управляющих программ.

Передача изображения происходит через Ethernet порт или с помощью дополнительного оборудования (ADSL модемы), подключенного к COM порту.

Оперативная память(ОЗУ) временно сохраняет данные, генерирующиеся при выполнении различных функций, заложенных в программу управления камерой.

Флеш память позволяет хранить пользовательские настройки управляющих программ или используется для резервного сохранения.

Прототип беспроводной видеокамеры отличается от вышеописанной IP камеры типом передачи данных, наличием блока питания, другим типом матрицы. Структурная схема устройства изображена на рисунке 1.

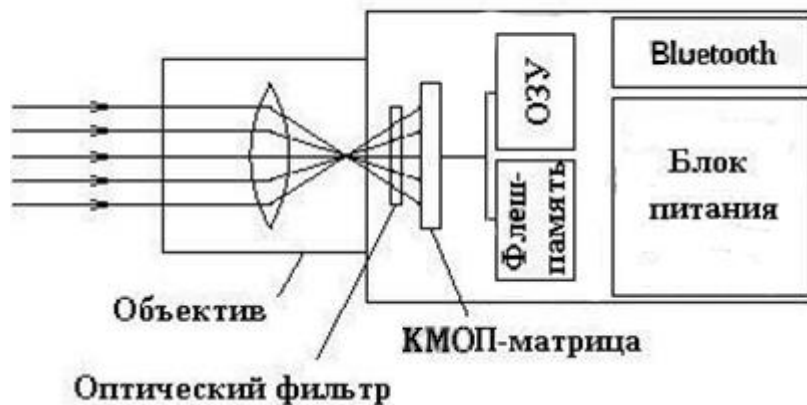


Рис. 1 – Структурная схема беспроводной видеокамеры

Bluetooth модуль позволяет установить соединение видеокamеры с приёмным устройством на расстоянии до 100м, уменьшая энергопотребление и размеры образца.

Блок питания представлен несколькими съёмными аккумуляторами с возможностью подзарядки или без и делает устройство полностью беспроводным.

CMOS(КМОП) матрица – светочувствительная матрица на полевых транзисторах с изолированным затвором с каналами разной проводимости. Она объединяет на одном кристалле аналоговую, цифровую и обрабатывающую часть, благодаря чему отпадает необходимость подключения отдельных блоков видеозахвата, сжатия и видеопроцессора, что влияет на компактность камеры. Также энергия в матрице потребляется только во время переключения состояний, а в статическом режиме энергопотребление в ней мало.

Сравнение IP камеры с беспроводной видеокamерой:

IP камера подключается на некотором расстоянии от приёмного устройства, ограниченном лишь покрытием сети, но подключение к кабелю питания ограничивает подвижность камеры.

Камера обладает габаритами, приемлемыми для крепления к устойчивой поверхности, что сводит функции устройства к видеонаблюдению в определённом видимом участке.

Доступ к видеокamере осуществляется с любого устройства, подключённого к интернету, имеющего совместимый браузер.

Благодаря CDD матрице устройство имеет хорошее качество видеоизображения, однако энергопотребление матрицы довольно большое.

Затраты на производство и снабжение IP камеры электроэнергией высоки.

Беспроводная видеокamera подключается к приёмному устройству с Bluetooth на расстоянии до 100м для передачи видеоизображения, однако работает она автономно, благодаря аккумуляторным батареям.

Габариты камеры довольно малы, так как с помощью CMOS матрицы можно сократить количество дополнительных блоков, отвечающих за видеозахват и обработку изображения.

Удалённый доступ к устройству не предусмотрен, оно оснащено нужным программным обеспечением.

Качество видеоизображения ниже, чем у IP камеры с матрицей CDD, в свою очередь беспроводная видеокamera обладает низким энергопотреблением, благодаря матрице CMOS.

Беспроводное устройство стоит меньше, чем IP камера, из-за матрицы и блока питания на аккумуляторах.

Из работы следует сделать вывод о том, что возможно улучшение устройства для видеонаблюдения, позволяющее осуществлять съёмку в движении, сделать его производство более экономным, с учётом новых технологий.

Список использованных источников:

17. Онлайн журнал про наблюдение и безопасность [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://nabludau.ru/>
18. Информационный портал о беспроводных технологиях [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://winetwork.ru/>
19. Информационный портал о видеонаблюдении [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://nabludaykin.ru/>

РАЗВЕРТЫВАНИЕ ПРИЛОЖЕНИЙ И САЙТОВ С ПОМОЩЬЮ DOCKER

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

Ганецкий А.О.

Сацук С.М. – к.т.н., доцент

В настоящее время существует ряд трудностей связанных с развертыванием новых сайтов или приложений. Довольно проблематично перенести сайт или приложение на другой сервер, в следствии необходимости установить такое программное окружение, которое было на компьютере разработчиков. Для решения этой проблемы есть несколько способов: установочный скрипт, облачные сервисы и виртуализация. У данных решений есть, кроме прочих, один очень существенный недостаток- масштабируемость. Разработчикам придется переустанавливать заново программы для каждого из серверов. Мной предложено решение, которое решает данную проблему.

Использование Docker'a упрощает задачу тем, что разработчикам необходимо один раз написать скрипт для развертывания программного окружения, и использовать его для любого нового сервера. Docker позволяет разворачивать окружения полностью идентичные оригиналу, а так же используя один раз написанный скрипт, можно развернуть неограниченное количество одинаковых серверов.

Подобно виртуальной машине Docker запускает свои процессы в собственной, заранее настроенной операционной системе. Но при этом все процессы Docker работают на физическом-host сервере деля все процессоры и всю доступную память с другими процессами, запущенными в host-системе. Подход, используемый Docker, находится посередине между запуском всего на физическом сервере и полной виртуализацией, предлагаемой виртуальными машинами.

Для развертывания приложения или сайта на php, необходим стек LAMP. Мной было использовано в качестве исходного образа для Docker- Ubuntu 16.04.

```
FROM ubuntu:16.04
```

Использование официального образа ubuntu в качестве основы необходимо с точки зрения безопасности. Так для данного стека будет необходимо настроить таймзону без использования интерактивного режима.

```
ENV TZ  
'Europe/Minsk'
```

```
RUN echo $TZ > /etc/timezone && \  
apt-get update && apt-get install -y tzdata && \  
rm /etc/localtime && \  
ln -snf /usr/share/zoneinfo/$TZ /etc/localtime && \  
dpkg-reconfigure -f noninteractive tzdata && \  
apt-get clean
```

Для настройки php в режиме fpm обычно нужно переписывать некоторые настройки в конфигах php. Я создал файл настройки заранее и после установки удаляется старый файл и копирую созданный мной на его место, после этого php начнет работать в режиме fpm.

Для поддержания работы данного стека необходим сервис, который будет следить, чтобы корректно работали apache и php-fpm. В случаи ошибки в данных программах, этот сервис должен будет в кратчайшие сроки перезапустить программы, и продолжать отслеживать их работаспособность. Отлично подходит сервис supervisor. Установка "демона" этого сервиса в качестве рабочего процесса, позволяет быть уверенным что контейнер будет работать вместе со всеми сервисами. Для добавления apache и php-fpm в процессы, за которыми следит supervisor, необходимо было прописать два файла настройки, по одному для каждого, и положить их в корневую папку сервиса: /etc/supervisor/conf.d/

В качестве базы данных для php был выбран mysql, размещенный на Amazon RDS. Данный сервис позволяет достаточно безопасно хранить данные, быстро обеспечивать к ним доступ, и производить постоянное резервное копирование информации. При необходимости перезапуска контейнера (при появлении ошибок в контейнере, он сразу будет выключаться и на его место развернут точно такой же, а потом будет произведен поиск ошибок и исправление их в дальнейшем) база данных, расположенная вне контейнера не "умрет" вместе с ним. Данное решение позволяет быстрее перезапускать контейнеры, в случаи необходимости, без потери информации из базы данных. Ключи от базы данных передаются через переменные окружения, их нет в репозиториях разработки. Данный сервис разрабатывался для развертывания на Amazon Elastic Beanstalk. И заходя в аккаунт, если у данного разработчика есть доступ, он может просмотреть, добавить или удалить ключи от базы данных.

Name	Value
<input type="text" value="DATA_BASE_NAME"/>	<input type="text" value="Test"/> ✕
<input type="text" value="HOST"/>	<input type="text" value="Test"/> ✕
<input type="text" value="PASSWORD"/>	<input type="text" value="Test"/> ✕
<input type="text" value="PORT"/>	<input type="text" value="Test"/> ✕
<input type="text" value="USER_NAME"/>	<input type="text" value="Test"/> ✕

Для передачи статических данных проект помещается в git, откуда каждый разработчик\тестировщик проекта, может скачать проект и развернуть его локально, если этого будет достаточно, или глобально, при наличии доступа к аккаунту AWS EBS.

Данный Dockerfile соберет стек LAP-fpm (Linux(Ubuntu 16.04), Apache2, PHP(в режиме fpm)), и позволит развернуть за несколько минут новый блог на WordPress, сайт на Drupal, а так же огромное количество приложений, которым необходим данный стек.

Данная настройка контейнера находится в открытом доступе, и каждый, при желании или необходимости, может просмотреть и изучить все более подробно.

GitHub: <https://github.com/nubochistka/prod>

Таким образом с помощью Docker были решены следующие задачи:

1. удобная передача серверного проекта клиенту
2. обеспечение тиражируемости серверов
3. обеспечение переиспользуемости ранее созданных серверных конфигураций

Необходимо отметить, что Docker также крайне удобен для обновления ранее установленных версий продукта и для создания тестовых серверов, полностью идентичных «натуральным».

Список использованных источников:

1. https://docs.aws.amazon.com/elasticbeanstalk/latest/dg/create_deploy_docker.html Документация AWS для работы с Docker.
2. <https://docs.docker.com/> Официальная документация Docker.

МЕТОДЫ ОПТИМИЗАЦИИ МУЛЬТИАГЕНТНЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ ИНЕРЦИАЛЬНОЙ НАВИГАЦИИ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

г. Минск, Республика Беларусь

Голубко В.Д.

Половения С.И. – к.т.н., доцент

Сформулирована проблема системного анализа моделей и методов согласованного управления в многоагентных системах, рассматриваемых как интеллектуальные активные системы, раскрыто содержание их понятий. Дана характеристика методов согласованного управления как совокупности формализованных и неформализованных методов системного анализа. Приведены основные классы моделей поведения в человеко-машинных системах согласованного управления и принятия решений. Разработаны нечеткие алгоритмы, реализуемые группой исследования операций с использованием ЭВМ, формирования, выравнивания и анализа моделей целеустремленного поведения агентов и модели поведения интеллектуальной активной системы.

На сегодняшний день модель мультиагентной системы успешно применяется во множестве научных отраслей. Изучение и совершенствование этой модели в рамках робототехники и искусственного интеллекта привело к созданию интеллектуального агента, который способен выполнять огромный спектр задач, схожий с работой пользователя [1]. Из этого следует, что агент является сложной системой, которая может основываться на интеллектуальных методах, внутри системы мультиагентного взаимодействия. Повышается сложность мультиагентных систем и самих агентов. Это приводит к тому, что необходимо разрабатывать новые методики ускорения и оптимизации работы мультиагентных систем.

Системный анализ проблем согласованного управления в условиях использования информации различной физической природы сводится к системному анализу согласованного управления и согласованной оптимизации в расплывчатых условиях. Последний, в свою очередь, предполагает синтез формальных процедур теории игр, основ математической теории активных систем, теории управления, исследования операций, теории принятия решений, а также прикладной математики и неформальных процедур. К неформальным процедурам относятся идеи и языковые модели теории управления, исследования операций, теории принятия решений, социальных и экономических наук, экономической статистики, экономического анализа, социологии и психологии, социальной психологии, психологии труда, психологии воли, психологии мотивации и мотивов, психологии эмоций и чувств, психологии общения, психологии влияния. Особое значение имеют модели согласованного управления в практике трудовой деятельности, в том числе в управлении и принятии управленческих решений.

Метод согласованного управления в расплывчатых условиях заключается в объединении формальных процедур оптимизации, эвристических процедур согласования в расплывчатых условиях (нечеткие алгоритмы и расплывчатые алгоритмические предписания), компьютерного эксперимента и мягких вычислений, эвристической процедуры нечеткой и расплывчатой оценки метода. Метод должен обеспечить получение нового знания, конкретной информационной технологии и полезность получаемых с помощью этой технологии решений (то есть быть лучше применяемых и приносить пользу на практике). Системообразующими методами являются концепции системного анализа, которым соответствуют названия классов методов.

В настоящее время можно выделить следующие классы методов [2].

1. Методы объединения формальных и эвристических процедур теории управления, теории активных систем, исследования операций и принятия решений и процедур, применяемых в практике управления и принятия управленческих решений.

2. Методы, объединяющие методы первого класса и определенные, выбранные исследователем или группой операций идеи гуманитарных наук.

3. Методы, основанные на описании (с помощью системного анализа согласованного управления в расплывчатых условиях) решения актуальных проблем и задач гуманитарных наук.

4. Методы, основанные на использовании моделей согласованного поведения, то есть моделей поведения в человеко-машинных системах согласованного управления и системах принятия решений, моделей поведения в многоагентных системах.

5. Методы системного анализа согласованной оптимизации в расплывчатых условиях моделей поведения в многоагентных системах.

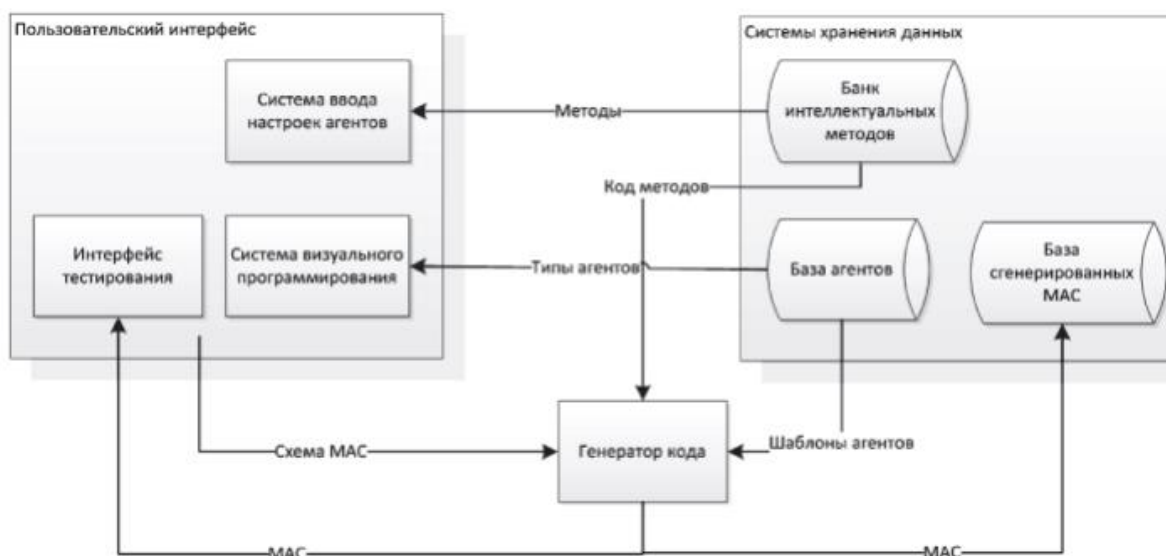


Рис. 1 – Архитектура системы генерации МАС

На основе применения принципа открытого информационного управления и синергетических моделей поведения агентов активной системы можно получить постановки задач открытого информационного управления и модели описания их решений.

Решение подобных задач предполагает разработку методов:

- идентификации и построения моделей ситуаций выбора управляющих решений целеустремленных субъектов на основе ретроспективной, текущей, экспертной и субъективной информации;
- согласованной оптимизации представлений целеустремленных субъектов о ситуациях выбора управляющих решений;
- генерации и отображения сообщений о ситуациях выбора управляющих решений целеустремленными субъектами и методов управления этими сообщениями.

Кроме того, имеется возможность разработки организационных сетей и сценариев коммуникации, а также взаимодействия целеустремленных субъектов в процессе принятия управляющих решений.

Список использованных источников:

20. Тарасов В.Б. От многоагентных систем к интеллектуальным организациям: философия, психология, информатика. – М.: Эдиториал, 2002. – 352с.

21. Ключин А.Ю., Кузнецов В.Н., Мутовкина Н.Ю. Системный анализ согласованного управления в интеллектуальных активных системах // Современные сложные системы управления: матер. Междунар. науч.-технич. конф. Старый Оскол: ТНТ, 2012. С. 224–227.

ИМИТАТОР БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ WI-FI, BLUETOOTH

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

Гузилов И.Ю.

Козел В.М. – к.т.н., доцент

Для подтверждения заявленных характеристик поставляемого и разрабатываемого оборудования широкополосного доступа с поддержкой Wi-Fi и Bluetooth, необходимо проводить сертификационные испытания данного оборудования. Для проведения сертификационных испытаний было разработано устройство, имитатор беспроводных сетей Wi-Fi и Bluetooth, обеспечивающее выполнение поставленной задачи.

Имитатор беспроводных сетей Wi-Fi и Bluetooth – это устройство беспроводной двухдиапазонной гигабитной маршрутизации для управления оборудованием 802.11a/b/g/n/ac (Wi-Fi), а также оборудованием 802.15 Bluetooth 4.1 (включая Bluetooth Low Energy), с целью обеспечения условий испытаний в соответствии со стандартами IEEE 802.11, ETSI EN 300 328, ETSI EN 301 893, СТБ 1788.

Имитатор управляет режимом работы, скоростью, передачи данных и частотным каналом испытываемого оборудования. Обеспечивает тестовую нагрузку канала для проведения измерения. Данное устройство состоит из нескольких блоков, управление которыми обеспечивается посредством технологии Ethernet. Работа с имитатором осуществляется через программу, написанную на языке LabView.

Рассматриваемое устройство включает в себя Bluetooth модуль, Wi-Fi модуль, модуль Frontend, обеспечивающий коммутацию и ослабление испытываемых каналов связи. Также модуль коммутации и ослабления включает в себя разъём SMA-N типа, четыре всенаправленные антенны. Две из которых имеют резонансную частоту равную 2.4 ГГц, а две другие – 5ГГц. Разъём N типа необходим для измерения пакетной ошибки приёмника. Структурная схема имитатора представлена на рисунке 1.

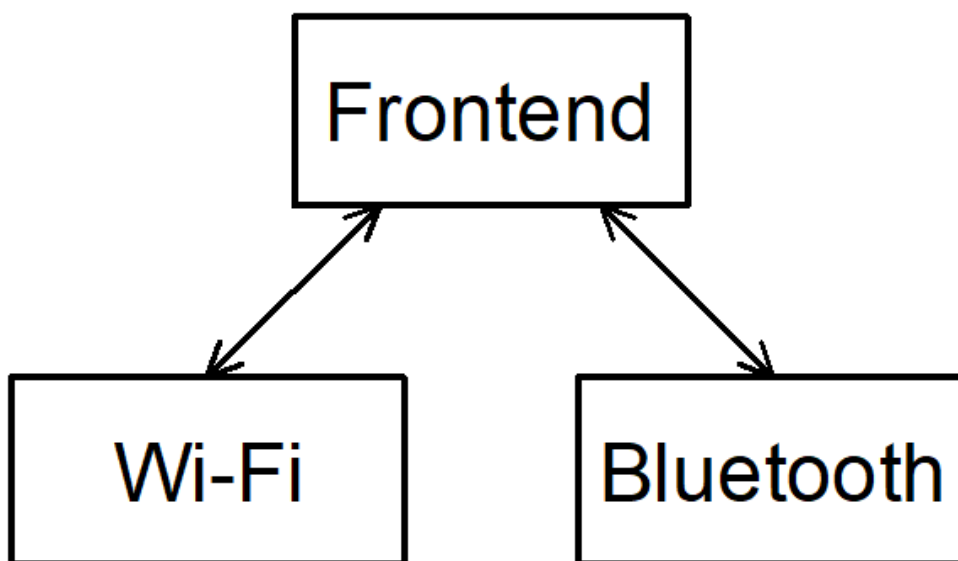


Рис. 1 – Структурная схема имитатора беспроводных сетей Wi-Fi и Bluetooth

Работа модулей Wi-Fi и Bluetooth осуществляется через модуль коммутации и ослабления. Данный модуль обеспечивает коммутацию модулей на внешние антенны устройства, либо на разъём N типа. А также обеспечивает ослабление сигнала при измерении пакетной ошибки приёмника.

Список использованных источников:

22. Карпушкин, Э. М. Радиосистемы передачи информации / Э. М. Карпушкин // Уч. метод. пособие для студентов учреждений, обеспечивающих получение высшего образования по специальности "Радиоэлектронные системы". – Минск, 2008. – 62 с.
23. [IEEE Std 802.15.1-2005 – IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements Part 15.1: Wireless Medium Access Control \(MAC\) and Physical Layer \(PHY\) Specifications for Wireless Personal Area Networks \(WPANs\).](#)
24. [Soltanian A., Van Dyck R.E. Performance of the Bluetooth system in fading dispersive channels and interference // IEEE Global Telecommunications Conference, 2001 \(GLOBECOM '01\). – С. 3499–3503.](#)

МЕТОДИКА ТЕСТИРОВАНИЯ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

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

Денис А. А.

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

В настоящее время в связи с бурным развитием технологий одной из важных задач является ремонт радиоэлектронной аппаратуры, который включает в себя операции локализации, диагностирования, устранения неисправности и контроль функционирования.

Современные печатные платы содержат сложную элементную базу с плотной компоновкой. Поиск неполадки, при отсутствии визуальных проявлений неисправности, может затянуться на долгое время. Данный факт противоречит нормам на техническое обслуживание и ремонт радиоэлектронной аппаратуры, установленных стандартом предприятия. И порой, чтобы восстановить работоспособность объекта технического ремонта, приходится проводить замену всего функционального блока, что снижает рентабельность и увеличивает затраты ресурсов и трудоемкости.

В процессе своей работы электрорадиоэлементы отдают тепло в окружающую среду. Существующие методы тестирования печатных плат, такие как оптическая инспекция и фотоотражение, неспособны отобразить полную картину протекающих внутренних процессов. А электрическое тестирование не всегда может помочь выявить неисправность, так как у инженера часто нет возможности произвести ремонт в связи с недостатком технической документации.

Анализ рабочих температур внутри блока позволяет сделать вывод о корректности функционирования печатного узла и, в случае отклонений, с высокой точностью локализовать неисправность, то есть произвести поиск неисправной составной части или нескольких составных частей на соответствующем уровне разукрупнения и предотвратить распространение неисправности и ее возможные последствия.

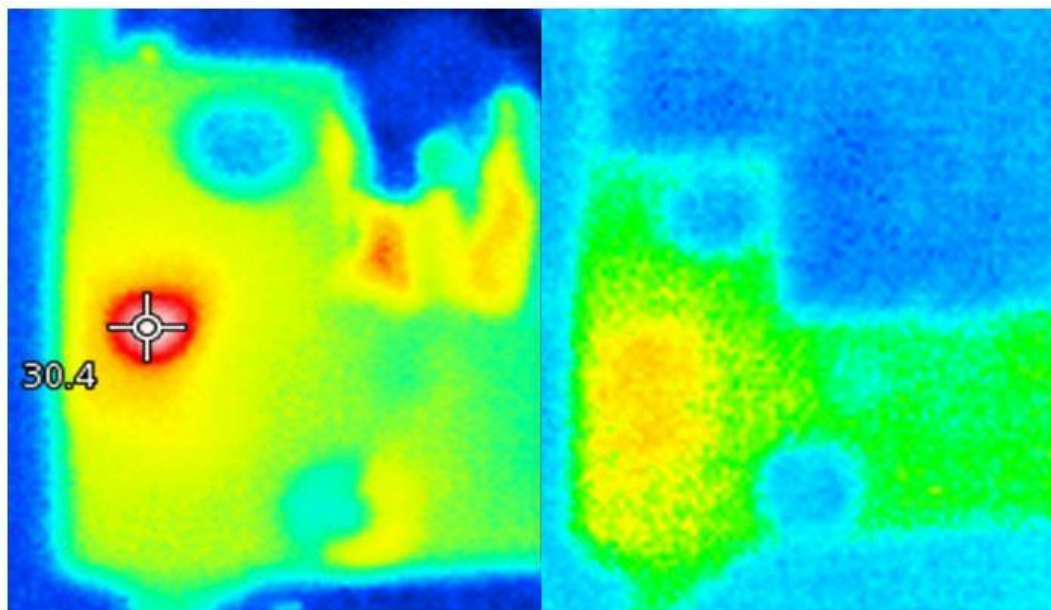


Рисунок 1 – Распределение температур на печатных платах

На рисунке 1 представлены результаты тестирования печатной платы до проведения ремонта и после замены вышедшего из строя компонента.

Таким образом, разработанная методика является актуальной, так как позволит существенно увеличить скорость восстановления работоспособности технического объекта, снизить затраты на комплектующие и материалы, используемые в процессе ремонта, обеспечить требуемую точность при определении неисправностей.

Список используемых источников:

1. Белорусский государственный институт стандартизации и сертификации [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://belgiss.by> – Дата доступа: 15.03.2018.
2. Система технического обслуживания и ремонта техники: ГОСТ 18322-2016 – 01.09.2017 – Межгосударственный совет по стандартизации, метрологии и сертификации, 2017. – 16 с.

УЧЕБНЫЙ АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС РАСШИРЕНИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНОСТИ IDL-800D ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ СИСТЕМ НА БАЗЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ

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

Добрынин А. А., Ходкевич В. В., Раковец Р. И.

Дворникова Т.Н – ст. преподаватель, м.т.н

В докладе описывается разработанный учебный аппаратно-программный комплекс для обучения студентов работе с микроконтроллерами.

В настоящее время основными проблемами радиоэлектроники является быстрое устаревание радиотехнических устройств и их растущая техническая сложность. Поэтому на сегодняшний день самое популярное техническое решение при разработке новых устройств – использование универсальных интегральных микросхем, особенно в случаях, когда поставленную задачу легче решить программной, а не аппаратной реализацией. Отсутствие жёсткой привязки к аппаратной составляющей позволяет разработчикам оперативно вносить изменения в свои устройства без больших финансово-временных потерь, изменяя только программную часть, что в условиях постоянно изменяющихся требований рынка очень актуально.

Одной из таких универсальных программируемых интегральных микросхем является микроконтроллер. Микроконтроллер (англ. Micro Controller Unit, MCU) – это разновидность микропроцессорной системы, на одном кристалле которой реализованы процессор, периферийные устройства, ОЗУ и ПЗУ. По сути, это однокристалльный компьютер, способный выполнять относительно простые задачи. Отличается от микропроцессора интегрированными в микросхему устройствами ввода-вывода, таймерами и другими периферийными устройствами. На рисунке 1 представлена структурная схема микроконтроллера.

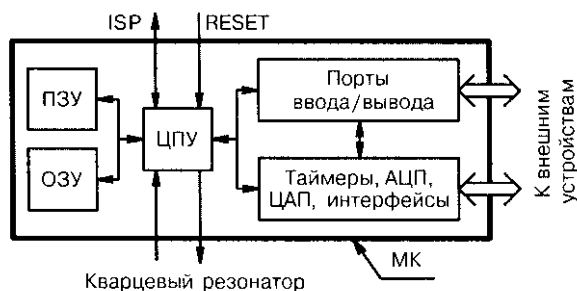


Рисунок 1 – Структурная схема микроконтроллера

В связи с широким применением микроконтроллеров растёт потребность в специалистах, умеющих с ними работать. Поэтому организация процесса обучения студентов работе с микроконтроллерами на достойном уровне является необходимостью и может быть реализована с помощью учебного аппаратно-программного комплекса.

Важным аспектом проектирования является минимизация всех потенциальных затрат. В связи с этим было принято решение отказаться от имеющегося аналога в виде Arduino [1] и использовать оборудование, внедрённое в учебный процесс. Базовым компонентом комплекса стал тренажёр IDL-800D[2].

Аппаратная часть учебного комплекса реализована в виде приставки к тренажёру IDL-800D. Подключение осуществляется двумя коннекторами к шинам питания 5В IDL-800D. Подключенная приставка показана на рисунке 2.

Принцип работы разработанной приставки заключается в том, что студент изначально, согласно заданию, собирает электрическую схему, соединяя проводами различные компоненты тренажёра с микроконтроллером на приставке. Затем студент разрабатывает программу и программирует микроконтроллер.

Процесс программирования (записи программы в память) микроконтроллера осуществляется с помощью дополнительного устройства – программатора. На его вход поступает программа («прошивка»), которая предварительно преобразуется в последовательность сигналов, понятных микроконтроллеру, который помещает её себе в память.

Программная составляющая учебного комплекса представляет собой набор библиотек – готовых подпрограмм, которые реализуют основные функции для работы с каждым из компонентов IDL-800D, - и приставки.

Приставка и библиотеки будут использоваться студентами при проектировании программ для выполнения заданий в рамках учебного процесса. Реализация функций продублирована на двух самых популярных язы-

ках программирования, применяемых для программирования микроконтроллеров: Си и Язык Ассемблера.

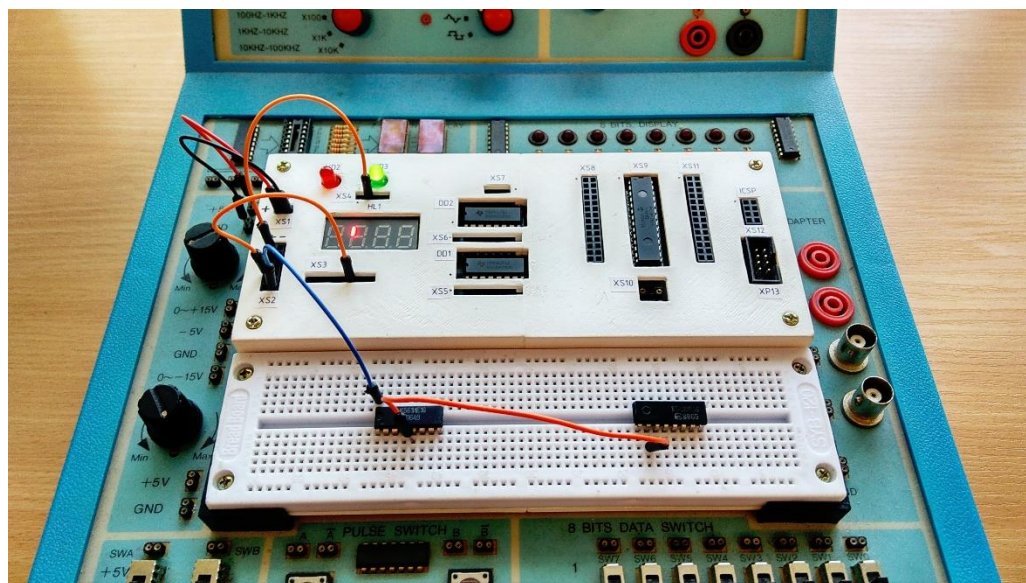


Рисунок 2 – Приставка, установленная в IDL-800D

Учебная часть комплекса представляет собой электронное методическое пособие, в котором описаны наиболее частые случаи применения микроконтроллеров, даны методические рекомендации по выполнению лабораторных работ, перечислены типовые темы для курсового проектирования.

Таким образом, разработанный учебный аппаратно-программный комплекс соединяет аппаратно-программную составляющую с обучающей, что, в силу наглядности и доступности, активизирует обучение и ведёт к повышению качества знаний студентов, а также позволяет снизить финансовые затраты на организацию процесса обучения студентов.

Список использованных источников:

- 1 Arduino. An Open-Source Electronics Platform. [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://www.arduino.cc/>.
- 2 Trainer for Digital Laboratory Mod. IDL-800D [Электронный ресурс]: Datasheet / Elettronica Veneta S.P.A. – Режим доступа: IDL800D-20B-E-PD-1.pdf.

ПРОГРАММНЫЙ АНАЛИЗАТОР КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

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

Жаров Я.П.

Надольский А.Н. – к.т.н., доцент

В работе рассматриваются необходимость определения автокорреляционных и взаимокорреляционных функций сигналов и принципы работы программного анализатора корреляционных характеристик радиотехнических сигналов, позволяющего проводить динамическую визуализацию характеристик и их последующий анализ.

Решение многих задач радиоэлектроники, автоматики, связи, физики, акустики, гидроакустики, биологии, медицины и других областей науки и техники связано с широким применением корреляционного анализа. Особенно корреляционный анализ востребован в системах, предназначенных для решения задач обнаружения сигналов на фоне помех в радиолокации и радионавигации.

Так же при решении многих задач оптимальной обработки сигналов возникает потребность определять степень подобия различных сигналов или сигнала и его копии, сдвинутой на определенное время.

В результате решения этой задачи в рамках линейных систем синтезирован оптимальный обнаружитель сигналов, структура которого содержит согласованный фильтр или корреляционный приемник. Алгоритм работы подобного обнаружителя предполагает вычисление функции:

$$q(T, \tau) = \frac{2}{W_0} \int_0^T \varepsilon(t, \tau) s(t) dt, \quad (1)$$

где $s(t)$ – полезный сигнал;

T – интервал времени, в пределах которого осуществляется обработка смеси сигнала и шума;

W_0 – Энергетический спектр шума;

$\varepsilon(t, \tau)$ – отраженный от цели сигнал, представляющий собой сумму задержанного на τ полезного сигнала и шума $n(t)$, т.е.

$$\varepsilon(t, \tau) = \theta s(t - \tau) + n(t). \quad (2)$$

Здесь θ – случайная величина, причем θ равняется нулю, если полезный сигнал отсутствует, и θ равняется единице, если сигнал присутствует.

Задача обнаружителя – определить значение θ . Для этого результат вычисления функции сравнивается с порогом h . Если $q(T, \tau)$ имеет значение больше порогового, то θ равно единице, в противном случае нулю.

Как видно из рассмотренного алгоритма, оптимальный обнаружитель сигналов при отсутствии шумов предусматривает расчёт функции, которая в общем случае имеет вид:

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s(t - \tau) dt. \quad (3)$$

Знание корреляционной функции позволяет определить степень подобия сигнала и его копии.

На основании формулы (3) был разработан программный анализатор корреляционных характеристик радиотехнических сигналов.

Программа позволяет создать любой радиотехнический сигнал и затем определить его корреляционные характеристики. Имеется возможность динамической визуализации характеристик. Расчет корреляционных характеристик производится на основе умножения между собой отсчетов сигналов с учетом текущего шага построения корреляционной функции. При добавлении нового отсчета производится сдвиг одного из сигналов и затем определяется текущее значение корреляционной функции, зависящее от сдвига.

Результаты работы программы при определении взаимокорреляционной функции прямоугольного и

треугольного видеопульсов представлены на Рис.1.

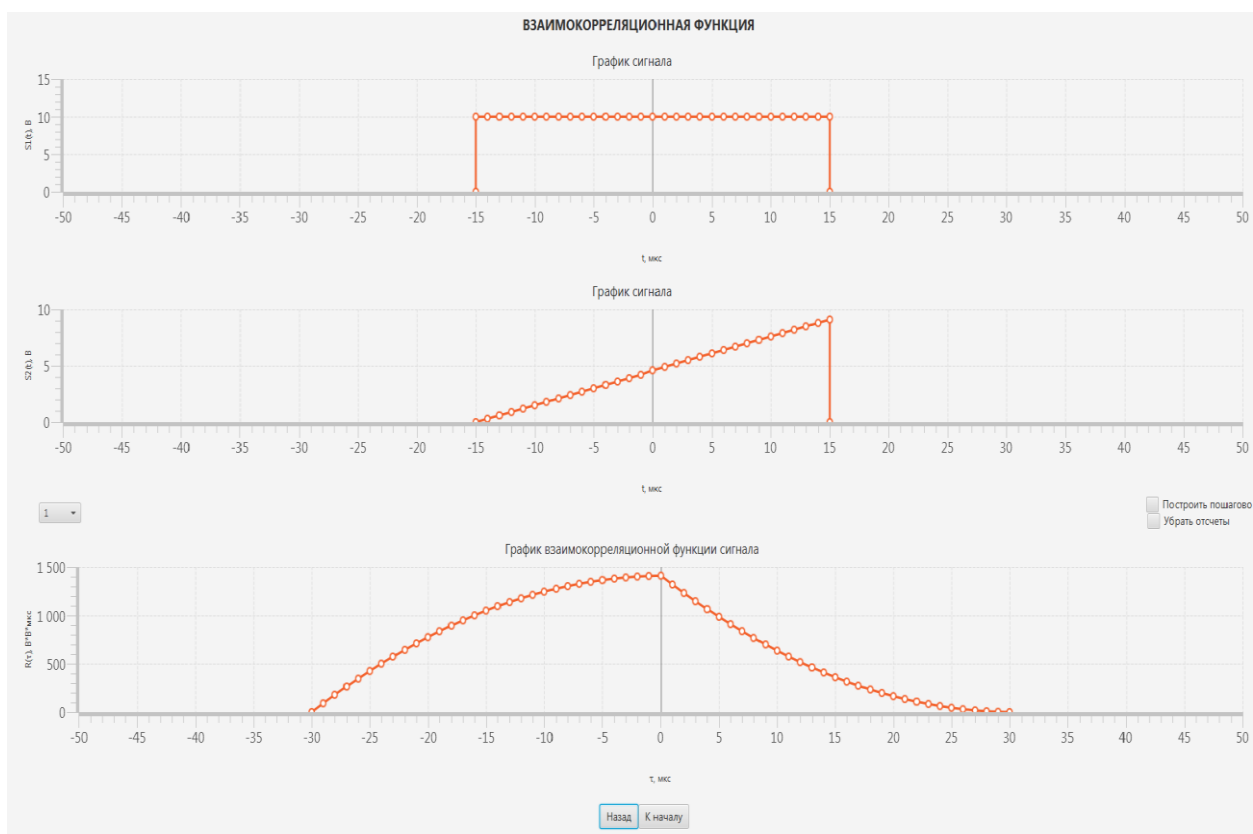


Рис. 1 – Взаимокорреляционная функция треугольного и прямоугольного видеопульсов

Таким образом в работе рассмотрены принципы и результаты работы программного анализатора корреляционных характеристик радиотехнических сигналов.

Список использованных источников:

25. Надольский А. Н. Теоретические основы радиотехники: учеб. пособие для студ. спец. «Радиотехника», «Радиоинформатика» и «Радиотехнические системы» всех форм обуч. / А. Н. Надольский. – Мн.: БГУИР, 2005. – 232 с.: ил.
26. Ширман Я.Д. Основы теории обнаружения радиолокационных сигналов и измерения их параметров / Я.Д. Ширман, В.Н. Голиков – М.: Сов. радио, 1963. – 277 с.
27. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 2000, с. 73...87.

МАШИННОЕ ЗРЕНИЕ

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

Журавский Н.Р.

Потапов В.Д. – к.т.н., доцент

В мире очень много вещей, за которыми человеческий глаз просто не успевает следить. Например, в конвейерной технологии ошибки происходят именно из-за человеческого фактора. Человек просто не в состоянии трезво оценивать предметы после нескольких часов работы. Для этого отлично приспособлены роботы. С помощью машинного зрения они могут сделать детальную проверку продукта, сравнить с образцом и моментально принять решение о дальнейшей обработке изделия.

Машинное зрение – это способность компьютера «видеть». Система машинного зрения использует одну или несколько видеокамер, устройство аналого-цифрового преобразования (АЦП) и цифровой обработки сигналов (ЦОС). Полученные данные поступают в компьютер или робота-контроллера. По степени сложности машинное зрение похоже на распознавание голоса.

Двумя важными характеристиками в любой такой системе являются чувствительность и разрешение. Чувствительность – это способность машины видеть в тусклом свете или различать слабые импульсы в спектре невидимых длин волн. Разрешение – это степень, с которой система различает объекты. Чувствительность и разрешение являются взаимозависимыми параметрами. При увеличении чувствительности, разрешение, как правило, уменьшается, и наоборот, хотя все остальные факторы обычно остаются при этом неизменными.

Человеческие глаза могут различать электромагнитные волны с длиной волны, находящейся в диапазоне от 390 до 770 нанометров. У видеокамер этот диапазон значительно шире. Например, есть системы машинного зрения, которые могут видеть в инфракрасной, ультрафиолетовой и рентгеновской областях длин волн.

Машинное зрение используется в различных промышленных и медицинских областях:

- компонентный анализ;
- идентификация подписи;
- оптическое распознавание символов;
- распознавание почерка;
- распознавание объектов;
- распознавание образов;
- контроль материалов;
- контроль валюты;
- медицинский анализ изображения.

Машинное зрение — это применение компьютерного зрения для промышленности и производства. В то время как компьютерное зрение — это общий набор методов, позволяющих компьютерам видеть, область интереса машинного зрения, как инженерного направления, являются цифровые устройства ввода-вывода и компьютерные сети, предназначенные для контроля производственного оборудования, таких как роботы-манипуляторы или аппараты для извлечения бракованной продукции. Машинное зрение является подразделом инженерии, связанное с вычислительной техникой, оптикой, машиностроением и промышленной автоматизацией. Одним из наиболее распространенных приложений машинного зрения — инспекции промышленных товаров, таких как полупроводниковые чипы, автомобили, продукты питания и лекарственные препараты. Люди, работавшие на сборочных линиях, осматривали части продукции, делая выводы о качестве исполнения. Системы машинного зрения для этих целей используют цифровые и интеллектуальные камеры, а также программное обеспечение обрабатывающее изображение для выполнения аналогичных проверок.

Системы машинного зрения запрограммированы для выполнения узкоспециализированных задач, таких как подсчет объектов на конвейере, чтение серийных номеров или поиск поверхностных дефектов. Польза системы визуальной инспекции на основе машинного зрения заключается в высокой скорости работы с увеличением оборота, возможности 24-часовой работы и точности повторяемых измерений. Так же преимущество машин перед людьми заключается в отсутствии утомляемости, болезней или невнимательности. Тем не менее, люди обладают тонким восприятием в течение короткого периода и большей гибкостью в классификации и адаптации к поиску новых дефектов.

Компьютеры не могут «видеть» таким же образом, как это делает человек. Фотокамеры не эквивалентны системе зрения человека, и в то время как люди могут опираться на догадки и предположения, системы машинного зрения должны «видеть» путём изучения отдельных пикселей изображения, обрабатывая их и пытаясь сделать выводы с помощью базы знаний и набора функций таких, как устройство распознавания образов. Хотя некоторые алгоритмы машинного зрения были разработаны, чтобы имитировать зрительное восприятие человека, большое количество уникальных методов были разработаны для обработки изображений и определения соответствующих свойств изображения.

Применение машинного зрения разнообразно, оно охватывает различные области деятельности, включая, но не ограничиваясь следующими:

- крупное промышленное производство;

- ускоренное производство уникальных продуктов;
- системы безопасности в промышленных условиях;
- контроль предварительно изготовленных объектов (например, контроль качества, исследование допущенных ошибок);
- системы визуального контроля и управления (учет, считывание штрих-кодов);
- контроль автоматизированных транспортных средств;
- контроль качества и инспекция продуктов питания.

В автомобильной промышленности системы машинного зрения используются в качестве руководства для промышленных роботов, а также для проверки поверхности окрашенного автомобиля, сварных швов, блоков цилиндров и многих других компонентов на наличие дефектов.

Список использованных источников:

1. *E. R. Davies. Machine Vision: Theory, Algorithms, Practicalities.* — Morgan Kaufmann, 2004 [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://books.google.by/books?id=bL3SBQAAQBAJ>.

СПОСОБ ОБНАРУЖЕНИЯ КОГЕРЕНТНОЙ ПОМЕХИ В РЛС СОПРОВОЖДЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ

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

Завадский А.В.

Козлов С.В. – д.т.н., доцент

Способ обнаружения когерентной помехи базируется на выделении паразитных спектральных составляющих помехи, возникающих при ее ретрансляции с временным разделением, и разнесенных по частоте с сигналом РЛС на величину, обратную периоду ретрансляции. Определены спектральные и энергетические параметры паразитных спектральных составляющих. Показана возможность надежного обнаружения когерентной помехи во всей пространственной области ее эффективного применения. Обоснована структурная схема обнаружителя когерентной помехи.

Когерентная помеха (КП) является наиболее эффективной при подавлении РЛС сопровождения воздушных объектов [1]. Ее применение приводит к существенному увеличению ошибок сопровождения цели, а при благоприятных условиях – к срыву сопровождения. Известны [1] несколько вариантов технического облика передатчиков когерентной помехи. Наиболее распространенным и одновременно наиболее простым по технической реализации является передатчик помех с когерентной перекрестной ретрансляцией сигналов с двух пространственно-разнесенных приемо-передающих антенн с временным разделением.

Когерентную помеху можно представить в виде ретранслируемого постановщиком помех зондирующего сигнала $\dot{Y}_{КП}$ РЛС

$$\dot{Y}_{КП} = \dot{M}(t) \cdot \dot{Y}(t) \quad (1)$$

где

$$\dot{M}(t) = \begin{cases} 1 \leq t \leq \tau_3 \\ \Delta a \cdot e^{j(\pi + \Delta\varphi)}, \tau_3 < t \leq 2\tau_3 \end{cases} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \dot{a}_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{T}kt} \quad (2)$$

- модулирующая функция и ее разложение в ряд Фурье [2]; $\dot{a}_k = \int_0^T \dot{M}(t) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{T}kt} dt, T = 2\tau_3$ — период ретрансляции, $\Delta a = 0,8 \dots 1,2$ $\Delta\varphi = \pm 30^\circ$ – разбаланс амплитуд и фаз. Тогда спектр КП примет вид

$$\dot{G}_{КП}(\omega) = \dot{a}_0 \dot{G}(\omega) + \sum_{k \neq 0} \dot{a}_k \dot{G}(\omega - \frac{2\pi}{T}k) \quad (3)$$

где $\dot{G}(\omega)$ спектр зондирующего сигнала РЛС. Основные спектральные составляющие КП представлены на рис. 1. Амплитуда полезной компоненты много меньше амплитуды первых паразитных компонентов. Мощности полезной и паразитной компонент $P_0 = |\dot{a}_0|^2 P_c$; $P_1 = |\dot{a}_1|^2 P_c$, где P_c - мощность ретранслятора.

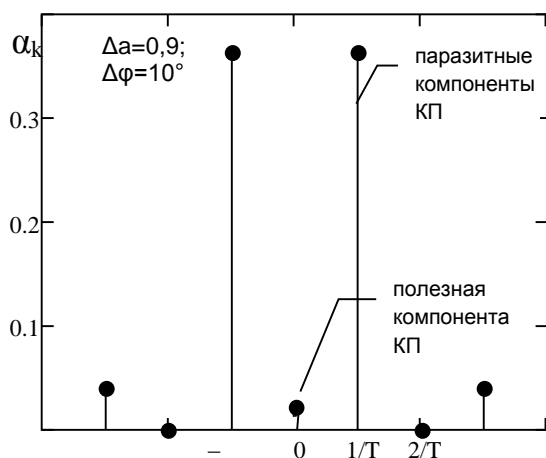


Рис.1 - Спектр когерентной помехи

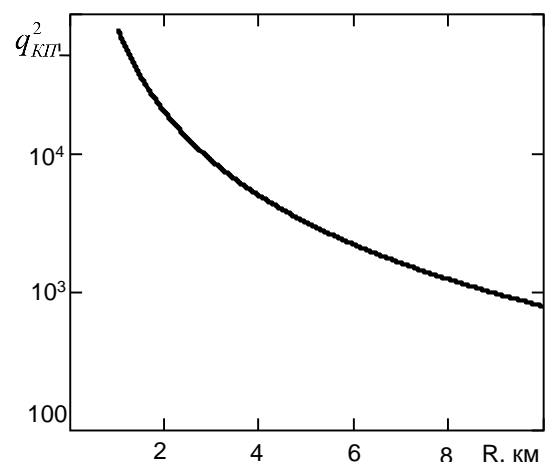


Рис.2 – Отношение сигнал/шум по паразитной компоненте КП

Для обнаружителя КП паразитная компонента является полезным сигналом. Будем полагать, что обнаруживается одна (правая или левая) паразитная компонента помехи при некогерентном обнаружении. Выделение паразитной компоненты осуществляется полосовым фильтром с полосой пропускания ΔF в пределах частот от $f_{\min} = f_0 + \frac{1}{T_{\max}} - \frac{\Delta F_c}{2}$ до $f_{\max} = f_0 + \frac{1}{T_{\min}} + \frac{\Delta F_c}{2}$, где T_{\min} и T_{\max} – минимальное и максимальное значение периода ретрансляции, определяемое элементной базой построения ретранслятора, Тогда отношение сигнал/внутренний шум по паразитной компоненте КП составит

$$q_{\text{КП}}^2 = \frac{PG_{\text{III}} G \lambda^2 L_{\text{РЛС}} |\alpha|^2}{(4\pi)^2 R^2 N_0 \Delta F} \quad (4)$$

где PG_{III} – энергопотенциал постановщика помех, G – коэффициент усиления антенны, $L_{\text{РЛС}}$ – коэффициент потерь РЛС, N_0 – спектральная плотность мощности шумов приемника.

Результаты расчетов $q_{\text{КП}}^2$ как функции дальности при типовом значении $PG_{\text{III}} = 10$ Вт приведены на рис.2. Все кривые для различных значений $\Delta\alpha, \Delta\varphi$ практически совпадают, то есть отношение сигнал/шум по КП не зависит от амплитудного и фазового разбаланса в пределах изменения указанных значений в пределах эффективного воздействия КП. Отношение сигнал/шум превышает 28 дБ, что свидетельствует о возможности надежного обнаружения факта воздействия КП.

Структурная схема обнаружителя КП совместно с каналами взаимодействия с РЛС показана на рис.3. Сигнал от антенны РЛС через направленный ответвитель поступает на ВЧ-усилитель. ВЧ-усилитель стробируется по питанию строб-импульсом канала сопровождения по дальности РЛС. Далее сигнал поступает на смеситель. Коэффициент передачи ответвителя составляет около –10 дБ, что допустимо с учетом имеющегося запаса в отношении сигнал/шум. Чувствительность РЛС при этом практически не сокращается. После переноса на промежуточную частоту паразитные компоненты отфильтровываются на полосовом фильтре Φ и поступают на амплитудный детектор. Сигнал с выхода амплитудного детектора сравнивается с пороговым в пороговом устройстве, вырабатывающем сигнал об обнаружении КП.

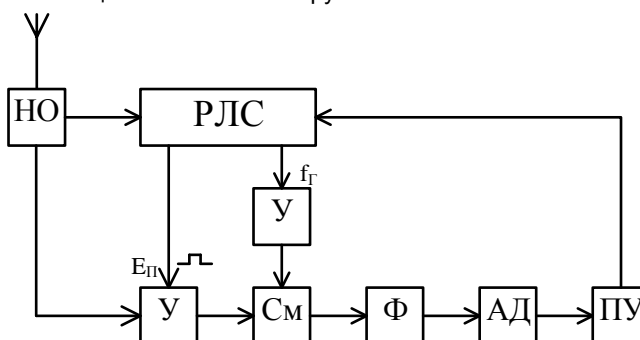


Рис.3 – Структурная схема обнаружителя КП (НО – направленный ответвитель; У – ВЧ-усилитель; См – смеситель; Ф – полосовой фильтр; АД – амплитудный детектор; ПУ – пороговое устройство)

Таким образом, предложен способ обеспечивающий обнаружения КП на основе выделения паразитных компонентов ее спектра в априори известном диапазоне частот. В предлагаемом способе эффективно используется конструктивно-схемный недостаток аппаратуры КП связанный с ретрансляцией зондирующего сигнала РЛС с временным разделением. Отношение сигнал/шум является достаточным для надежного обнаружения КП во всем диапазоне дальности ее эффективного применения.

Список использованных источников:

1. Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М. / Ю.М. Перунов, К.И. Фомичев, Л.М. Юдин – М.: «Радиотехника», 2008. – 416 с.
2. Харкевич А.А. Спектры и анализ /А.А. Харкевич – М.: Физматгиз, 1962. – 236 с.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ МЕТОД ТЕРМОКОРРЕКЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК УНИПОЛЯРНЫХ СТРУКТУР

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

Зеленко М.А.

Свирид В.Л. – к.т.н., доцент

В работе рассматривается дифференциальный метод термокоррекции характеристик биполярных транзисторов.

Известны различные методы термостабилизации, которые позволяют эффективно термокомпенсировать параметры полевого транзистора лишь в одной (рабочей) точке характеристик. При использовании полевого транзистора, например, в качестве управляемых напряжением проводимостей подобные методы являются бесперспективными, так как полевой транзистор должен работать в широком интервале напряжений затвора и полная термокомпенсация проводимостей канала при одном значении напряжения управления приводит при её нарушении при другом. В результате характеристика управления проводимостью канала оказывается не термостабильной. Сложность стабилизации характеристик обусловлена свойствами полевого транзистора, проявляющимися в том, что при определённом напряжении на характеристиках управления имеется так называемая термостабильная точка, в которой параметры транзистора сохраняются постоянными.

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 термокоррекции характеристик ПТ, при нормальной температуре должно выполняться условие

$$K_{ку} = 1,$$

а в диапазоне температур – условие

$$\frac{K_{ку}}{K'_{ку}} = \frac{K'_{кэ}}{K_{кэ}}.$$

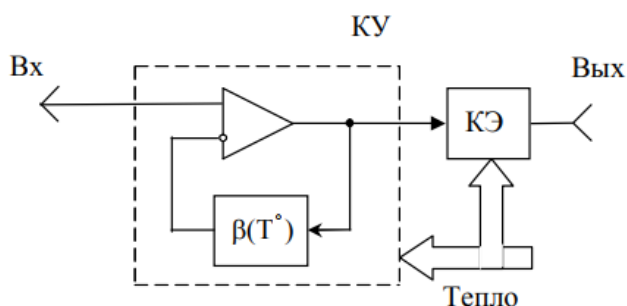


Рис. 1 Схема-модель термокоррекции характеристик ПТ

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_{oy} – коэффициент передачи масштабного (операционного) усилителя.
 Тогда с учетом условия получим

$$K_{oy} = \frac{K_{ky}}{K} = \frac{1}{K}.$$

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° – проводимость термоэлемента при нормальных условиях;
 θ – термокоррекция проводимости термоэлемента, и полагать, что коэффициент передачи ОУ по неинвертирующему входу определяется соотношением

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

где G_r – 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 термоэлемент 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

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

Список использованных источников:

1. В. Л. Свирид: Проектирование аналоговых микросхемных устройств – Минск: БГУИР, 2010. – 296 с.
2. Свирид, В. Л. Оценка температурной стабильности параметров полевых транзисторов / В. Л. Свирид // Радиотехника и электроника. – Минск : Выш. шк., 1976. – Вып. 6. – С. 63–68.

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ СРЕДНЕЙ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СЕТИ СТАНДАРТА LTE

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

Иодко А.А.

Журавлев Д.В. – м.т.н., начальник сектора, АГАТ – системы управления

В работе предлагается новая методика оценки средней пропускной способности сети стандарта LTE. Благодаря учету помеховой обстановки становится возможным решить комплексную задачу синтеза сети начального приближения. Предлагаемая методика позволяет вычислить в первом приближении «гарантированное» значение пропускной способности как отдельного фрагмента, так и всей сети в целом. Таким образом, производимая оценка позволяет построить оптимальную сеть начального приближения стандарта LTE с точки зрения выполнения требований по абонентской емкости, пропускной способности.

Планирование сетей мобильной связи является сложной и многокритериальной задачей, решаемой в рамках общей методики построения сетей мобильной радиосвязи [1, 2]. Однако разработка частных методик, позволяющих учитывать специфику того или иного стандарта связи, также необходима. На сегодняшний день данный вопрос наиболее актуален для активно развивающихся сетей стандарта LTE.

Данная работа посвящена решению частной задачи, решаемой в рамках синтеза начального приближения сети LTE, – оценки средней пропускной способности как отдельной соты, так и сети в целом.

Как показывает практика, требуемая пропускная способность на линии «вверх» в сетях LTE составляет $\approx 23\%$ от общей требуемой пропускной способности, что, в целом, соответствует ярко выраженной тенденции к асимметричности трафика в сетях мобильного радиодоступа [3]. Приняв во внимание данный факт, целесообразно ввести допущение о необходимости расчета средних пропускных способностей только по линии «вниз».

Для расчета средней пропускной способности соты T_{cell} необходимо получить распределение скоростных колец в соте. Естественно, на данном этапе радиусы модуляционно-кодирующих схем не будут выражаться в км, а будут отнесены к радиусу R всей соты. Например, зона действия высокоскоростной, но слабо помехозащищенной модуляционно-кодирующей схемой (MCS – modulation and coding scheme) с соответствующей ей индексом индикатора качества канала (CQI – Channel Quality Indication № 13 (модуляция 64-QAM, скорость кода равна 0,75) равна $0,2 R$, а помехоустойчивой и низкоскоростной MCS № 2 (модуляция 4-QM, скорость кода 0,12) $0,9 R$ соответственно.

Итого, для расчета средней пропускной способности соты необходимо:

- Рассчитать относительные радиусы модуляционно-кодирующих схем.
- Рассчитать % площади от целой соты, который занимает тот или иной сегмент.
- Рассчитать пропускную способность для каждого скоростного сегмента.
- Определить среднюю пропускную способность соты.

Для снижения уровня внутрисистемной интерференции в сетях LTE реализована технология внутрисотовой координации помех ICIC (Inter-cell Interference Coordination), предусматривающая управление канальным ресурсом в частотной и временной областях. В частотной области задачи ICIC состоят в координации использования отдельных участков рабочего диапазона соседними eNB. Во временной области возможно снижение уровня мощности (или полное прекращение передач) в отдельных субкадрах соты «агрессора» с тем, чтобы существенно снизить создаваемые ею помехи в сотах «жертвах». Несмотря на реализацию этой технологии в реальных сетях, её моделирование при оценке пропускной способности не представляется возможным в виду сложности имитации алгоритма работы. Фактической расплатой в сетях LTE за существенное снижение уровня внутрисистемной является существенное снижение общей пропускной способности сети [4]. Это связано с тем, что перед технологией ICIC ставится задача создания динамической кластерной структуры, где в большинстве случаев для совокупности близлежащих сот не допускается одновременное использование двумя и более eNB одного и того же частотно-временного ресурса. Очевидно, что степень такого «вмешательства» технологии ICIC в управление частотно-временным ресурсом будет зависеть от исходных пространственно-технических параметров, определенных на этапе построения сети начального приближения.

Таким образом, при расчете скоростных зон соты, исходя из оценки бюджета потерь или статистических данных, полученные распределения скоростей не будут отражать в полной мере уровень внутрисистемной интерференции.

Из всего вышесказанного следует вывод о том, что для оценки распределения скоростей необходимо задаться окружением БС (т.е. фактически выбрать кластерную структуру), которое позволит в дальнейшем оценить уровень внутрисистемных помех и получить распределение скоростей рассчитанное, исходя из помеховой обстановки. Сформируем ряд критериев выбора оптимальной кластерной структуры:

- удовлетворение требований к пропускной способности абонентской емкости;
- максимизация коэффициента повторения частотного ресурса сети в каждой соте;

- удовлетворение заданным требованиям уровня внутрисистемной интерференции на границе соты;

В качестве примера приведем соотношения радиусов некоторых MCS (табл.) для несекторированного кластера с дробным повторным распределением частотного ресурса, состоящего из 3-х сот. Конфигурация MIMO 2x2, выделенный частотный ресурс на кластер равен 20МГц (10МГц на соту), условия приема сигнала абонентским терминалом E-UTRA, 5 Гц. Сетевая загрузка равна 70 % [5,6].

В таблице 1 приведены соотношения скоростных колец в соте.

Таблица 1 - Соотношения скоростных колец в соте

Индекс CQI, соответствующий MCS	Модуляция	Скорость кода, R_{code}	Средняя пропускная способность зоны, Мбит/с	Относительный радиус, R_{otn}	Доля от общей площади соты [%]
1	4-ФМ	0,08	2,0	1	15,36
2	4-ФМ	0,12	3,08	0,92	17,4
.
14	64-КАМ	0,85	67,2	0,23	1,29
15	64-КАМ	0,93	73,0	0,2	4

При равномерном распределении абонентов по территории обслуживания сети их количество в том или ином скоростном сегменте любого eNB будет пропорционально его площади. Следовательно, долю площади, занимаемую той или иной скоростной зоной можно принять в качестве весового коэффициента для пропускной способности каждой из зон.

Таким образом, среднюю пропускную способность соты находим по формуле:

$$Th_{cell}(DL) = \sum_{i=1}^{15} (Th_{MCSi} \times S_{MCSi} + Th_{MCS2} \times S_{MCS2} + \dots + Th_{MCS15} \times S_{MCS15})$$

Следует отметить, что основная сложность при оценке средней пропускной способности на линии «вверх» состоит в учете взаимных внутрисистемных помех, создаваемых абонентскими терминалами. Однако с учетом того, что на сегодняшний день трафик в мобильных сетях носит ассиметричный характер (доля трафика на линии «вверх» составляет 20~30), его можно пренебречь ввиду низкой вероятности одновременного занятия абонентами общего частотно-временного ресурса.

Таким образом, методика расчета уровня взаимных помех для различных конфигураций кластерных структур позволяет получить оценку интерференционной картины для наихудшего сценария, что, в свою очередь, позволяет в первом приближении гарантировать минимально-возможную среднюю пропускную способность сети.

Список использованных источников:

3. В. О. Тихвинский, С. В. Терентьев, А. Б. Юрчук. Сети мобильной связи LTE. Технологии и архитектура. - М.: Эко-Трендз, 2010. - 284 с.
4. Берлин А. Н. Цифровые сотовые системы связи. - М.: Эко-Трендз, 2007. - 296 с.
5. Ерохин С. Д. Анализ профилей абонентского интернет трафика // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 6. С. 17–18.
6. Рыжков А. Е., Сиверс М. А., Бабкин А. С., Пыленок А. М., Трофимов А. П. Сети стандарта LTE. Развитие технологий радиодоступа: монография. СПб.: СПбГУТ, 2015. 256 с.
7. 3GPP TS 136.104: "Base Station (BS) radio transmission and reception" (Release 9). April 2011.
8. 3GPP TS 136.101: "User Equipment (UE) radio transmission and reception" (Release 11). November 2012.

УГЛОЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АДАПТИВНЫХ МНОГОЛУЧЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК СРЕДСТВ РАДИОМОНИТОРИНГА

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

Каурхан Ш.

Козлов С.В. – д.т.н., доцент

Методом математического моделирования исследованы углочастотные характеристики каналов и точность пеленгования полезных сигналов в адаптивных многолучевых антенных решетках (АМЛАР) с пространственной компенсацией помех и суммарно-разностной обработкой. Показано, что требуемое число формируемых пространственных каналов для АМЛАР в два-три раза больше, чем в МЛАР без адаптивной обработки. Получены оценки вероятности пропуска сигналов и точности пеленгования при функционировании АМЛАР в составе средства радиомониторинга в условиях сложной радиоэлектронной обстановки.

В современных условиях перед средствами радиомониторинга (РМ) ставится задача обнаружения и определения параметров импульсных, квазинепрерывных и непрерывных сигналов источников радиозлучения (ИРИ) с шириной спектра от единиц кГц до сотен МГц при динамическом диапазоне 50...60 дБ и плотности потока сигналов до 10^6 импульсов в секунду [1]. Используемый ранее [1] вариант построения средств радиомониторинга, включающий МЛАР, многоканальное по частоте приемное устройство и набор подключаемых при обнаружении сигнала на выходе канала приемника измерителей, не обеспечивает требуемое качество функционирования. Направлением совершенствования средств РМ на базе МЛАР является повышение ее пространственной избирательности за счет реализации методов адаптивной пространственной компенсации помех. Алгоритмы функционирования и характеристики адаптивных МЛАР исследованы недостаточно. С позиций применения АМЛАР в средствах РМ наименее исследованным являются углочастотные характеристики АМЛАР, что и определяет актуальность настоящей работы.

Цель работы – исследование углочастотных характеристик адаптивных МЛАР с пространственной компенсацией помех и суммарно-разностной обработкой.

Структурная схема исследуемой адаптивной МЛАР приведена на рис.1. МЛАР является цифровой, малоэлементной (число элементов $N=8...32$) с амплитудной суммарно-разностной пеленгацией в одной плоскости.

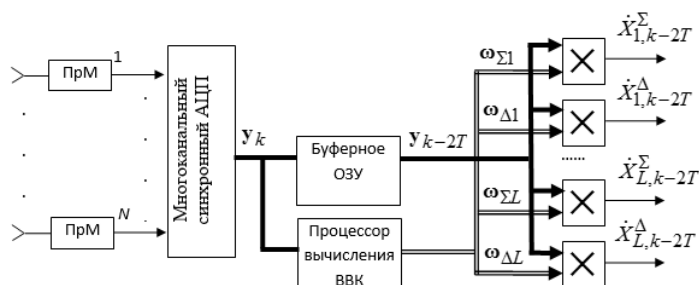


Рис. 1 – Структурная схема адаптивной МЛАР с суммарно-разностной обработкой

В АМЛАР в качестве базового используется известный [2] алгоритм функционирования, предусматривающий формирование выборочной корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов, вычисление векторов весовых коэффициентов (ВВК) лучей (каналов) МЛАР с учетом накладываемых на адаптированную ДН луча ограничений, и весовую обработку сигналов приемных каналов. В отличие от [2] в настоящей работе обосновывается и исследуется одноэтапный алгоритм пеленгации с коррекцией, когда после обнаружения сигнала в ℓ -ом луче, оценивания центральной частоты f_{ℓ} его спектра и пеленгации оценки пеленга $\hat{\alpha}_{\ell}^{(0)}$ корректируются как

$$\hat{\alpha}_{\ell} = \hat{\alpha}_{\ell}^{(0)} - \Delta\alpha_f(f_{\ell} - f_0), \quad (1)$$

где $\Delta\alpha_f(f_{\ell} - f_0)$ - зависимость корректирующего слагаемого от разности оценки частоты ИРИ и опорной f_0 частоты.

На основе анализа результатов математического моделирования установлены следующие закономерности угловых и углочастотных характеристик АМЛАР:

смещение $\Delta\alpha_f$ лучей и результатов пеленгации АМЛАР при отклонении частоты ИРИ от опорной определяется выражением

$$\Delta \alpha_f = \gamma_f \operatorname{tg} \alpha \left(1 - \gamma_f \left(1 + \frac{1}{2} \operatorname{tg}^2 \alpha \right) \right) \quad (2)$$

где $\gamma_f = f_{\text{ири}} / f_0 - 1$ - нормированное отклонения частоты $f_{\text{ири}}$ ИРИ от опорной; α - угловое положение луча; для практически важных случаев имеет место практически линейная зависимость ошибки оценивания угловых координат ИРИ от отклонения его частоты от опорной, обусловленная пространственным разносом и соответствующим фазовыми диаграммами направленности приемных элементов АМЛАР;

эффективная ширина луча АМЛАР в два-три раза меньше, чем ширина луча МЛАР с той же геометрией; в АМЛАР для перекрытия заданного углового сектора требуется, как минимум, удвоение числа формируемых лучей в сравнении с МЛАР без адаптивной обработки;

широкополосность АМЛАР фактически ограничивается величиной отклонения частоты, при которой происходят существенные изменения амплитудной диаграммы направленности приемных элементов АМЛАР.

Таким образом, для обеспечения точной пеленгации полезных сигналов в АМЛАР целесообразно использовать комбинированный алгоритм обработки, при котором окончательные оценки угловых координат ИРИ формируются после оценки частоты ИРИ для каждого из лучей с учетом выявленных функциональных зависимостей. Установленные закономерности являются достаточными для обоснования рациональных вариантов применения и характеристик АМЛАР в составе средства РМ.

Исследование эффективности применения АМЛАР с предлагаемым алгоритмом функционирования в составе средств РМ в условиях сложной радиоэлектронной обстановки проводилось методом имитационного моделирования. Рассматривался случай работы АМЛАР в условиях насыщенной РЭО при наличии на цикле адаптации сигналов от двух до пяти ИРИ. Мощности ИРИ были распределены по логарифмически нормальному закону с математическим ожиданием 40 дБ и среднеквадратическим отклонением 10 дБ, угловые положения ИРИ имели равномерное распределение в секторе $\pm 60^\circ$. При моделировании для каждой реализации осуществлялся розыгрыш параметров РЭО и воспроизведение алгоритма адаптации МЛАР. Если в процессе адаптации по ИРИ в каком-либо из лучей АМЛАР достигнуто отношение сигнал/мешающие источники+шум не менее 10 дБ, то считалось, что ИРИ обнаружен и определялись оценки его частоты и азимута. В противном случае фиксировался пропуск сигнала ИРИ. Результаты оценки вероятности пропуска сигнала источника радиоизлучения и среднеквадратических ошибок определения азимута ИРИ приведены на рис. 3.

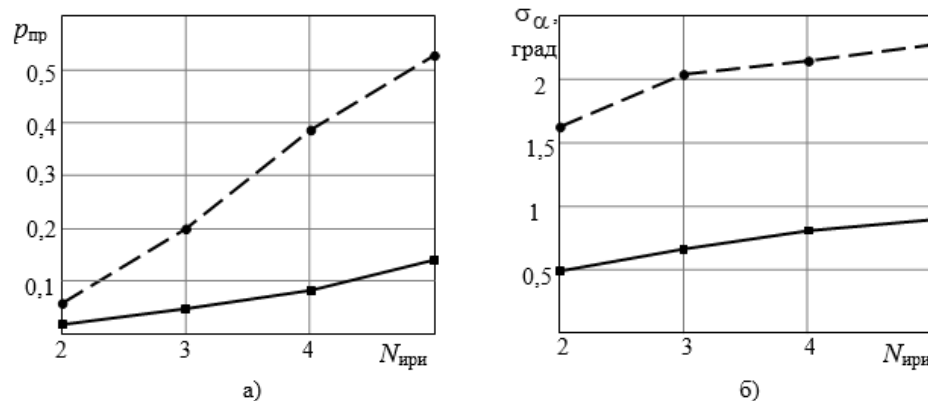


Рис.3 -Зависимости вероятности пропуска сигналов ИРИ (а) и среднеквадратической ошибки определения азимута ИРИ (б) от числа ИРИ на интервале наблюдения для неадаптивной (пунктирные кривые) и адаптивной (сплошные кривые) МЛАР

Как следует из результатов моделирования, адаптивная МЛАР обеспечивает существенное, примерно в четыре раза, уменьшение вероятности пропуска сигнала ИРИ. Так, для наиболее вероятной ситуации наличия на интервале наблюдения трех сигналов ИРИ вероятность пропуска уменьшается с уровня 0,2 для неадаптивной МЛАР до уровня 0,05 для АМЛАР. Кроме того, для адаптивной МЛАР будет наблюдаться существенное, в 3...3,5 раза уменьшение среднеквадратической ошибки пеленгования с уровня 1,5°...2,5° до уровня 0,5°...0,8°.

Полученные результаты могут быть использованы для обоснования облика средств РМ с адаптивными МЛАР, функционирующими в условиях сложной радиоэлектронной обстановки.

Список использованных источников:

1. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы: учеб. пособие. – М.: Вузовская книга. 2007. 356 с.
2. Козлов С. В., Гриб В.Н. Технические и алгоритмические решения по созданию адаптивных приемных многолучевых антенных решеток средств радиомониторинга // Радиотехника, 2015, № 12. – С. 80–88.

ГЕНЕРАТОР НАЛОЖЕНИЯ ГРАФИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ НА ВИДЕОСИГНАЛ

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

Кашпар А.А., Степовой А.О.

Серёда А.С. – магистр тех. наук, ассистент

В работе рассматривается принцип работы, а так же устройство – генератора наложения графической информации на видеосигнал. А так же сравнение рассматриваемого устройства с аналогами и выделение его преимуществ.

Разрабатываемое проектируемое устройство предназначено для непосредственного наложения различной графической информации на проходящий видеосигнал. В плане реализации довольно сложно сложить два видеосигнала, но намного легче наложить изображение на видеосигнал, если изображение мы генерируем сами. В этом случае вместо того, чтобы генерировать синхроимпульсы, они извлекают из входного видеосигнала. Необходимо выделить горизонтальные и вертикальные синхроимпульсы из видеосигнала.

Конкретных аналогов, в похожем техническом исполнении, разрабатываемый генератор наложения графической информации на видеосигнал не имеет. Стоит выделить только дорогостоящую телевизионную аппаратуру, где функции проектируемого устройства интегрированы более сложных системы и отдельно не используются.

Структурная схема генератора наложения графической информации на видеосигнал представлена на рисунке 1.

Структурная схема системы наложения графической информации на видеосигнал состоит из коммутатора видеосигнала, блока выделения синхросигналов, блока фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), микроконтроллера и усилителя видеосигнала. Подача напряжения на устройство реализуется при помощи блока питания.

На видео вход подается видеосигнал, который поступает непосредственно на коммутатор видеосигнала и блок выделения синхросигналов. Выделенный синхроимпульс поступает на микроконтроллер и на блок фазовой автоподстройки частоты. Выделенная в ФАПЧ частота тактирования подается в микроконтроллер для синхронизации тактов. В микроконтроллере формируется новый сигнал (сигнал замещения) который поступает в коммутатор видеосигнала. При коммутации двух сигналов (поступившего непосредственно от видеовхода и сигнала замещения) новый видеосигнал поступает в усилитель. После усиления новый видеосигнал снимается с видеовыхода.

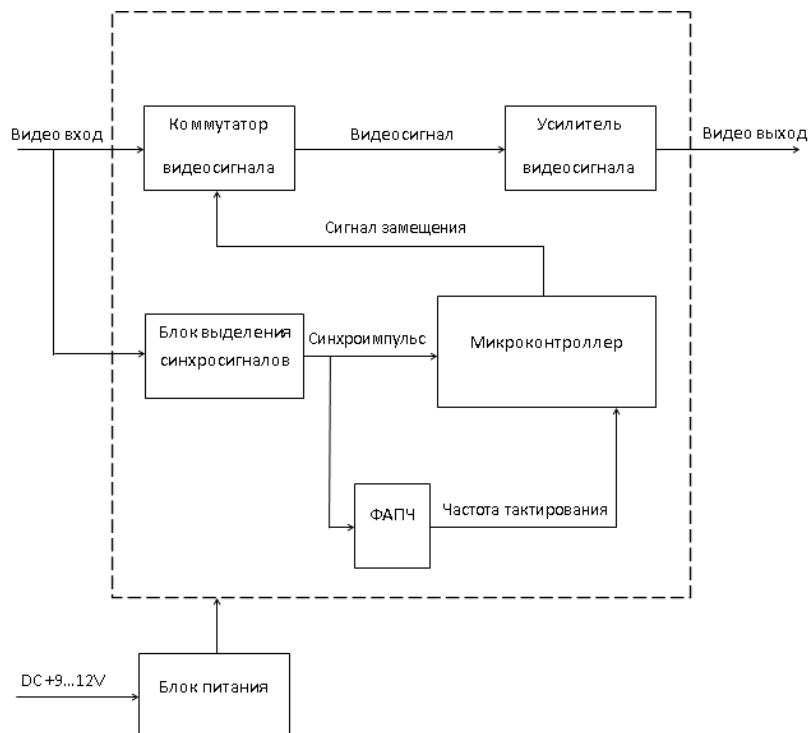


Рисунок 1 – Структурная схема проектируемого устройства

Запитывается проектируемое устройство от блока питания, куда подается постоянное напряжение, в диапазоне от 9 до 12В.

На видео вход (RS-101) подается видеосигнал, который поступает непосредственно на блок выделения синхросигналов, состоящий из селектора синхроимпульсов LM1881 и счетчика NE555

LM1881 – это селектор синхроимпульсов, он выделяет горизонтальные и вертикальные синхроимпульсы из видеосигнала.

Микросхема NE555 из выделенной композитной синхросмеси выделяет начала строк для ФАПЧ, реализованного на микросхеме 74НС4046. Для ФАПЧ требуется регулярная последовательность импульсов, т.е. без полустрочных импульсов кадровой гасящей группы.

Далее выделенный синхроимпульс поступает на микроконтроллер DSPIC30F4012

Микросхема 74НС4046 в схеме из частоты строк получает частоту 6.25МГц сфазированную с частотой строк - для подачи в качестве сигнала тактирования на микроконтроллер. Со стороны микроконтроллера требуется, чтобы он поданную опорную частоту поделил и выдал частоту 15625Гц. ФАПЧ работает по передним фронтам, т.е. когда всё синхронизировалось, то фронт с выхода ОС2 микроконтроллера и с NE555 вывод 3 совпадают по времени менее 10нс. ФАПЧ с резисторами дает от 5.5МГц до 7.8МГц, что позволяет работать микроконтроллеру на частотах 88-120МГц с умножителем на 16, и 44 - 62МГц с умножителем на 8. Число точек в строке можно достаточно широко варьировать, чем изменять соотношение качество/размер занятой памяти.

В микроконтроллере формируется сигнал замещения, который поступает в коммутатор видеосигнала, реализованный посредством микросхемы CD4051ВМ, который быстро переключает сигнал от входного видеосигнала к сигналу замещения.

При коммутации двух сигналов (поступившего непосредственно от видеовхода и сигнала замещения) новый видеосигнал поступает в усилитель, реализованный посредством микросхемы LM7812. Усилитель в корпусе SOIC-8, с rail-to-rail и мощным выходом, что позволяет использовать всего один источник питания. Для нормальной работы требуется удерживать уровень черного, привязав его к постоянному потенциалу, например к 0.3В.

После усиления новый коммутированный видеосигнал снимается с видеовыхода (RS-101).

Запитывается проектируемое устройство от блока питания, куда подается постоянное напряжение, в диапазоне от 9 до 12В.

Как уже было отмечено ранее, изображение состоит из полукадров. На каждый полукадр подается синхроимпульс. Когда луч находится в начале строки, подается импульс горизонтальной синхронизации. 32мкс – половина того времени, за которое луч проходит целиком длину экрана. Если в этот момент заменить сигнал, который подается на вход микроконтроллера, своим сигналом, на экране появится новое изображение исходя из заданного уровня напряжения (например, черная точка при уровне 0,3В). Т.к. известно, сколько строк умещается на экране, четных и нечетных - можно высчитать координату X заменяемого изображения. Вычисляя и изменяя координаты будущего нового изображения, а также уровни напряжения новых сигналов замещения, можно добиться прорисовки изображения поверх исходного поступающего видеосигнала.

Практическое применение разрабатываемого устройства очень велико. Генератор наложения графической информации на видеосигнал может быть применен начиная от систем вывода различной необходимой информации поверх отображаемого изображения (вывод параметрических данных, таких, как вывод скорости автомобиля на встроенный дисплей, даты и времени при записи с камер безопасности, показ бегущей строки при телевизионном вещании), до сенсорного управления какой-либо аппаратуры, где разрабатываемое устройство выполняет роль отображения позиции сенсорных кнопок на дисплее.

Список использованных источников:

1. Альферович Н.В., Проектирование радиоэлектронных средств на корпусных интегральных микросхемах. Учебное пособие. – Мн.: БГУИР, 2004
2. Белов А.В., Конструирование устройств на микроконтроллерах. – С-Пб.: Наука и техника, 2005
3. Беспалько Н.И., Инновационные технологии в процессе обучения. – Мн.: Высшая школа, 2002

СПОСОБ ВЫДЕЛЕНИЯ ИНФОРМАТИВНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВИБРАЦИОННОГО СИГНАЛА МЕТОДАМИ МЕЖКОМПОНЕНТНОЙ ФАЗОВОЙ ОБРАБОТКИ

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

Кечик Д. А.

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

В области вибрационной диагностики механизмов остро стоит проблема выделения информативных признаков дефектов из виброакустического сигнала и разделения его источников [1]. Главные проблемы, с которыми сталкиваются разработчики средств автоматической вибродиагностики – низкое отношение сигнал/шум (ОСШ) и нестационарность сигнала. Предлагается алгоритм оценки параметров компонентов полигармонического сигнала. Алгоритм позволяет очистить зашумлённую реализацию от широкополосного шума и разделить узкополосные компоненты. Для очистки от шума используется алгоритм компенсации помех, основанный на переносе частоты с подавлением зеркального канала. Для дальнейшего повышения отношения сигнал/шум (ОСШ) используется аппроксимация очищенного сигнала его квазиполигармоническим приближением с ограничениями в фазовой области.

Основные требования, предъявляемые к цифровым фильтрам – наличие АЧХ, близкой к прямоугольной, сильное затухание в полосе заграждения и малая неравномерность АЧХ в полосах заграждения и пропускания. Построение цифровых фильтров для выделения узкополосных фильтров с указанными требованиями оказывается невозможным без оптимизации по некоторым параметрам взамен ухудшения других [2]. Предлагаемая реализация компенсации помех состоит в переносе сигнала на частоту среза однополосной модуляцией с подавлением зеркального канала. Составляющие, частоты которых были выше частоты среза, являются зеркальным каналом и компенсируются. Спектр ниже частоты среза инвертируется, для восстановления сигнала необходимо снова осуществить перенос на частоту среза. Если задана нижняя частота среза, тогда компенсатор формирует второй сигнал, ограниченный сверху по спектру нижней частотой среза, который вычитается из первого. Компенсация внеполосных помех поясняется рисунком 1.

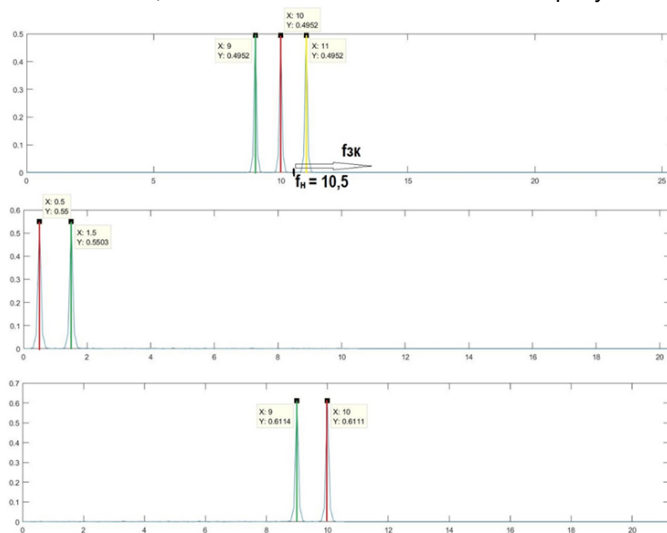


Рисунок 1 – пояснение работы компенсатора

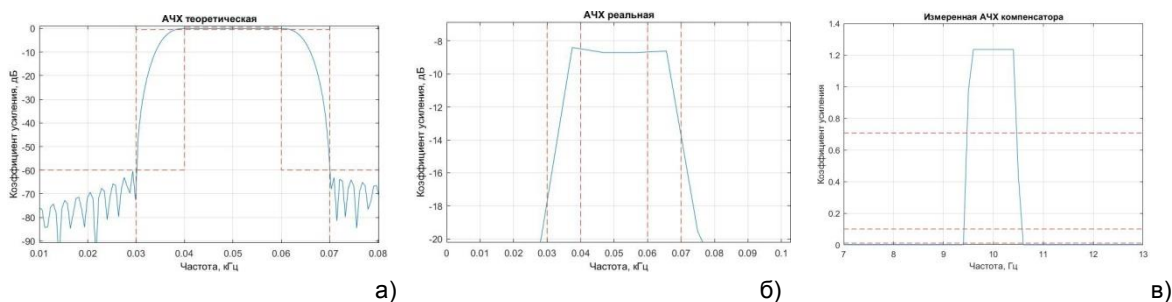


Рисунок 2 – АЧХ полосового фильтра (а, б) и компенсатора помех (в)

На рисунке 2 приведены АЧХ полосового КИХ фильтра минимального порядка, построенного стандартным средством пакета MATLAB. На рисунке 2 а) изображена теоретически рассчитанная АЧХ фильтра, на рисунке 2 б) – оценённая средствами пакета MATLAB. На рисунке 2 в) АЧХ компенсатора помех при заданной полосе фильтрации [9,5; 10,5] Гц.

При высокой зашумлённости исходной реализации остаточный шум в полосе сигнала может вносить сильные искажения. В обработке речевых сигналов данное явление называется «музыкальный шум», и он может сильно ухудшить качество и разборчивость речевых сигналов [3]. Для дальнейшего повышения ОСШ и улучшения качества предлагается алгоритм, оценивающий параметры гармонических составляющих с ограничениями на их непрерывность.

В работе [4] предложен метод оценки параметров квазигармонических составляющих, состоящий подбора значений мгновенных амплитуды и фазы. Параметры подбираются так, чтобы приближать очищенный сигнал с наименьшей ошибкой, но в то же время получать максимально сглаженные во времени функции мгновенных параметров. Плавное изменение во времени фазы обусловлено физической природой источников колебаний [3]. Предлагаемый алгоритм обеспечивает очистку от шума используя не только ограничения на гладкость амплитуды и фазы, но и временных инвариантов фаз. Существуют линейные комбинации фаз, инвариантные ко сдвигам по времени и частоте, которые сохраняются постоянными для гармоник сигнала. Впервые эти величины использовались в работе [5] для исследования дисперсии ультразвука в металлах, широко применялись для исследования фазозависимых процессов в акустике, анализа и очистки от шума речевых и вибрационных сигналов [3]. Фазы наиболее выраженных гармоник и постоянные межкомпонентные фазовые соотношения позволяют восстановить фазы высших гармоник и очистить их от шума [3].

Очистка от шума при помощи компенсатор помех и ограничений параметров гармоник требует оценки частот компонентов, что получается при помощи алгоритма IRAPT [6]. Алгоритм основан на поиске периодичностей на временных окнах в предварительно выделенных частотных каналах. Алгоритм оптимален для зашумлённых сигналов и быстрых изменений частоты. Период оценивается при помощи нормированной кросскорреляционной функции. Разбиение на частотные каналы производится ДПФ-модулированным банком фильтров.

Алгоритм был проверен на базе речевых сигналов из работы [3] при различных отношениях сигнал/шум. Качество очищенного сигнала было оценено по критерию минимума среднеквадратичной ошибки. Сопоставление с традиционно используемыми методами, такими как максимум апостериорной вероятности показало, что данное направление остаётся перспективным для дальнейших исследований.

Список использованных источников:

1. Кечик, Д.А. Способ выделения информативных составляющих вибрационного сигнала методами межкомпонентной фазовой обработки / Д.А. Кечик. – 2017.
2. Гудкова, Н. Цифровой прецизионный узкополосный фильтр / Н. Гудкова // Современная электроника. – 2010. – № 7. – С. 76–79.
3. Barysenka, S.Y. Single-channel speech enhancement using inter-component phase relations / S.Y. Barysenka, V.I. Vorobiov, P. Mowlaei // Speech Communication. – 2018. – Vol. 99. – P. 144-160.
4. Митянок, В.В. Применение фазового анализа звуков речи для распознавания человека по его голосу / В.В. Митянок, Н.В. Коновалова // Техническая акустика. – 2013. – Т. 13.
5. Зверев, В.А. Модуляционный метод измерения дисперсии ультразвука / В.А. Зверев // Доклады Академии наук СССР. – 1953. – Т. 4. – С. 791-794.
6. Instantaneous pitch estimation based on RAPT framework // Elsevier ; ред. А. Petrovsky, М. Vashkevich, Е. Azarov. – Amsterdam ; New York.

НЕЙРОСЕТЕВОЙ АЛГОРИТМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ МОНОИМПУЛЬСНОГО ПЕЛЕНГАТОРА НА БАЗЕ КВАДРАНТНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

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

Козлов С.В., Нехаичик А.Д.

Козлов С.В. – д.т.н., доцент

Рассматривается алгоритм пеленгации источника полезного сигнала в моноимпульсном пеленгаторе на базе квадратной антенной решетки на основе нейронной сети с прямыми связями. Отличительной особенностью алгоритма является использование в качестве входной информации модулей и фаз элементов нормированной верхнетреугольной корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов. Приводятся результаты сравнительного анализа точности пеленгации полезного сигнала, достигаемой при использовании нейросетевого и статистического алгоритмов функционирования.

Обеспечение высокой помехоустойчивости моноимпульсных пеленгаторов средств радиолокации и радиомониторинга достигается за счет внедрения оптимальных и квазиоптимальных алгоритмов обработки принимаемых сигналов. К ним относятся алгоритмы пространственной компенсации помех, воздействующих по боковым и скатам главного лепестка диаграмм направленности основных каналов пеленгатора [1], и алгоритмы, реализующие современные методы «сверхразрешения» источников радиоизлучения [2]. К наиболее сложным следует отнести задачу обеспечения помехоустойчивости относительно малоэлементных антенных систем, в частности, квадратной антенной системы, полученной разделением общей антенной решетки на четыре подрешетки или при использовании четырех идентичных независимых антенн.

Весьма перспективным для моноимпульсной пеленгации является внедрение нейросетевых алгоритмов обработки сигналов, обладающих способностью к выявлению скрытых закономерностей и естественным вычислительным параллелизмом [3].

При обосновании алгоритма использовались следующие исходные данные и допущения. Рассматривается квадратная антенная решетка, полученная разбиением общей, для определенности, круглой, антенной решетки на четыре идентичные подрешетки – квадранты 1.1-1.4, представляющие собой парциальные приемные каналы с диаграммами направленности (ДН) $F_i(\alpha, \beta)$, $i = 1, 4$ (рис. 1). Необходимо построить нейросетевой алгоритм (НА), обеспечивающий пеленгацию источника полезного сигнала в пределах главного лепестка ДН парциальных каналов при наличии источников помех, воздействующих по боковым лепесткам ДН парциальных каналов. Для выявления принципиальной возможности построения НА и основных закономерностей ограничимся случаем наличия единственного источника помех по боковым лепесткам.

Обоснование НА включает определение входных и выходных данных, структуры и алгоритмов обучения нейросети (НС). При этом, фактором, в значительной степени определяющим возможность построения, обучения и качественные характеристики нейросетевого алгоритма, являются его входные данные. С учетом особенностей обработки в нейронных сетях в качестве входной информации предлагается использовать модули и фазы элементов обратной корреляционной матрицы процессов на выходах приёмных каналов (рис. 1), нормированные к сумме диагональных элементов (модули) и единицы (фазы).

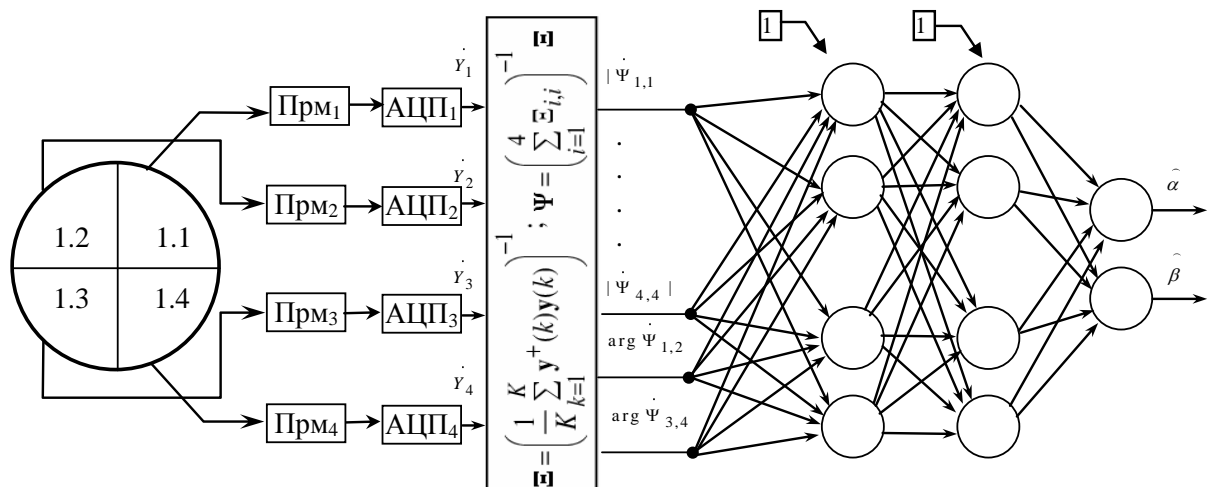


Рис. 1 - Структуры приемной системы и НС для пеленгации источника полезного сигнала

В работе исследовалась сеть в виде многослойного перцептрона. Для создания и обучения сети использовался инструмент NNTool пакета MathLab. Входные данные НС формировались для квадратной антенной решетки диаметром $D / \lambda = 10$. Число приемных элементов в квадранте антенной решетки

составляло 75, ширина ДН квадранта по уровню 0,5 от максимальной мощности при этом составило $\Delta\alpha_{0,5} = \Delta\beta_{0,5} = 6^\circ$. Входные данные, используемые для обучения сети формировались путем последовательного перемещения углового положения источника полезного сигнала в сетке по азимуту и углу места от -3° до 3° с шагом $0,5^\circ$ для мощности источника полезного сигнала $P_c = 0,1; 1; 10$ и последовательного перемещения углового положения источника помехи в сетке по азимуту и углу места от $\alpha(\beta)_\Pi^{\min}$ до $\alpha(\beta)_\Pi^{\max}$ с шагом $\delta\alpha(\beta)_\Pi$ для мощности источника помехи $P_\Pi = 30; 40; 50$ дБ. Для обучения использовался стандартный метод Левенберга-Марквардта при числе эпох обучения 1000-10000.

На рисунке 2 приведены результаты обучения НС в виде зависимости оценок азимута источника полезного сигнала для обучающей выборки. НС имела по 24 нейрона в двух скрытых слоях. Для обучения использовалось 5000 эпох при $\alpha_\Pi^{\min} = 20^\circ, \alpha_\Pi^{\max} = 22^\circ, \beta_\Pi^{\min} = 15^\circ, \delta\alpha(\beta)_\Pi = 0,5^\circ, \beta_\Pi^{\max} = 17^\circ$. Жирной ступенчатой линией показаны истинные азимуты полезного сигнала для соответствующего образца эпохи обучения. Достигнутое за заданное число эпох обучения значение среднеквадратической ошибки по обучающей выборке составило $\sigma_\alpha = 0,04^\circ$. При увеличении числа эпох ошибка может быть уменьшена.

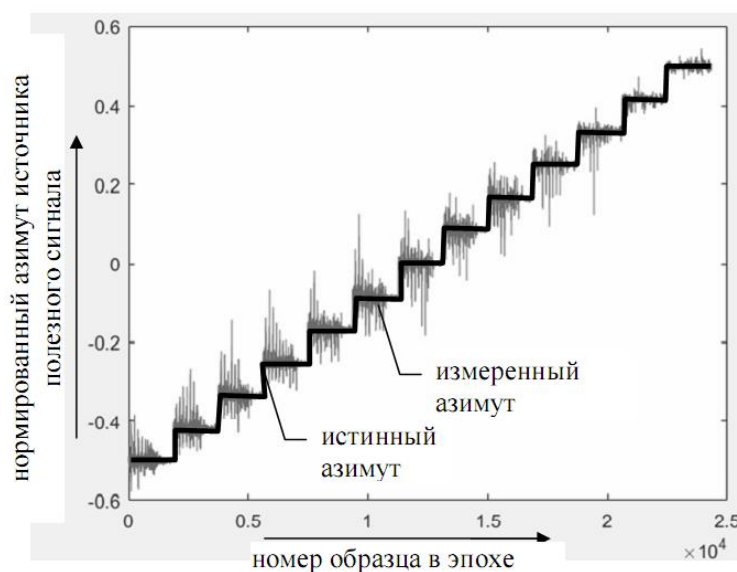


Рис. 2 – Результаты обучения нейронной сети

Точности пеленгации, достигаемые в предлагаемом нейросетевом алгоритме и известном статистическом алгоритме [4] для аналогичных условий функционирования оказываются сравнимыми и составляют 2...3% от ширины главного лепестка ДН приемных каналов.

Проведенные исследования свидетельствуют о перспективности использования нейросетевых алгоритмов обработки сигналов в моноимпульсных пеленгаторах в условиях интенсивных помех по боковым лепесткам диаграмм направленности приемных каналов. Рациональным является использование в качестве входной информации нормированных элементов оценки обратной корреляционной матрицы процессов на выходе приемных каналов в верхнетреугольном представлении. Полученные результаты могут быть естественным образом распространены на пеленгаторы с многоканальными антенными системами, в том числе, при реализации сверхразрешения источников радиоизлучения в пределах главного лепестка ДН.

Список использованных источников:

1. Карпунин В.И., Козлов С.В., Сергеев В.И. Синтез вариантов структуры радиолокационных измерителей угловых координат с адаптивной пространственной компенсацией помех // Антенны, 2010, № 6. – С. 71-76.
2. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003. – 200 с.
3. Татузов А.Л. Нейронные сети в задачах радиолокации. М.: Радиотехника, 2009. – 432 с.
4. Козлов С.В., Сергеев, В.И., Семенякин Д.О. Способ пространственной компенсации помех в моноимпульсном пеленгаторе на базе квадратной антенной решетки // Антенны, 2017, № 6. – С. 45-51.

ВАРИАНТ ПОСТРОЕНИЯ НЕЙРОСЕТЕВОГО АЛГОРИТМА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО МОНОИМПУЛЬСНОГО ПЕЛЕНГАТОРА С ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ПОМЕХ

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

Козлов С.В., Нехаичик А.Д.

Козлов С.В. – д.т.н., доцент

Аннотация — Приведена возможная структура и рассмотрены особенности построения нейросетевого алгоритма (НА) для обработки сигналов в радиолокационном моноимпульсном пеленгаторе с пространственной компенсацией помех (ПКП). Изложен подход к обучению НА.

Одним из основных методов повышения помехозащищенности радиолокационных средств (РЛСр) является реализация пространственной обработки, предполагающей взвешенное суммирование сигналов на выходе приемных каналов (ПК) [1]. В [2] для радиолокационного пеленгатора суммарно - разностного типа предложены квазиоптимальные алгоритмы, обеспечивающие стабилизацию пеленгационной характеристики (ПХ) в заданной области при произвольных диаграммах направленности (ДН) ПК и неклассифицированной выборке. Их практическая реализация ограничивается быстродействием вычислителей. В этой связи представляет интерес построение и исследование НА функционирования.

Обоснование НА включает определение входных и выходных данных, структуры и алгоритмов обучения нейросети (НС). Для РЛСр $n = \overline{1, N}$ с ПК, зондирующими сигналами с базой $B \gg 1$ и исходя из минимизации реализации определено, что:

входные сигналы НС включают вектор $\mathbf{x}_k = (\dot{X}_1(k), \dots, \dot{X}_N(k))^T$ отсчетов сигналов на выходах ПК (до фильтра сжатия) в текущий k -й момент времени и оценку $\hat{\Phi} = \frac{1}{B} \sum_{i=k-B+1}^k \mathbf{x}_k \mathbf{x}_k^+$ выборочной ковариационной матрицы процессов на выходах ПК по предыдущим отсчетам (в форме верхней треугольной матрицы);

выходные сигналы НА включают адаптированные отсчеты сигналов суммарного $\dot{Y}_{\Sigma k}$ и разностного $\dot{Y}_{\Delta k}$ каналов, из которых известным способом формируются сигналы $\dot{Y}_{\Sigma}^{сж} = H \otimes \dot{Y}_{\Sigma}$, $\dot{Y}_{\Delta}^{сж} = H \otimes \dot{Y}_{\Delta}$ каналов на выходе фильтра сжатия, где H - импульсная характеристика согласованного фильтра, \otimes - операция свертки, решается задача обнаружения и вычисляются оценки угловых координат полезного сигнала.

Структура предлагаемой НС приведена на рис.1. Нейроны сети имеют с комплексные входные данные, смещения и функции активации. НС включает входной слой из $N(N+3)/2$ нейронов, как минимум два скрытых слоя из $L_1, L_2 \geq N$ нейронов со смещением и нелинейной функцией активации и выходной слой из двух нейронов с линейной функцией активации.

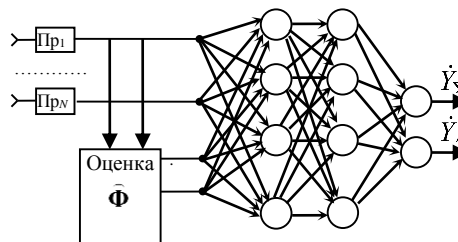


Рис. 1

Для обучения НС предлагается алгоритм обратного распространения ошибок с учителем. Эпоха обучения соответствует одному из угловых положений источника полезного сигнала в пределах линейного участка ПХ. Для каждой эпохи разыгрываются угловые положения и мощности источников помех, воспроизводятся значения \mathbf{x}_k , $\hat{\Phi}$ и рассчитываются эталонные сигналы $\dot{Y}_{\Sigma}^{эт}$, $\dot{Y}_{\Delta}^{эт}$ на выходах каналов при синфазном диаграммообразовании и отсутствии помех. В качестве ошибки настройки НС принимают величину $E = \gamma |\dot{Y}_{\Delta}^{эт} - \dot{Y}_{\Delta}^{вых}|^2 + |\dot{Y}_{\Sigma}^{эт} - \dot{Y}_{\Sigma}^{вых}|^2$, где коэффициент γ определяется средним отношением модулей ДН суммарного и разностного каналов в пределах линейного участка ПХ.

Таким образом, предложены вариант построения и постановка задачи исследования НА функционирования радиолокационного моноимпульсного пеленгатора с ПКП.

Список использованных источников:

[1] Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решётки. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.

2] Козлов С. В., Карпухин В. И., Сергеев В. И. Синтез вариантов структуры радиолокационных измерителей угловых координат с адаптивной пространственной компенсацией помех // Антенны. 2010. № 6. С. 71–76.

ПРЕДУСИЛИТЕЛЬ НА СОВРЕМЕННОЙ ВАКУУМНОЙ ТРУБКЕ

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

Коршуков Е.А.

Федосеев Д.С.

В 2014 году компания KORG представила новую вакуумную трубку — Nutube 6P1 которая имеет преимущества обычных вакуумных трубок, но с новым дизайном и улучшенными показателями времени жизни, потребления энергии и размера. Именно из-за этих качеств в своё время вакуумные трубки были заменены твердотельными компонентами.

Согласно технической спецификации Nutube 6P1 обладает критически низкими напряжениями накаливания и током нити накала. Обычно используемые значения для напряжения накаливания и тока нити накала 0,7 В и 17 мА. В результате Nutube имеет потери всего 0,0119 Вт на накаливания. В сравнении со старыми трубками накаливания, имевшими 6,3 В и 0,3 А для накаливания. В результате терявшими 1,89 Вт. Что в 158,8 раз больше нежели у Nutube. Так же заявлена длительность жизни не менее 30000 часов, крутизна 40 мА/В, сопротивление анода 300 кОм.

Усиление напряжения Nutube между 3.7 и 6.4, но обычно используется значение 5. Это значение позволяет использовать Nutube как первый каскад усилителя, как заявляется в некоторых статьях компании KORG.

Для большего усиления необходимо задействовать больше усилительных каскадов. Первым каскадом будет полевой транзистор (JFET), что поднимет уровень входного сопротивления. Во втором каскаде непосредственно использован будет Nutube 6P1, что даст 14 дБ усиления. Следующий каскад повторитель напряжения, потому как выходное сопротивление триода довольно велико. Для этого используем высококачественный ОУ, у него высокое входное напряжение и почти отсутствуют гармонических помехи и шумы. После этого снова каскад с триодом и каскад с повторителем напряжения, что привнесёт 14 дБ. Итого система даёт усиление в 28 дБ и в качестве высококачественного ОУ используем TL072 с коэффициентом нелинейных искажений 0.003%.

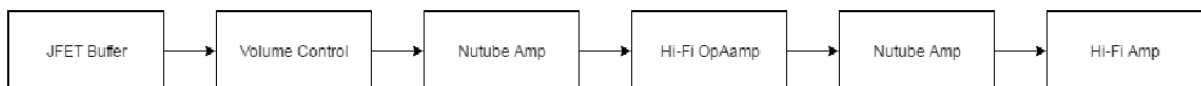


Рис. 1 – Блок-схема двухэтапного предусилителя на Nutube

Уровень усиления может создать искажения выходного сигнала, при слишком высоком уровне входного сигнала. Преимущество вакуумного усилителя это «ламповый звук» и мягкое ограничение уровня сигнала.

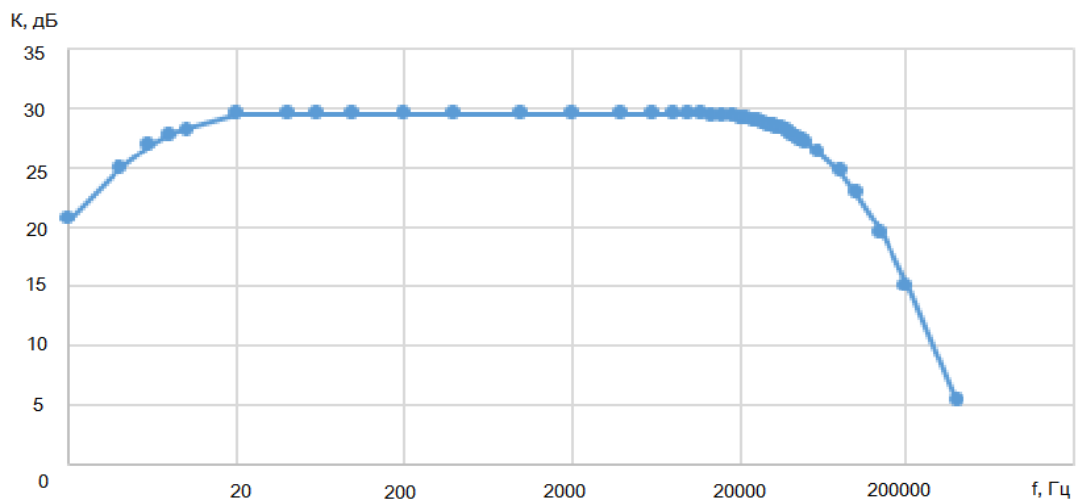


Рис. 2 – Амплитудно-частотная характеристика предусилителя

Таким образом в работе рассмотрена возможность использования вакуумных трубок в современных предусилительных устройствах.

Список использованных источников:

9. S. Popovs, "Modern Vacuum Tube Amplifier", Helsinki Metropolia University of Applied Sciences, 5 May 2017.

ИССЛЕДОВАНИЕ ОБРАБОТКИ ВИБРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ НА ОСНОВЕ МОДИФИКАЦИЙ ВЕЙВЛЕТ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

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

Лабазанов Р.М.

Цурко А.В. – ассистент кафедры ИРТ

В работе рассматриваются основные преимущества, которые можно получить при использовании модификаций вейвлет преобразования. Среди существующего перечня модификаций для рассмотрения были выбраны: пакетное вейвлет преобразование (ПВП), а также вейвлет преобразования второго поколения (ВПВП).

ПВП, как и классическое вейвлет преобразование является время-масштабной функцией, которую можно записать в следующем виде:

$$W_{i,k}^n(t) = 2^{i/2}W(2^i t - k), \quad i, k \in Z, \quad (1)$$

где i и k – целые числа, являющиеся индексами операции масштабирования и преобразования.

ПВП производит разбиение сигнала на аппроксимацию и детализацию. В первом разрешении ($i = 1$), сигнал разбивается на два пакета: А и Д, где пакет А представляет собой низкочастотные компоненты сигнала, а пакет Д – высокочастотные. Во втором разрешении ($i = 2$) операция повторяется над пакетами, полученными при первом разрешении. Т.е. в результате получаются пакеты АА, АД, ДА, ДД. Даная операция продолжается при последующих разрешениях, что в свою очередь даёт удвоение количества пакетов на каждом этапе и в тоже время уменьшение точек данных в каждом пакете вдвое.

Дерево разложения ПВП приведено на рисунке 1:

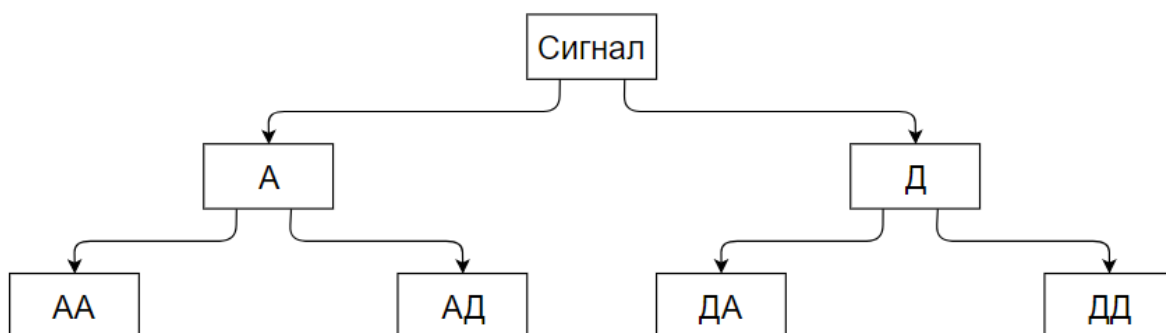


Рисунок 1 – Дерево разложения ПВП

ПВП имеет одинаковую частотную полосу на каждом уровне, в отличие от дискретного вейвлет преобразования.

Результатом использования данной модификации является формирование постоянного числа классификационных (информативных) признаков, что значительно упрощает процесс анализа данных, полученных в результате преобразования над виброакустическими сигналами.

Существенным недостатком вейвлет преобразования первого поколения является необходимость выбора материнского вейвлета вручную. Решение этой проблемы нашлось при использовании второго поколения данного вида преобразования. Данный вопрос будет рассматриваться в дальнейшем при проведении работы.

Список использованных источников:

10. Theodoros Loutas, Vassilis Kostopoulos "Utilising the Wavelet transform in Condition-Based Maintenance^ A Review with Application", University of Patras, Rio, Greece, 273-284.
11. Stéphane. Mallat "A Wavelet Tour of Signal Processing", 3rd Edition, 21-28.

ПРИЕМНЫЙ ТРАКТ РАДИОЧАСТОТНОЙ МЕТКИ УВЧ ДИАПАЗОНА

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

Лагодин А.А.

Кирильчук В.Б. – к.т.н., доцент

Виртуальная информация достаточно легко может использоваться и быть доступной людям или механизмам. Серьезной проблемой является преобразование информации из одной формы в другую, из физической в виртуальную. Типичный способ решения этой проблемы предполагает применение ручного труда – человек должен наблюдать и записывать информацию. Такой способ преобразования информации не только неэффективен, но и приводит к ошибкам, неточностям. Известные современные способы, использующие сложные интеллектуальные устройства и обладающие "зрением и чувствами", также позволяют и наблюдать, и записывать, то есть преобразовывать информацию из одной формы в другую. Однако для сбора больших объемов информации такие решения сложны и дороги или требуют выполнения определенных условий и ограничений.

Одним из потенциально возможных решений проблемы преобразования информации является использование технологии радиочастотной идентификации (RFID, в англоязычной литературе используется аббревиатура RFID – Radio Frequency IDentification). При этом информация в физической форме получается за счет бесконтактного считывания данных, которые записаны, в транспондерах или метках, прикрепленных к живым или неживым объектам. Одна из разновидностей систем RFID – пассивные системы - обеспечивает функционирование меток без встроенных источников питания. Потенциально пассивные системы RFID способны иметь чрезвычайно низкую стоимость и тем самым частично обеспечить решение проблемы автоматического снятия физически встроенной информации.

RFID-метки повсюду. Поскольку они легко привязываются практически к чему-угодно, не имеют потребности в энергии они используются во всех сферах жизни, в том числе: управление товарами и отслеживание, наблюдение за людьми и животными, бесконтактные платежи, туристические документы, штрих-коды и метки безопасности, управление данными о здравоохранении и т.д.

В данной работе мы рассматриваем приемный тракт радиочастотной метки УВЧ диапазона, который состоит из 4 основных блоков (рисунок 1): антенна, система согласования, аналоговая секция, цифровая секция. Принцип работы метки заключается в следующем: считыватель генерирует и распространяет электромагнитные волны в окружающее пространство. В тот момент, когда RFID-метка попала в зону электромагнитных волн считывающего устройства, происходит считывание информации и передачи ее на программное обеспечение, т. е. на компьютер для последующей обработки данных.

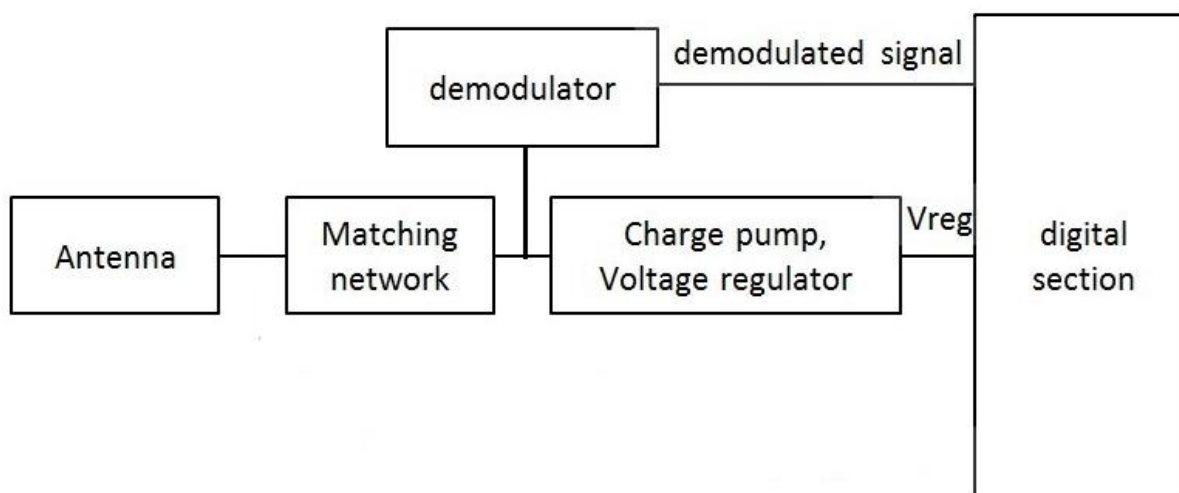


Рис. 1 – Блок-диаграмма приемного тракта пассивной RFID-метки УВЧ диапазона

Если рассматривать данную систему более детально, то аналоговая часть данной метки состоит из следующих компонентов: демодулятор, стабилизатор напряжения, выпрямитель, устройство сброса напря-

жения, генератор тактовой частоты. Что касается цифровой части, то в нее входят: декодеры, FSM метки, энергонезависимая память.

Энергонезависимая память (рисунок 2) включает в себя: резервную память (пароли доступа и уничтожения), EPC память (EPC, PC, CRC), TID память (идентификационный номер метки) и память пользователя.

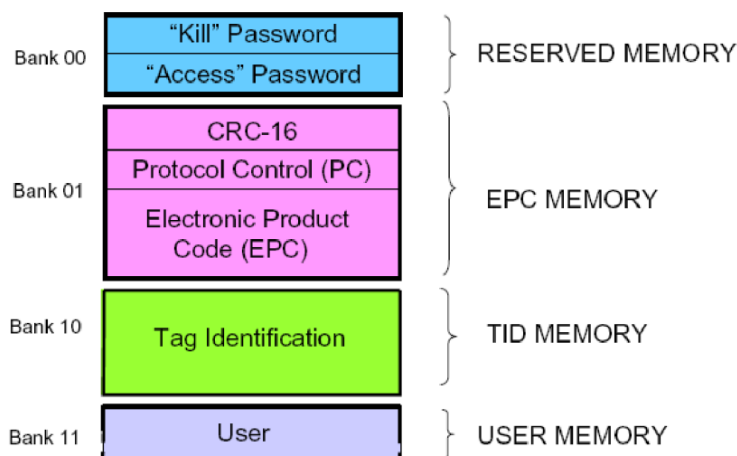


Рис. 2 – Блоки памяти пассивной метки

Таким образом, в данном реферате были рассмотрены основные плюсы пассивной метки, структурная схема, а также устройство и принцип работы. В настоящее время существуют все предпосылки для развития технологии радиочастотной идентификации в странах СНГ. Анализируя опыт европейских стран, можно предположить, что, если дальнейшее развитие RFID в странах СНГ пойдет в этом же русле, в ближайшие 5 лет можно будет ожидать существенное расширение областей применения технологии и рост ее потребления.

Список использованных источников:

1. RFID Tag Design and Range Improvement, Rijwal Chiramal Ramakrishnan, Ottawa, Canada, 2012
2. Системы RFID низкой стоимости, Т.Шарфельд, Москва, 2006
3. Design and prototyping of robust architectures for UHF RFID Tags, Omar Abdelmalek, Paris 2012

РАДИОСИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ДЛЯ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ

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

Лебедь Ю.А.

Забеньков И. И. – д-р техн. наук, проф.

В настоящее время существует множество стандартов беспроводной связи, каждый из которых имеет свои преимущества, недостатки и специфические особенности.

Рассматриваемая система использует модуляцию LoRa. Она основывается на технологии расширения спектра, которая позволяет увеличить дальность связи почти в 10 раз по сравнению с обычными системами прямой радиосвязи при тех же характеристиках передатчиков. Это достигается применением широкополосной модуляции с расширением спектра, при которой данные кодируются широкополосными импульсами с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) с частотой, увеличивающейся или уменьшающейся на некотором временном интервале. У этого подхода два основных преимущества: значительное повышение чувствительности приемника за счет расширения спектра и низкая критичность к расстройке по частоте между приемником и передатчиком [1].

Соотношение между скоростью передачи данных R_b и чиповой скоростью R_c для модуляции LoRa задается следующей формулой:

$$R_c = 2^{SF} R_b,$$

где SF – это коэффициент расширения спектра. Собственные преимущества метода модуляции LoRa вместе с упреждающей коррекцией ошибок и расширением спектра позволяют значительно повысить отношение сигнал-шум [2]. Отношение сигнал/шум для различных схем модуляции отображено в таблице 1.

Таблица 1 - Отношение сигнал/шум для различных схем модуляции

Модуляция	Отношение сигнал-шум
LoRa SF12	-20 дБ
LoRa SF10	-15 дБ
GMSK	9 дБ

Приёмопередатчик LoRa использует два типа формата пакетов: явный и неявный. Явный формат представляет собой информацию о длине полезных данных в байтах, кодовой скорости прямого исправления ошибок, наличия избыточного кодирования полезных данных. Заголовок передается с максимальным кодом коррекции ошибок (4/8).

На рисунке 1 изображена структура пакета LoRa.

Преамбула	Заголовок	CRC	Полезные данные	CRC полезных данных
	(Только в явном режиме)			

Рис. 1 – Структура пакета LoRa

Преамбула используется для синхронизации приёмника с входящим потоком данных. в узкополосном режиме длительность пакета LoRa может оказаться значительной. Во избежание проблем, связанных с дрейфом кварцевого генератора опорной частоты из-за колебаний температуры или перемещения устройства, используется бит оптимизации для низких скоростей передачи данных.

Представленную радиосистему можно использовать в системах управления освещением, автоматизированных парковок, пожарной и охранной сигнализации, метеодатчиков а также во многих других системах.

Список использованных источников:

12. LoRa-модем SX1272/3/6/7/8: руководство проектировщика [Электронный ресурс]. – Режим доступа : www.icquest.ru/.

13. Верхулевский К. Однокристалльные ISM-трансиверы Semtech: уверенная связь в сложных условиях. // Компоненты и технологии. – 2013. – №6. – с. 110-116.

ВОЕННЫЕ СРЕДСТВА СВЯЗИ И РАДИОЧАСТОТНАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ

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

Левицкий Ю.Ю

Горбачев К.Л – к.т.н., доцент

В работе рассматриваются основные факторы, влияющие на качество и безопасность радиосвязи. Рассматриваются подходы и решения для реализации наиболее эффективных средств связи с точки зрения габаритов, потребления, технических характеристик и безопасности.

Разработка военных средств коммуникации, в частности радиостанций, по-прежнему направлена на расширение рабочей полосы частот, уменьшение веса, габаритов и потребления. Тем не менее, ключевой компонент, который также должен усовершенствоваться для повышения эффективности работы радиостанции – это безопасность радиосвязи. Обеспечение защиты и безопасности радиосвязи, является основным требованием любых спецслужб, вплоть до того что в архитектурах многих радиостанций, используется несколько процессоров для обеспечения разделения между безопасной и незащищенной обработкой сигналов.

Усовершенствование средств связи для вооруженных сил, в частности радиостанций, по-прежнему направлено на расширение рабочей полосы частот, уменьшения размера, веса и потребления. Однако ключевой компонент, который также должен быть рассмотрен, чтобы максимизировать операционную эффективность - это безопасность связи. Безопасная связь является основой любой военной отрасли, также во многих радиостанциях в архитектуре может доминировать решение безопасности, не смотря на то что для обеспечения разделения между безопасной и незащищенной обработкой требуется несколько процессоров. Для достижения наиболее эффективных результатов, необходимо совмещать как высокотехнологичные средства обеспечения безопасности, так и современные технологические решения по части приемопередатчика.

Традиционно, военные радиостанции обычно состоят из четырех или пяти ключевых блоков обработки. Каскад радиочастоты используется для предварительной обработки принятого сигнала с антенны, обеспечения соответствующей фильтрации, усиления и преобразования частоты. Этап оцифровки преобразует высокочастотные данные в цифровой вид. В рамках цифровой обработки ряд специализированных этапов используется для выполнения модуляции и демодуляции до того, как стадия криптографии обеспечит безопасность принятых и переданных данных. Последним этапом обработки является пользовательский интерфейс, который может включать голосовые кодеки или обработку видео. В некоторых случаях используются до пяти этапов цифровой обработки, как показано на рисунке 1.

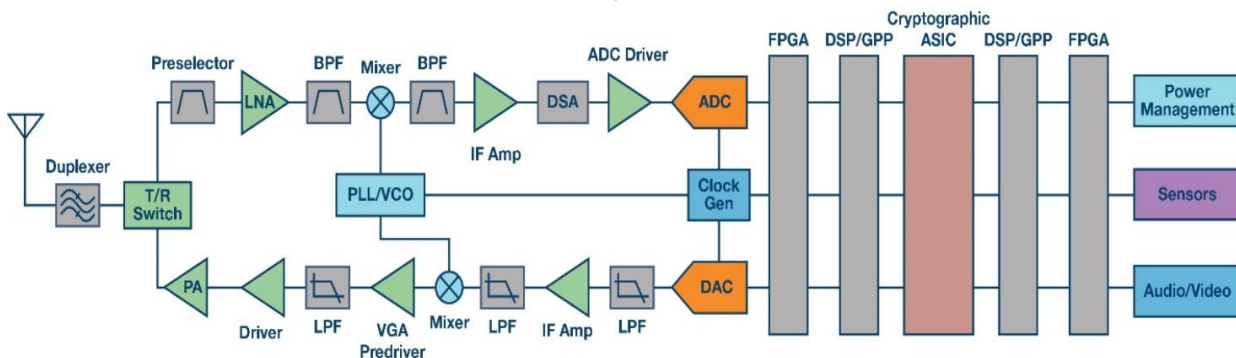


Рисунок 1 – Структурная схема современной радиостанции

Несмотря на превосходное функционирование, количество этапов обработки может сделать радиостанции громоздкими. В последние годы основное внимание уделялось сокращению дискретных компонентов на этапах приема и передачи данных путем их интеграции в микросхемы, а также увеличению функциональности цифровых блоков с учетом преимуществ обработки ПЛИС. Обработка на основе FPGA была ключевым фактором в течение последних двух десятилетий для программируемых радиостанций, особенно с учетом выделенных процессорных блоков в FPGA-матрице. FPGA предоставили конфигурируемые, обновляемые и более модульные архитектуры. Однако, учитывая требования безопасности, все еще существуют ограничения для данной архитектуры. Например, наличие криптографического процессора, ограничивает любое возможное сокращение габаритов, и потребления.

В последние годы произошла революция в новых технологиях интеграции микросхем для оцифровки и компонентов, реализующих функцию приемопередатчика. Новые технологии в области приемопередатчиков прямого преобразования, обеспечили возможность интеграции МШУ, модуляторов I / Q и демодуляторов, ФАПЧ, АЦП и ЦАП. Использование прямого преобразования было реализовано с помощью встроенной калибровки и алгоритма квадратурной коррекции ошибок (QEC), который преодолел ограничения использования этой архитектуры вместо супергетеродинного решения. В качестве альтернативы, новые высокоскоростные преобразователи теперь могут напрямую обрабатывать или генерировать сигналы в приемопередатчике на частотах от 6 ГГц и выше.

Не смотря на то что FPGA обеспечивают дальнейшую оптимизацию для программируемых радиостанций, необходим новый подход для использования криптографического процессора и поддержки инфраструктуры безопасности. Криптографические подходы на основе программного обеспечения предлагают решение проблемы интеграции. С помощью этого метода криптография может быть совмещена с обработкой модуляции и демодуляции и потенциальными функциями пользователя, такими как обработка голоса или изображений.

Путем перенастройки или обновления FPGA, могут быть применены различные уровни безопасности, что уменьшает необходимость в аппаратных изменениях. Легко поддерживаются обновления для исправления ошибок и добавление функций.

Используя вышеописанные варианты, возможно высоко интегрированное решение. Например, тот, который обеспечивает значительные преимущества для приложений с малой потребляемой мощностью и размерами. Структурная схема изображена на рисунке 2.

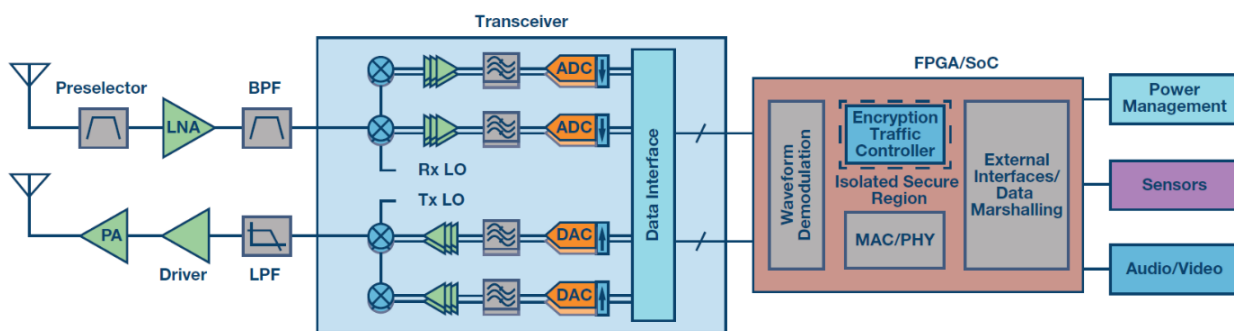


Рисунок 1 –Оптимальная структура радиостанции

Блок приемопередатчика, такой как AD9371, обеспечивает почти полный функционал радиочастотной части, за исключением усилителя с низким уровнем шума (LNA) и усилителя мощности передатчика (HPA). Полоса пропускания до 100 МГц может обрабатываться и передаваться в устройства обработки сигналов. Для этого Xilinx Zynq-7000 можно комбинировать с технологией Sypher™, для криптографической обработки на основе программного обеспечения.

Такое решение уменьшает количество активных элементов с потенциально двух или трех десятков, до менее чем полудюжины. Это уменьшает размер и потребление, а также уменьшает сложность соединения между устройствами, что часто является проблемой для отладки.

Благодаря новым техническим решениям, радиостанции достигают беспрецедентных уровней интеграции, причем обработка радиосигналов и их оцифровки сводится к одной или нескольким устройствам. Элементы цифровой обработки сигналов также достигают аналогичных уровней интеграции с возможностью реализации необходимой безопасности с помощью программного обеспечения. Это приводит к масштабируемому подходу с компромиссами в реализации уровней защиты данных и желаемой производительности, применимых к широкому спектру устройств.

Список использованных источников:

14. Duncan Bosworth, Analog Devices Inc., Norwood, Mass. Military Communications and RF Security, August 15, 2017

15. Duncan Bosworth, Analog Devices Inc, Multiband military communications challenges overcome by software-defined radio, October 3, 2014

ОЦЕНКА ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ПОДШИПНИКОВ КАЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ СВЁРТОЧНОЙ СЕТИ МАЛЛАТА

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

Лощинин И. В.

Воробьёв В. И. – с.н.с. НИЛ 5.3 НИЧ БГУИР к.т.н.

В работе рассматривается метод оценки состояния подшипников качения при помощи рассеивающих свёрточных нейронных сетей Маллата. Рассеивающие сети представлены в качестве метода выделения информативных признаков для диагностики механизмов. Рассматриваются алгоритмы классификации дефектов изделий машиностроения.

Подшипники качения используются в широком диапазоне вращающихся механизмов: от небольших ручных устройств до тяжелых промышленных систем, и чаще всего выходят из строя в машинах. Мониторинг состояния подшипников качения с использованием анализа виброакустических сигналов чаще всего используется для обнаружения неисправностей, оценки состояния оборудования. Оценка состояния, в свою очередь, позволяет своевременно проводить обслуживание и замену оборудования.

Методику проведения вибрационной диагностики можно представить как последовательность нескольких этапов: разработка теоритической модели, снятие опытных данных, выделение диагностических признаков, классификация неисправных состояний, прогнозирование развития неисправностей и принятие решений. Выделение диагностических признаков подразумевает преобразование исходных данных в существенную информацию о состоянии системы. В свою очередь, классификация заключается в автоматическом определении текущего состояния методами машинного обучения.

Для анализа сигналов вибрации широко используются различные методы, такие как временные, частотные и частотно-временные. Нестационарность вибрационных сигналов и наличие большого количества различных компонентов и низкое отношение сигнал/шум очень затрудняют обнаружение дефектов подшипников с помощью обычного анализа во временной и частотной области, который предполагает, что анализируемый сигнал является строго периодическим. Для извлечения признаков используются методы машинного обучения и нейронных сетей.

В докладе представлена разработанная процедура диагностики неисправностей подшипников качения через рассеивающиеся свёрточные сети Маллата [1]. Представление сети рассеяния используется для преобразования необработанных виброакустических сигналов в набор функций, которые можно использовать в задаче классификации дефектов. Это представление инвариантно к сдвигам и устойчиво к малым деформациям [2, 3]. Более того, оно не нуждается в каком-либо обучении, поскольку его параметры фиксированы и должны быть определены только некоторые гиперпараметры. Другими эффективными методами выделения диагностических признаков выступают эмпирическая декомпозиция мод, вейвлет-пакетное преобразование [4], искусственная нейронная сеть [5]. Для задачи классификации используется метод машина на опорных векторах [6], который показывает эффективность диагностики неисправностей.

Список использованных источников:

1. J. Bruna and S. Mallat. Invariant scattering convolution networks / J. Bruna and S. Mallat. // IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell. – 2013. - vol. 35, no. 8. – P. 1872–1886.
2. S. Mallat. Group invariant scattering / S. Mallat. // Commun. Pure Appl. Math. – 2012. - vol. 65, no. 10. - P. 1331–1398.
3. J. Andén and S. Mallat. Deep Scattering Spectrum / J. Andén and S. Mallat. // IEEE Trans. Sig. Proc. – 2014. - vol. 62, no. 16. - P. 4114–4128.
4. Y. Lei, Z. He and Y. Zi. Application of an intelligent classification method to mechanical fault diagnosis / Y. Lei, Z. He and Y. Zi. // Expert Systems with Applications 36. – 2009. – P. 9941-9948.
5. B. Samantha and K.R. Al. Balushi. Artificial Neural Networks based fault diagnostics of rolling element bearings using time domain features. / B. Samantha and K.R. Al. Balushi. // Mechanical Systems and Signal Processing 17. – 2013. – P. 317-328.
6. D.H. Pandya. ANN Based Fault Diagnosis Of Rolling Element Bearing Using Time-Frequency Domain Feature / D.H. Pandya, S.H. Upadhyay. S.P. Harsha // International Journal of Engineering Science and Technology. - 2012. - vol. 4, issue 6. - P. 2878 - 2886.

СИНХРОНИЗАЦИЯ ЧАСТОТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

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

Лукьянчиков Е.А., Пясковский В.Н.

Сидорович Т.И. – преподаватель филиала МРК

Частотный преобразователь – электронное устройство для изменения частоты электрического тока (напряжения).

Частотный асинхронный преобразователь частоты служит для преобразования сетевого трёхфазного или однофазного переменного тока частотой 50 (60) Гц в трёхфазный или однофазный ток, частотой от 1 Гц до 800 Гц.

Нередко на производстве возникает вопрос синхронизации нескольких операций сложного технологического процесса управляемого асинхронными электродвигателями. Например, синхронизация с линией подачи с линией транспортировки готовой продукции. Рассинхронизация в подобном случае способна вызвать либо недостаточную подачу исходных материалов, что негативно скажется на показателях производства.

В данной статье речь пойдет о последовательном соединении преобразователей частоты, управляющих электродвигателями отдельных операций, в единую систему, которая поможет решить ряд задач по оптимизации.

Практически все частотные преобразователи имеют несколько встроенных входов и выходов. Рассмотрим наиболее часто используемые:

Analog Input(AI) – аналоговый вход.

Данный вход служит для приема входного аналогового сигнала стандартного промышленного диапазона 0(4)...20мА или 0...10В (возможна инверсия). Преобразователь частоты при определенных условиях способен изменять собственный режим работы под действием данного управляющего сигнала.

Digital Input (DI) – цифровой вход.

Данный вход в зависимости от модификации способен принимать дискретные (скачкообразные) сигналы различного уровня и частоты. По сути, вход реагирует на резкое изменение амплитуды входного сигнала либо на изменение его частоты. Частотный преобразователь при определенных условиях, также, как и в случае с аналоговым входом, способен изменить собственный режим работы под действием входного дискретного управляющего сигнала.

Analog Output(AO) – аналоговый выход.

Аналоговый выход практически любого преобразователя частоты формирует электрический сигнал стандартного промышленного диапазона 0(4)...20мА или 0...10В (возможна инверсия). Данный электрический сигнал с выхода преобразователя может быть использован как показательная величина режима работы частотного преобразователя.

Digital Output (DO) – цифровой выход.

Дискретный выход современных преобразователей способен формировать резкое изменение амплитуды выходного сигнала при определенных условиях либо изменять частоту выходного сигнала в зависимости от режима работы (состояния устройства). К примеру, скачкообразное изменение величины выходного сигнала может отобразить запуск/останов электродвигателя, или определенная частота выходного дискретного (импульсного) сигнала может обозначить выход электродвигателя на режим минимальных/максимальных оборотов.

Асинхронный последовательный интерфейс RS-485.

Асинхронный последовательный интерфейс RS-485 – это цифровой канал, который по сравнению с предыдущими видами связи позволяет наиболее полно взаимодействовать с преобразователями частоты, в том числе и через персональный компьютер. Интерфейс RS-485 подразумевает передачу цифрового сигнала (команд, информации и так далее) по двухпроводной линии связи. Цифровые команды позволяют полностью управлять преобразователем частоты (чтение/запись параметров, управление в режиме реального времени и так далее).

Единственная сложность управления через данный интерфейс – это протокол (набор цифровых слов с уникальным составом, понятный только приборам конкретного производителя). В отличие от аналоговых и дискретных сигналов преобразователи частоты от разных производителей могут не работать друг с другом по последовательному интерфейсу в виду отличных протоколов связи.

Последовательное соединение преобразователей частоты.

Назначаем «первый» преобразователь частоты (ПЧ) («Ведущий», «MASTER») – преобразователь, работающий на основной операции. Назначаем периферийные преобразователи частоты («Ведомый», «SLAVE») – преобразователи, работающие на второстепенных операциях.

Аналоговый сигнал.

К аналоговому выходу основного ПЧ подключаем аналоговые входы периферийных ПЧ. С помощью меню функций, в зависимости от режимов работы, устанавливаем для каждого ПЧ необходимые параметры аналоговых входов/выходов (выходные для основного и входные для периферийных). Также возможен вариант, когда основной ПЧ сам будет управляться по аналоговому сигналу обратной связи, например, от датчика давления или температуры.

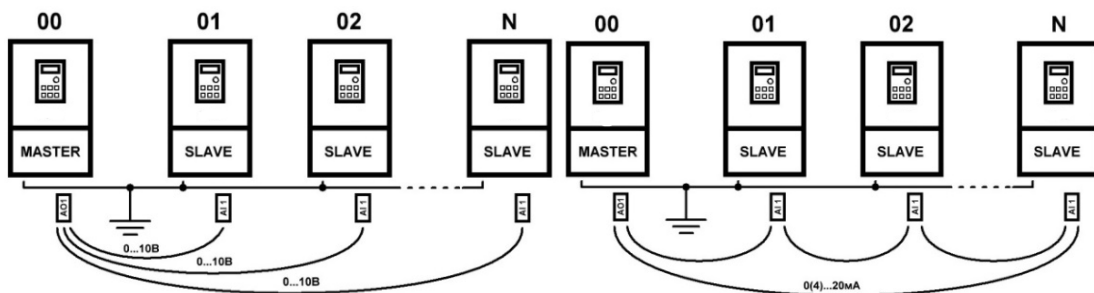


Рисунок 1 – Примеры подключения частотных преобразователей по аналоговым входам/выходам

Дискретный сигнал.

К дискретному выходу основного ПЧ подключаем дискретные входы периферийных ПЧ. С помощью меню функций в зависимости от режимов работы устанавливаем для каждого ПЧ необходимые параметры дискретных входов/выходов (выходные для основного и входные для периферийных). Также возможен вариант, когда основной ПЧ сам будет управляться по дискретному сигналу обратной связи, например, от импульсного датчика оборотов, линейной скорости или концевого выключателя.

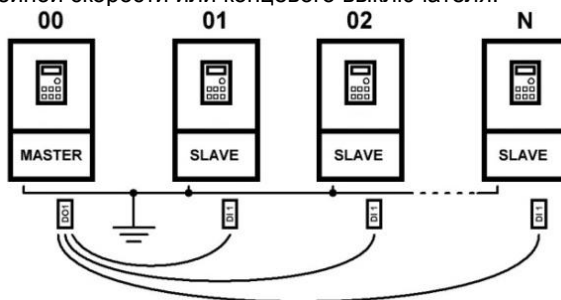


Рисунок 2 – Примеры подключения частотных преобразователей по цифровым входам/выходам

Интерфейс RS-485.

Последовательно, друг за другом, начиная от основного ПЧ, соединяем все устройства «витой парой». В меню настроек для основного ПЧ выбираем статус преобразователя как «MASTER» и скорость передачи данных по интерфейсу. В меню настроек периферийных ПЧ выбираем режим работы через интерфейс, устанавливаем одинаковую для всех скорость передачи данных, каждому раздаем уникальный сетевой номер, устанавливаем поправочные коэффициенты реакции на команды основного ПЧ с учетом требований технологического процесса.

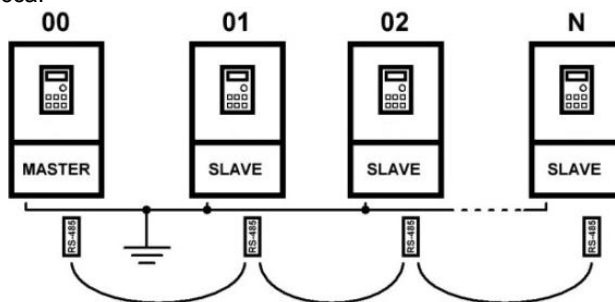


Рисунок 3 – Примеры подключения частотных преобразователей по интерфейсу RS-485

Таким образом, во всех случаях мы получаем систему из нескольких преобразователей, способную гибко подстраиваться (перестраиваться) в зависимости от поставленной задачи, без привлечения более сложных и дорогих систем. Изменяя необходимые параметры (диапазон выходных частот для каждого ПЧ, соотношения величин сигналов и выходных частот, скорости реакции на изменения параметров и так далее), можно подобрать абсолютно любое соотношение производительности на различных операциях в составе сложного технологического процесса.

Список использованных источников:

1. Соколовский Г.Г., **Электроприводы переменного тока с частотным управлением. Математическое описание электропривода с асинхронным двигателем и разомкнутой системой регулирования** / Г.Г. Соколовский – М.: «Академия», 2006.
2. Частотный преобразователь [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://chistotnik.ru/>.
3. Полюс Плюс [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://polusplus.net/items/?ID=122>.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ВЫИГРЫША ПРИ ОБРАБОТКЕ ШПС С РАЗНОЙ БАЗОЙ

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

Матюшков А.Л., Безрученко Д.А.

Научный руководитель к.т.н. Матюшков А.Л.

Для разработки помехозащищенных и скрытных систем тактической радиосвязи необходима оценка энергетического выигрыша при обработке шумоподобных сигналов с различными базами. Энергетический выигрыш, получаемый в результате обработки данного сигнала, позволяет достичь необходимого соотношения сигнал/шум при наименьших энергетических затратах. Для проведения таких исследований можно применить математический пакет прикладных программ MATLAB и среду имитационного моделирования Simulink.

Модель приемного тракта в среде Simulink при воздействии АБГШ представлена на рисунке 1. В качестве входного сигнала рассматривался сигнал с BPSK модуляцией и различными базами от $V=1$ до $V=255$. При оценке энергетического выигрыша использовался критерий соотношения сигнал/шум (E_b/N_0) при вероятности ошибки 10^{-3} . Результаты моделирования представлены на рисунке 2.

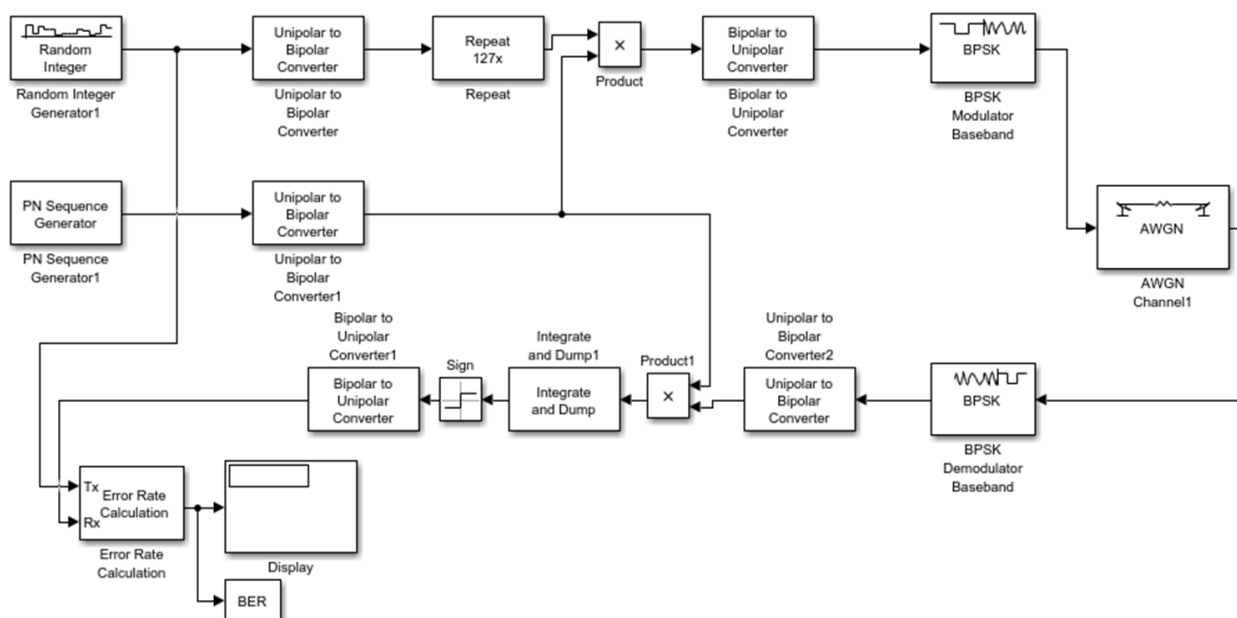


Рис. 1. Модель приемного тракта.

Анализ результатов моделирования представлен на рисунке 2, график (заимствованный из работы [1]) соответствует системе радиосвязи (СРС) с ППРЧ, использующей сигналы с частотной манипуляцией.

Для вероятности ошибки $P_{ош} = 10^{-3}$ в указанной СРС с ППРЧ отношение $E_b/N_0 = 13,25$ dB. Применение фазоманипулированных сигналов с базой $V = 1$ дает выигрыш по сравнению с СРС с ППРЧ в 6,4 dB. Использование ШПС с базами $V=63, 127, 255$ позволяет уменьшить отношение E_b/N_0 на 3,4 dB, 13,7 dB, 25,7 dB по отношению к сигналам BPSK без расширения спектра соответственно.

Наилучшие результаты отношения сигнал/шум (E_b/N_0) при обработке достигаются использованием системы связи с ШПС и с базой сигнала равной 255. В этом случае выигрыш отношения E_b/N_0 по сравнению с СРС с ППРЧ достигает 32,1 dB.

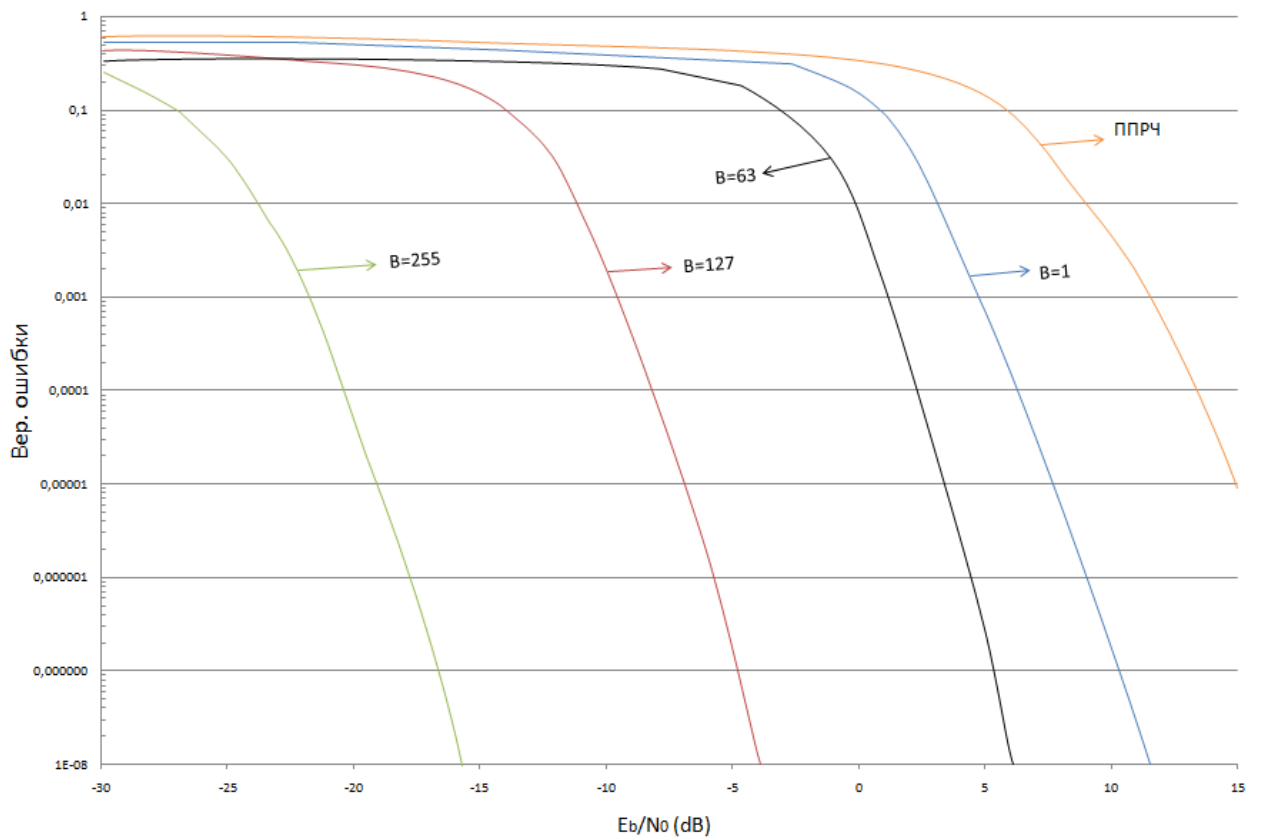


Рис.2. Характеристика энергетического выигрыша системы связи с шумоподобными сигналами.

Список использованных источников:

1. В.И. Борисов, В.М. Зинчук, А.Е. Лимарев. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. / под ред. В.И. Борисова. Изд. 2-е перераб. и доп. – М.: РадиоСофт, 2008. – 512с.
2. Варакин, Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с., ил.

РАЗРАБОТКА СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ ПРИЕМНИКА С ШПС

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

Матюшков А.Л., Безрученко Д.А.

Научный руководитель к.т.н. Матюшков А.Л.

В настоящее время для надежной и защищенной радиосвязи широко используются средства связи с расширением спектра методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ), однако данный метод обладает некоторыми недостатками. При ведении радиотехнической разведки на экране спектроанализатора сигнал с ППРЧ хорошо заметен по многочисленным мерцающим «всплескам» амплитуды. Параметры ППРЧ (несущие частоты, полоса, скорость и шаг перестройки, кодовые последовательности, характер сигналов синхронизации, используемая модуляция и т.д.) могут быть оперативно зафиксированы и занесены в базу данных. После чего возможно опознавание типов радиосигналов, их принадлежности по сетям/абонентам. Если в процессе работы будет обнаружена программа перестройки несущих частот, то это значительно увеличит эффективность применения средств радиоэлектронного подавления.

Ввиду уязвимостей и эффективной радиоэлектронной борьбы со средствами радиосвязи с ППРЧ необходима модернизация существующих и разработка новых тактических радиостанций для надежной, помехозащищенной и энергетически скрытной радиосвязи. Наиболее перспективным направлением является использование шумоподобных сигналов с расширением спектра методом модуляции несущей псевдослучайной последовательностью.

На рисунке 1 наглядно показано расширение спектра сигнала, происходящее благодаря использованию шумоподобных сигналов с расширением спектра методом модуляции несущей псевдослучайной последовательностью:

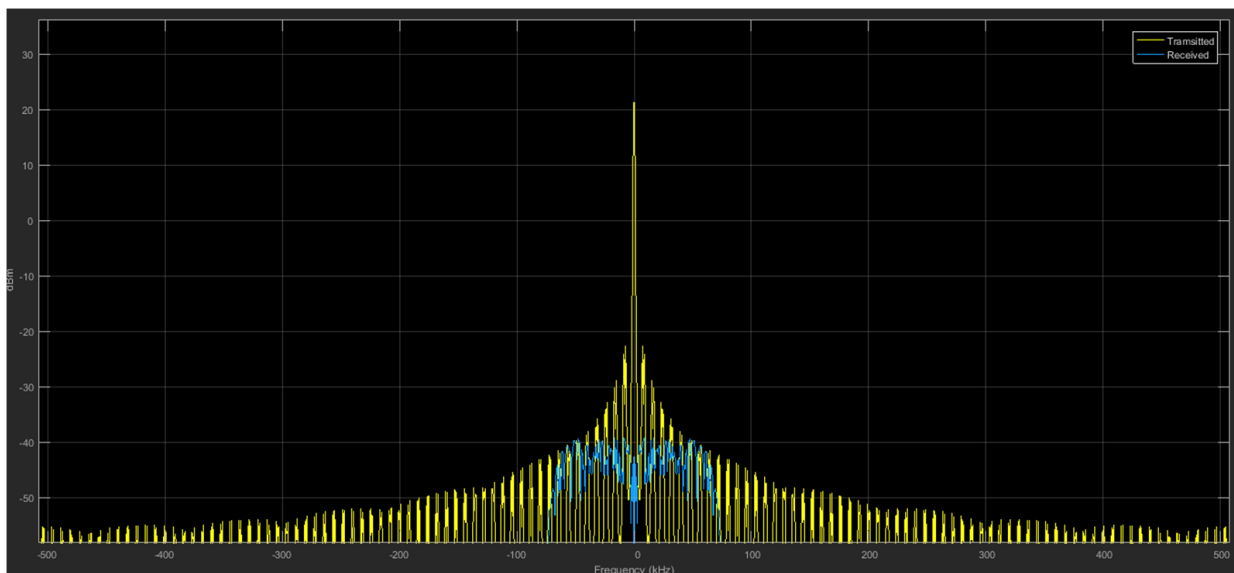


Рис.1. Энергетические спектры сигнала до расширения спектра (желтым цветом) и после расширения (синим цветом)

Самым сложным узлом тактической радиостанции с ШПС является радиоприемный тракт, предлагаемый авторами вариант реализации которого представлен на рисунке 2.

Разработанная структурная схема приемника имеет следующие параметры:

- диапазон рабочих частот составляет 30 – 108 МГц, что соответствует ультракоротковолновому диапазону,

- скорость передачи информации: не менее 20,8 кбит/с,
- ширина полосы сигнала составляет 2,7 МГц по уровню -3dB,
- база шумоподобного сигнала равняется 127,
- чувствительность не менее -102 dBm.

Приведем перечень элементов, входящих в представленную схему: ПФ1, ПФ2 – полосовые фильтры, представленные фильтрами Баттерворта 5-го и 7-го порядков соответственно, служат для выделения полезного сигнала и подавления внеполосных сигналов за пределами полосы частот; МШУ – малошумящий усилитель, предназначенный для усиления принятого сигнала, выполненный на микросхеме HMC8410 (Analog Devices); СМ – смеситель, предназначенный для переноса сигнала на промежуточную частоту 10,7МГц выполненный на микросхеме ADL5801 (Analog Devices); УПЧ – усилитель промежуточной частоты, предназначенный для усиления сигнала и выполненный на микросхеме HMC8410 (Analog Devices); АЦП – аналого-цифровой преобразователь, выполненный на микросхеме AD6640 (Analog Devices); СПП – сигнальный при-

емный процессор, предназначенный для коррекции АЧХ, коррекции ошибок, повышения эффективности декодирования, децимации, фильтрации и выполненный на микросхеме AD6643 (Analog Devices); ОГ - опорный генератор, на микросхеме ECS TCXO-3225; СЧ – синтезатор частот, предназначенный для формирования частоты дискретизации для АЦП, сетки частот для гетеродина смесителя от 19,3 МГц до 97,3 МГц, выполненный на микросхеме IDT5V928 (Integrated Device Technology), ПЦОС – процессор цифровой обработки сигналов, выполненный на микросхеме TS201S (Analog Devices) и осуществляющий цифровую обработку сигналов, выработку сигналов управления, синхронизацию всех узлов схемы.

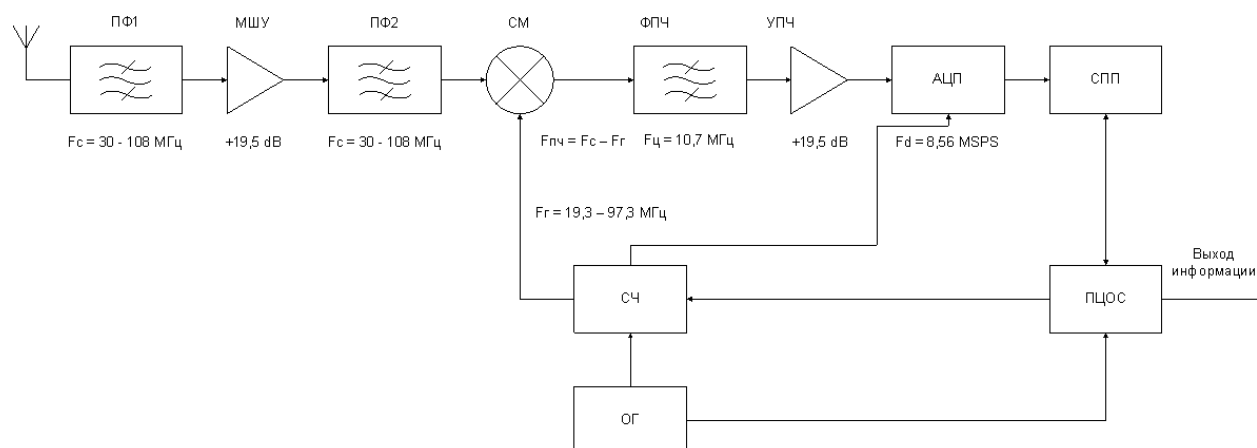


Рис.2. Структурная схема приемника с ШПС сигналами

Реализация в тактических радиостанциях радиоприемного тракта по предлагаемой структурной схеме позволит увеличить помехозащищенность, энергетическую скрытность передаваемой информации, снизить потребление энергии, габаритные размеры и вес.

Список использованных источников:

1. Варакин, Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с., ил.
2. Диксон, Р.К. Широкополосные системы: пер. с англ./Под ред. В.И. Журавлева. – Москва. Связь, 1979.
3. Кестер, У. Проектирование систем цифровой и смешанной обработки сигналов: пер. с англ./Под ред. А.А. Власенко/ У. Кестер. – Москва. Техносфера, 2010.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВОГО БЛОКА ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ РЛС БЛИЖНЕГО РАДИУСА ДЕЙСТВИЯ С НЕПРЕРЫВНЫМ ПИЛООБРАЗНЫМ ЛЧМ ИЗЛУЧЕНИЕМ

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

Мицкевич А. С.

Карпушкин Э. М. – к.т.н., доцент

В работе описан алгоритм работы частотного метода измерения дальности и скорости цели блока цифровой обработки сигналов для РЛС ближнего радиуса действия с непрерывным пилообразным ЛЧМ излучением.

Радиолокационная станция (РЛС, радар) – устройство, предназначенное для измерения координат и геометрических параметров объектов с помощью радиоволн. В большинстве современных конструкций РЛС используются блоки цифровой обработки, и моделирование алгоритмов работы таких блоков является одним из важнейших этапов проектирования РЛС. Для радара ближнего радиуса действия чаще всего используют непрерывное излучение, что позволяет обнаруживать цели на очень малых дальностях, получить хорошую разрешающую способность по дальности и скорости и уменьшить мощность излучаемого сигнала.

Блок цифровой обработки сигнала РЛС с непрерывным излучением, который представляет собой измеритель дальности и скорости цели, проектируется с учётом вида применяемой модуляции. Чаще всего используется ЛЧМ модуляция по пилообразному или треугольному закону.

Общий принцип работы измерителей дальности и скорости, построенных с применением частотного метода, заключается в нахождении частоты биений – разностной частоты между частотой принятого и излученного сигналов в момент времени Δt . Т. к. отражённый сигнал задержан относительно излученного на время Δt , пропорциональное двойному расстоянию до цели, то за время Δt частота излучаемого сигнала изменится на Δf . Частота биений – это результат смещения двух сигналов в смесителе, она соответствует переносу спектра сигнала на промежуточную частоту (операция умножения). Достоинствами частотного метода является возможность использовать маломощный передатчик и способность измерять очень малые дальности. Недостатки: необходимость использовать две антенны, что усложняет конструкцию РЛС и ухудшает чувствительность приёмника вследствие просачивания в приёмный тракт через антенну излучения передатчика, подверженного случайным изменениям.

Частотный метод можно использовать с одним ЛЧМ импульсом треугольной формы. Однако для пилообразного сигнала невозможно извлечь информацию о скорости цели из одного импульса. Это связано с тем, что, двигаясь, цель добавляет к отражённому сигналу сдвиг по частоте f_D (эффект Доплера-Белопольского), и частота биений будет содержать информацию и о дальности (задержка по времени), и о скорости (доплеровский сдвиг) одновременно (рисунок 1).

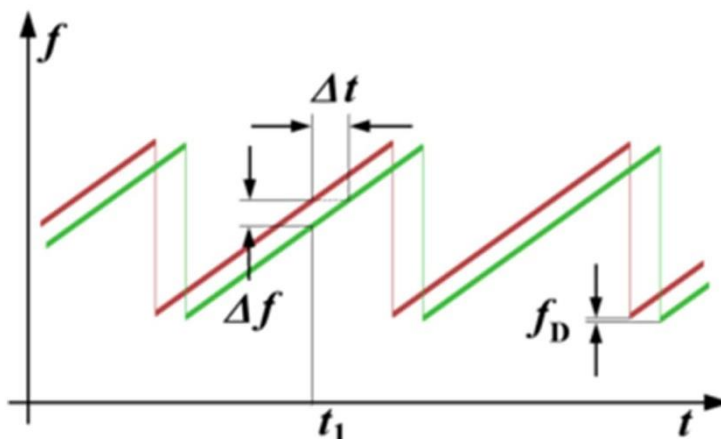


Рисунок 1. Излученный (красный) и принятый (зелёный) пилообразные сигналы.

Но если из-за движения цели задержка по времени отражённого сигнала изменяется достаточно медленно, то вместо частоты отражённого сигнала будет меняться только его фаза. Узнав, как изменяется фаза от импульса к импульсу, можно вычислить частоту доплера, а затем – скорость цели. Поэтому для решения задачи извлечения скорости из частоты биений на практике вместо одного импульса анализируют пачку из N импульсов, к которым применяют двойное преобразование Фурье.

Блок-схема алгоритма извлечения информации о дальности и скорости представлена на рисунке 2. Работает он следующим образом: принятый сигнал дискретизируют в течение времени, достаточного для получения заданного разрешения по дальности. Т.о. создаётся выборка из $M \times N$ отсчётов сигнала во временной

области. Для упрощения преобразований данные представляются в виде матрицы. Её размер $M \times N$, где N – количество отсчётов одного импульса, M – количество импульсов в пачке. В строки матрицы записывают результат применения первого дискретного преобразования Фурье к отсчётам одиночного импульса. Созданная матрица будет содержать информацию о дальности и времени для одной пачки – матрица «Дальность-Время». Для извлечения информации о скорости к каждому столбцу матрицы «Дальность-Время» применяют дискретное преобразование Фурье (второе) и получают матрицу «Скорость-Дальность».

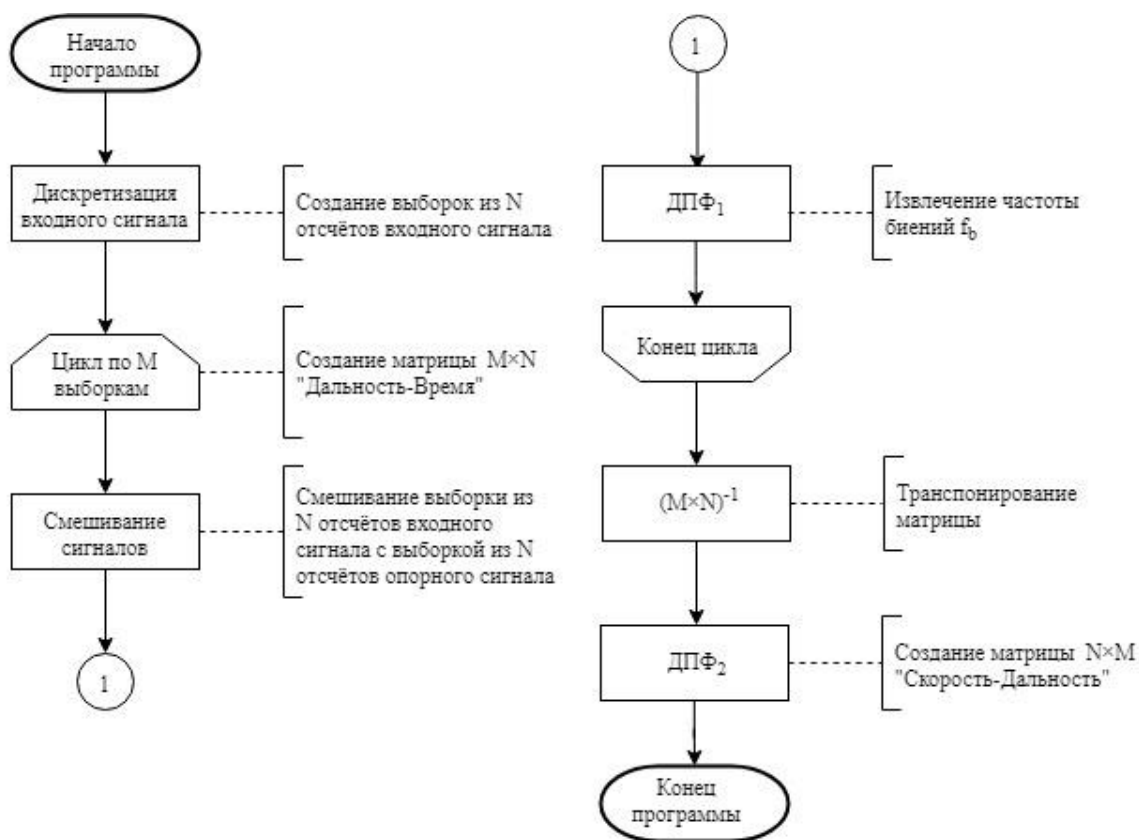


Рисунок 2. Блок-схема алгоритма работы частотного метода измерения дальности и скорости.

Т. о., моделирование цифрового блока измерения дальности и скорости РЛС с непрерывным излучением заключается в последовательном преобразовании сигнала в соответствии с физическими процессами, происходящими в приёмном тракте РЛС, что позволяет упростить конструкцию РЛС за счёт замены некоторых блоков на математические преобразования.

Список использованных источников:

16. WANG Zong-bo, Javier Carretero Moya, Alvaro Blanco del Campo, Javier Gismero Menoyo, GAO Mei-guo, "Range-Doppler image processing in linear FMCW radar and FPGA based real-time implementation", Journal of Communication and Computer, ISSN 1548-7709, USA, Apr. 2009, Volume 6, No.4 (Serial No.53).
17. Gregory L. Charvat, "Small and Short-Range Radar Systems", (2014), International Standard Book Number-13: 978-1-4398-6600-9, p. 69-71.
18. Bassem R. Mahafza, "Radar systems analysis and design using MatLAB", (2003), 3 ed., International Standard Book Number-13: 978-1-4398-8496-6.

ДИНАМИЧЕСКАЯ ИНДИКАЦИЯ ДЛЯ ЭКОНОМИИ ВЫВОДОВ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА

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

Мишук И.А.

Для вывода информации часто используются светодиодные индикаторы. Однако с увеличением количества индикаторов возникают проблемы с большим количеством выводов индикаторов. Это чревато увеличением количества элементов платы контроллера, ее размера и т.д. Все это может сказаться на конечной стоимости устройства.

Для решения этой проблемы используются особенности восприятия человеческого глаза. Глаз обладает инерционностью и если индикаторы будут работать в импульсном режиме, отображая информацию поочередно с достаточно большой скоростью, то человек будет видеть информацию непрерывно. В результате информация передается по одним и тем же проводникам поочередно. Частота обновления выбирается не ниже 50 Гц, однако лучше использовать частоты не кратные 50 Гц для исключения мерцания при искусственном освещении. Частота прерываний считается как «Кол-во разрядов» x «Частота обновления».

Рассмотрим схему включения семисегментных светодиодных индикаторов, приведенную на рисунке 1. Она обеспечивает динамическую индикацию выдаваемой цифровой информации.

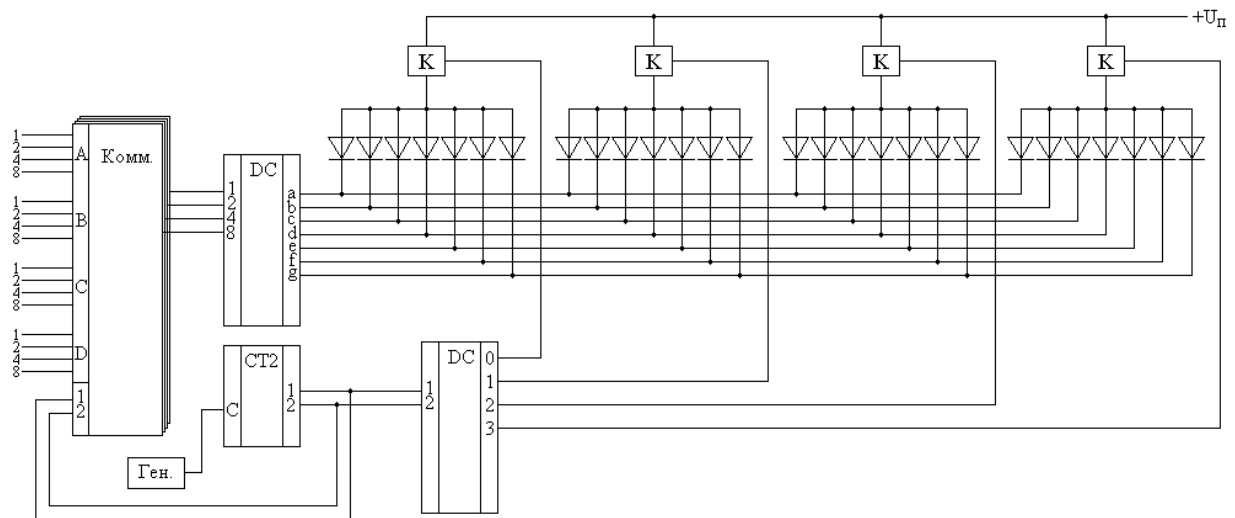


Рисунок 1. Структурная схема динамической индикации

На данной схеме отображаются четыре цифровых разряда. Каждый разряд кратковременно подключается к своему входу коммутатора. Генератор задает частоту обновления информации на индикаторах. Двоичный счетчик последовательно формирует четыре состояния схемы, а дешифратор через ключи обеспечивает поочередную подачу питания на семисегментные индикаторы.

Когда коммутатор подает двоично-десятичный код с входа А на входы семисегментного дешифратора, то этот код отображается на первом индикаторе. Когда коммутатор подает на входы семисегментного дешифратора двоично-десятичный код с входа В, то этот код отображается на втором индикаторе, и так далее, по циклу.

В результате для реализации данной схемы потребовалось 11 проводников (7 информационных выходов и 4 коммутирующих входа). Для статической индикации потребовалось бы $7 \times 4 = 28$ проводников.

Рассчитаем ток, протекающий через каждый сегмент светодиодного индикатора при его свечении. Для этого воспользуемся эквивалентной схемой протекания тока по одному из сегментов индикатора. Данная схема приведена на рисунке 2.

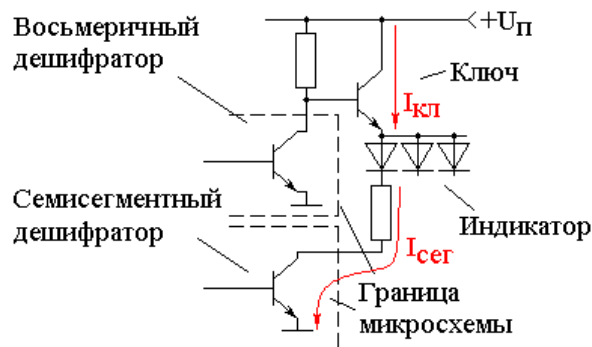


Рисунок 2. Эквивалентная схема протекания тока по одному из сегментов индикатора

Для нормальной работы светодиода требуется ток от 3 до 10 мА. Зададимся минимальным током светодиода 3 мА. При импульсном режиме работы яркость свечения индикатора падает в N раз, где коэффициент N равен скажности импульсов тока, подаваемых на этот индикатор. Для сохранения яркости свечения необходимо увеличить величину импульсного тока, протекающего через сегмент, в N раз. Для восьмиразрядного индикатора коэффициент N равен восьми. Тогда для сохранения той же яркости свечения светодиода в восьмиразрядном индикаторе потребуется импульсный ток:

$$I_{\text{сег дин}} = I_{\text{сег стат}} \times N = 3\text{мА} \times 8 = 24\text{мА}.$$

Такой ток с трудом смогут обеспечить только некоторые серии цифровых микросхем. Для большинства же серий микросхем потребуются усилители, выполненные на транзисторных ключах.

Теперь определим ток, который будет протекать через ключ, коммутирующий питание на отдельные разряды восьмиразрядного блока индикации. Как это видно из схемы, приведенной на рисунке 2, через ключ может протекать ток любого сегмента индикатора. При отображении цифры 8 потребуется зажечь все семь сегментов индикатора, значит импульсный ток, протекающий в этот момент через ключ, можно определить следующим образом:

$$I_{\text{кл}} = I_{\text{сег дин}} \times N_{\text{сег}} = 24\text{мА} \times 7 = 168\text{мА}.$$

Такие большие импульсные токи будут создавать помехи, т.к. любой проводник является антенной. Фронты у коммутирующих импульсов очень короткие, поэтому их гармонические составляющие перекрывают диапазон радиочастот вплоть до ультракоротких волн. Это ограничивает использование динамической индикации в радиоприемных устройствах

Если по каким-либо причинам, например, необходимость применения матричных индикаторов, приходится использовать динамическую индикацию, то нужно принять все меры по подавлению помех.

В качестве мер по подавлению помех от динамической индикации можно назвать экранирование блока, соединительного кабеля и плат. Использование минимальной длины соединительных проводов, применение фильтров по питанию. При экранировании блока, возможно, потребуется экранировать и сами индикаторы. При этом обычно используется металлическая сетка. Эта сетка одновременно может увеличить контрастность отображаемых символов.

В большинстве схемах индикатор питается напрямую от дешифратора, на выходе которых зачастую не больше 20 мА. Из-за этого яркость свечения в таких схемах будет небольшой.

Итак, применение динамической индикации позволяет минимизировать количество соединительных проводов между цифровым устройством и индикатором, но является при этом мощным источником помех, поэтому ее применение в радиоприемных устройствах нежелательно.

Список использованных источников:

19. M.J.Caruso, T.Bratland, C.H.Smith, R.Schneider, "A New Perspective on Magnetic Field Sensing", Sensors Expo Proceedings, October 1998, 195-213.

20. Talat Ozyagcilar. Calibrating an eCompass in the Presence of Hard and Soft Iron Interference. Document Number: AN4246, Freescale Semiconductor, 2011.

21. Abyarjoo F., Barreto A., Cofino J., Ortega F.R. (2015) Implementing a Sensor Fusion Algorithm for 3D Orientation Detection with Inertial/Magnetic Sensors. In: Sobh T., Elleithy K. (eds) Innovations and Advances in Computing, Informatics, Systems Sciences, Networking and Engineering. Lecture Notes in Electrical Engineering, vol 313. Springer, Cham

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОЦЕНОЧНО-КОМПЕНСАЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ ПРИ СЕЛЕКЦИИ ИМИТАЦИОННЫХ ПОМЕХ

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

Нагорный Д.А.

Козлов С.В. – д.т.н., доцент

С использованием компьютерного моделирования выполнено исследование эффективности применения оценочно-компенсационного алгоритма селекции имитационных помех. Алгоритм селекции предусматривает оценку времени прихода и комплексной амплитуды сигнала на выходе согласованного с истинным сигналом фильтра, весовое вычитание копии истинного сигнала из входной реализации, формировании достаточной статистики в виде среднего значения квадрата модуля скомпенсированной реализации и сравнения ее с порогом. Показано, что требуемое отношение сигнал/шум для вероятности селекции имитационных помех 0,8 в диапазоне изменения максимума взаимно-корреляционной функции (ВКФ) истинного и ложного сигнала 0,7...0,99 составляет величину 20...50 дБ.

Для ряда применений средств радиолокации и радионавигации весьма актуальным является обеспечение их высокой помехоустойчивости в отношении имитационных помех (ИП) [1]. При использовании современных средства создания ИП их селекция операторами радиолокационных станций по таким параметрам, как форма сигнала на выходе согласованного фильтра, характеристики флуктуаций и т.д. практически исключается [2]. В [3] получены аналитические соотношения для вероятностей ошибочных решений - принятия истинного сигнала за ложный и ложного за истинный. Полученные соотношения характерны для задачи различения двух сигналов, когда в приемнике имеются копии обоих сигналов, а задача селекции сводится к формированию модульного значения разностного корреляционного интеграла и сравнении его с порогом. Наличие в приемнике достоверной копии ложного сигнала в реальных условиях маловероятно. Поэтому результаты [3] могут рассматриваться как верхние оценки вероятности правильной селекции ИП. В этой связи для оценки помехоустойчивости РЭС, с одной стороны, и требований к средствам создания ИП, с другой стороны, представляется актуальным обоснование и исследование эффективности алгоритма селекции ИП, в полном объеме учитывающем априорную неопределенность о параметрах последних. В наибольшей степени для решения этой задачи применим оценочно-компенсационный подход к функционированию радиотехнических систем в условиях помех [4].

Цель статьи – исследование эффективности метода селекции имитационных помех с использованием оценочно-компенсационного подхода.

Рассматривается задача статистической проверки гипотез: H_1, H_2 - принимаемая реализация $\dot{Y}(t)$ содержит истинный и ложный сигнал, соответственно, причем

$$H_1: \dot{Y}(t) = A_1 e^{j\varphi_1} \dot{S}_1(t - t_1) + \dot{N}(t); \quad H_2: \dot{Y}(t) = A_2 e^{j\varphi_2} \dot{S}_2(t - t_2) + \dot{N}(t), \quad (1), (2)$$

где $\dot{S}_1(t), \dot{S}_2(t)$ - временное представление истинного и ложного сигналов, $\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}_{1(2)}(t)|^2 dt = e_{1(2)} = \tau_{1(2)}$;

$\tau_{1(2)}$ - эффективные длительности истинного и ложного сигналов, численно равные энергиям $e_{1(2)}$ сигналов с единичной амплитудой; $A_{1(2)}, \varphi_{1(2)}, t_{1(2)}$ - амплитуда, начальная фаза и время прихода истинного (ложного) сигнала; $\dot{N}(t)$ - комплексный гауссовый шум с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 в полосе ΔF .

Оценочно-компенсационный алгоритм селекции:

$$H_1: z < z_p; \quad H_2: z \geq z_p \quad (3)$$

где z_p - порог селекции;

$$z = \frac{1}{\tau_1} \int_t^{\hat{t} + \tau_1} |\dot{U}(t)|^2 dt; \quad (4)$$

$$\dot{U}(t) = \dot{Y}(t) - \hat{A} e^{j\hat{\varphi}} \dot{S}_1(t - \hat{t}) / K_{sg}; \quad \hat{t} = \arg \max_t |\dot{Y}_{sf}(t)|; \quad \hat{A} e^{j\hat{\varphi}} = \dot{Y}_{sf}(\hat{t}); \quad \dot{Y}_{sf}(t) = \int_0^t \dot{Y}(\tau) \dot{G}(t - \tau) d\tau \quad (5), (6), (7), (8)$$

- достаточная статистика, скомпенсированная реализация, максимальной правдоподобные оценки времени прихода и комплексной амплитуды сигнала и процесс на выходе согласованного фильтра, соответственно;

$\dot{G}(t) = S_1^*(t_0 - t)$ - импульсная характеристика согласованного фильтра; K_{sg} - коэффициент сжатия сигнала.

Исследование эффективности алгоритма проводилось методом компьютерного моделирования путем прямого воспроизведения (1)-(8). Использовалась математическая модель, воспроизводящая процедуры согласованной фильтрации, поиска максимума модуля отклика сигнала на выходе СФ, аппроксимации отклика, оценивания времени задержки, компенсации, вычисления решающей статистики (3) и сравнения с порогом.

На рис.1 приведены плотности вероятности статистики (4) энергетического обнаружителя при наличии на входе истинного (сплошная кривая) и ложного (пунктирная кривая) сигналов. Истинный сигнал представлял собой ЛЧМ-импульс длительностью 10 мкс при коэффициенте сжатия 100. Отношение сигнал/шум $q_1^2 = 2E_1 / N_0 = 30$ дБ. Ложный сигнал имел ту же амплитуду, что и истинный, но длительность 9 мкс. Маркерами обозначены точки, полученные при имитационном моделировании при достаточном (5000) числе реализаций, кривыми – аппроксимация выборочной плотности вероятности нормальным распределением.

Как следует из рис.1, достаточная статистика нормализуется, причем ее математическое ожидание при наличии истинного сигнала равно 1. Дисперсии распределений одинаковы. При увеличении степени различия истинного и ложного сигналов, оцениваемого величиной максимума их взаимно-корреляционной функции, математическое ожидание статистики z для ложного сигнала смещается вправо.

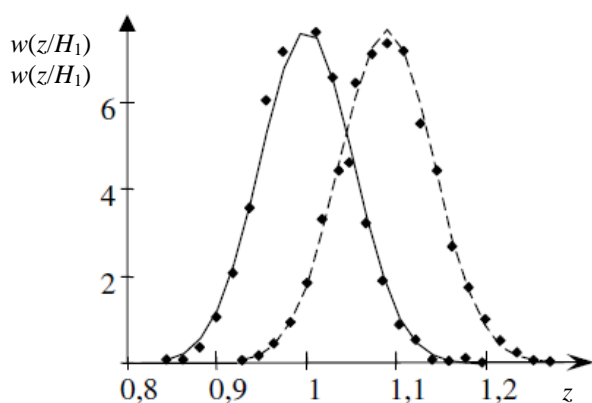


Рисунок 1 – Плотности вероятности статистики z энергетического обнаружителя при наличии истинного (сплошная кривая) и ложного (пунктирная кривая) сигналов

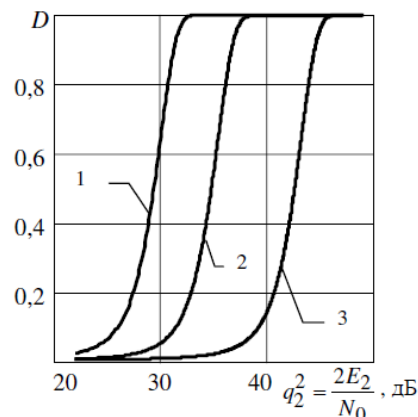


Рисунок 2 – Зависимости вероятности правильной селекции ложного сигнала от отношения сигнал/шум

На рис. 2 приведены зависимости вероятности правильной селекции ложного сигнала от отношения $q_2^2 = 2E_2 / N_0$. Для зависимостей на рис. 2 ложный сигнал формируется путем наделения истинного амплитудной модуляцией гармоническим сигналом с частотой, в 5 раз превышающей девиацию частоты истинного ЛЧМ сигнала, при индексе модуляции 0,5; 0,25 и 0,1 (кривые 1, 2 и 3). При этом значение ВКФ истинного и ложного сигналов в максимуме составляет 0,944; 0,984 и 0,997, соответственно. Отметим, что в этом случае форма ложного сигнала на выходе СФ неотличима от формы истинного в том числе, и при предельном высоком отношении сигнал/шум, так как паразитные компоненты спектра ложного сигнала (кратные частоте модуляции) находятся вне полосы частот согласованного фильтра. Поэтому распознавание имитационных помех операторов в этом случае оказывается невозможным. Требуемое отношение сигнал/шум для вероятности селекции 0,8 составляет 33...44 дБ. Для характерного случая формирования имитационных помех при временном разделении максимум ВКФ составляет 0,707, а требуемое отношение сигнал/шум около 20 дБ.

Таким образом, оценочно-компенсационный алгоритм обеспечивает уверенную селекцию имитационных помех при типовых их отличиях от истинных сигналов в области характерных для практических применений отношений сигнал/шум и может быть использован разработчиками радиотехнических средств, функционирующих в конфликтных условиях.

Список использованных источников:

1. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы. М.: Вузовская книга, 2007. – 356 с.
2. Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / под ред. Перунова Ю.М. М.: Радиотехника, 2008. – 416 с.
3. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / под ред. В.Г. Радзиевского. М.: Радиотехника, 2006. – 424 с.
4. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника, 2014. – 632 с.

ОСОБЕННОСТИ МЕТОДА КОМПЕНСАЦИИ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ КОРПУСА, ПРИ ПОСТРОЕНИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ВИНТОВ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

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

Науен Т. Т.

Гейстер С. Р. – д.т.н., профессор

Радиолокационный сигнал, отраженный от корпуса летательного аппарата (ЛА), обычно существенно больше сигналов, отраженных от его винтов. Для решения задачи построения изображений винтов ЛА необходимо разработать эффективный метод компенсации сигнала, отраженного от корпуса ЛА.

Исследования в работе [1-4] показывают, что спектр сигнала, отраженного от винтов ЛА, расположен симметрично относительно спектра сигнала, отраженного от корпуса (планера) ЛА. Предлагается эффективный метод компенсации, основанный на использовании преобразования Фурье (БПФ), сущность которого заключается в следующем: вычисление БПФ по выборкам сигнала, отраженного от ЛА; выделение спектра сигнала, отраженного от корпуса ЛА; вычисление обратного БПФ от выделенного спектра и получение временной реализации сигнала, отраженного от корпуса; вычитание полученного сигнала, отраженного от корпуса, из принятого сигнала.

Сигнал, полученный после вычитания сигнала корпуса, предназначен для построения изображений винтов ЛА.

Работоспособность приведенного метода компенсации предварительно проверена путем математического моделирования. В результате моделирования сигнал, полученный после компенсации сигнала корпуса, используется для построения радиолокационного изображения (РЛИ) винта по алгоритму обращенного синтеза апертуры антенны. Качество построенного РЛИ существенно улучшается. Результаты моделирования для вертолета Ми-2, который имеет трехлопастный несущий винт, приведены на рис. 1.

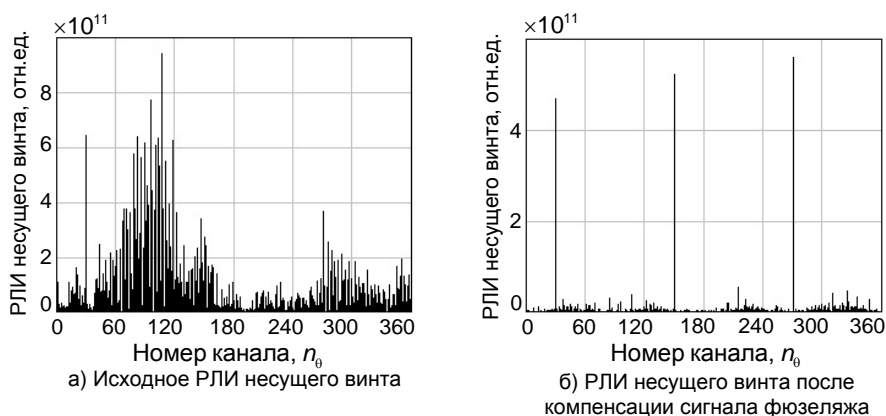


Рис. 1. – Радиолокационное изображение несущего винта

На рис. 1 видно сильное влияние сигнала, отраженного от корпуса ЛА, на каналы построения РЛИ винта: сигналы от лопастей несущего винта замаскированы сигналом корпуса (а). После компенсации сигнала корпуса на полученном РЛИ отчетливо наблюдается трехлопастный винт (б).

Таким образом, разработанный метод позволяет избавиться от сильного влияния сигнала, отраженного от корпуса ЛА, на построение РЛИ его винтов. Это повышает качество распознавания класса ЛА.

Список использованных источников:

1. Слюсарь Н.М. Вторичная модуляция радиолокационных сигналов динамическими объектами // *Н.М. Слюсарь. – Смоленск: ВА ВПВО ВС РФ, 2006. – 173с.*
2. Гейстер С.Р., Курлович В.И., Шаляпин С.В. Экспериментальные исследования спектральных портретов винтовых и турбореактивных самолетов в радиолокаторе обзора с непрерывным зондирующим сигналом // *Научно-технические серии. Радиолокация и радиометрия № 2. Радиолокационное распознавание и методы математического моделирования. Вып. 3. 2000. С. 90–96.*
3. Гейстер А.С. Способ адаптивной когерентной компенсации сигнала отраженного от корпуса автомобиля при обращенном синтезе апертуры антенны // *Доклады БГУИР. 2013г. №4(74). С. 56-60.*
4. Гейстер А.С. Исследование способа адаптивной когерентной компенсации сигнала, отраженного от корпуса автомобиля при построении радиолокационного портрета колеса // *Доклады БГУИР. 2013г. №8(78). С. 71-75.*

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАДИУСА ВИНТА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА В РАДИОЛОКАЦИОННОМ ДАТЧИКЕ МЕТОДОМ ОКОННОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

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

Науен Т. Т.

Гейстер С. Р. – д.т.н., профессор

При построении изображения винта летательного аппарата (ЛА), использующего малые и предельно малые высоты, в радиолокационном датчике (РЛД) с обращенным синтезом апертуры антенны (САА), необходимо определить радиус данного винта. Для этого предлагается использование метода оконного преобразования Фурье.

Воздушный винт ЛА в полете выполняет поступательно-вращательное движение. При этом концевые точки лопастей имеют наибольшую линейную скорость движения относительно центра вращения. Такая скорость рассчитывается по формуле:

$$V_L = 2\pi F_V R_L, \quad (1)$$

где F_V – частота вращения винта; R_L – радиус лопасти.

При облучении воздушного винта радиолокационным сигналом [1], сигнал, отраженный от винта ЛА, является линейно частотно-модулированным. Доплеровский спектр огибающей такого сигнала широкий по сравнению со спектром сигнала корпуса, так как частота доплеровского сдвига зависит от времени и определяется выражением:

$$F_{dop}(t) = 2 \cdot V_r(t) / \lambda, \quad (2)$$

где $V_r(t)$ – радиальная скорость точки, находящейся на поверхности лопасти, относительно РЛД; λ – длина волны зондирующего сигнала РЛД.

Из рис. 1 видим, что отраженный от винта сигнал имеет максимальную доплеровскую частоту при прохождении лопасти через точки 1 и 2 (рис. 1), когда проекция вектора линейной скорости лопасти на линию визирования максимальна. Подставим (1) в (2) получим максимальную доплеровскую частоту лопастей винта

$$F_{dop_max} = 2V_L / \lambda = 2(2\pi F_V R_L) / \lambda = 4\pi F_V R_L / \lambda. \quad (3)$$

Отсюда можно определить эффективный радиус воздушного винта ЛА по формуле:

$$R_L = \lambda F_{dop_max} / (4\pi F_V). \quad (4)$$

Для определения максимальной доплеровской частоты и частоты вращения воздушного винта предлагается использовать оконное преобразование Фурье, для которого выполняется следующие действия для отраженного от ЛА сигнала:

- выделение спектра сигнала, отраженного от ЛА, из принятого сигнала;
- вычисление обратного быстрого преобразования Фурье (БПФ) от полученного спектра;
- компенсация доплеровского сдвига поступательного движения корпуса ЛА;
- вычисление оконного преобразования Фурье STFT (short-time Fourier transform) [2] для сигнала, полученного на предыдущем этапе;
- определение максимальной доплеровской частоты и частоты вращения винта по спектрограмме.

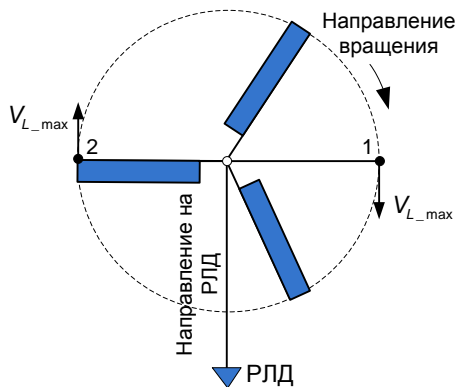


Рис. 1. К описанию формулы 3

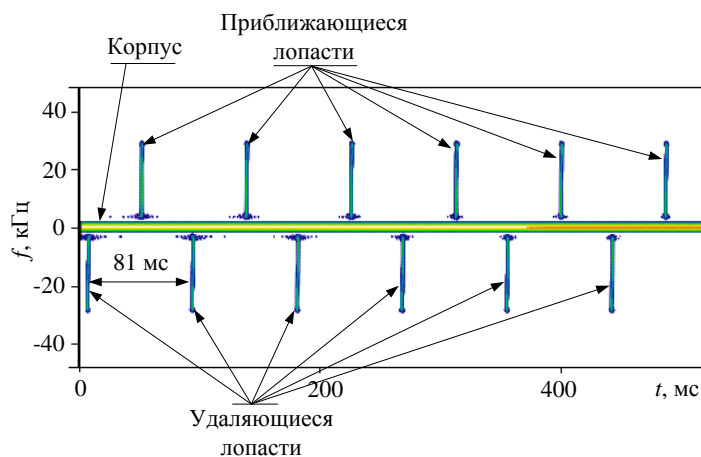


Рис. 2. Спектрограмма сигнала, отраженного от вертолета Ми-2 (моделирование)

На рис. 2 приведен результат моделирования – спектрограмма, полученная путем вычисления оконного преобразования Фурье от сигнала, отраженного от трехлопастного вертолета Ми-2, после компенсации доплеровского сдвига поступательного движения корпуса, при следующих условиях: длина лопасти 7 м, частота вращения винта 4,119 Гц, длина волны $\lambda = 1,25$ см, частота дискретизации 96 кГц, число точек БПФ 64, окно Ханна длиной 64 с перекрытием 30%.

По спектрограмме можно определить максимальную доплеровскую частоту лопасти и частоту вращения винта: $F_{dop_max} \approx 29$ кГц, $F_v = 4,115$ Гц. Тогда в соответствии с (4) радиус винта вертолета $R_L \approx 7$ м.

Список использованных источников:

5. Слюсарь Н. М., Вторичная модуляция радиолокационных сигналов динамическими объектами. – Смоленск: ВА ВПВОВС РФ, 2006. – 173с.
6. Sang-Ho Y., Byungwook K., Young-Soo K. Helicopter classification using time-frequency analysis // Electronics Letters, vol. 36, no. 22, Oct 2000, pp. 1871–1872.

ЗАГРУЗЧИК ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ ARM НА ОСНОВЕ CAN-ПРОТОКОЛА

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

Лукуза М.О.

Листопад Н.И. – д.т.н., профессор

Во многих современных радиоэлектронных средствах (РЭС) в роли управляющего устройства выступает микроконтроллер (МК). Если РЭС состоит из нескольких устройств с МК, объединенных в общую сеть, то возникает возможность дистанционно сменить программное обеспечение МК каждого устройства сети без специализированного оборудования. Для этих целей используется загрузчик (бутлоадер).

Загрузчик - это приложение, основная цель которого - обновить ПО МК без использования специализированного оборудования, такого как JTAG-программатор. В памяти МК должно сосуществовать как минимум два образа программ: основная программа и загрузчик, в который должен быть включен код ветвления, производящий проверку, выполняется ли попытка обновления ПО. Обновление ПО может осуществляться по средствам различных протоколов, таких как USART, CAN, I2C, Ethernet, USB и многих других.

В настоящее время из-за небольшой стоимости, широкой периферии и высокой производительности большой популярностью пользуются МК, построенные на основе ARM-архитектуры. Опишем процесс обновления ПО с помощью загрузчика для системы из нескольких устройств с МК ARM-архитектуры. Устройства объединены в общую сеть по средствам CAN-протокола. Из-за простой реализации и надежного контроля ошибок передачи и приема, этот протокол наиболее часто используется в промышленных сетях и транспортных средствах. Структурная схема системы представлена на рисунке 1.

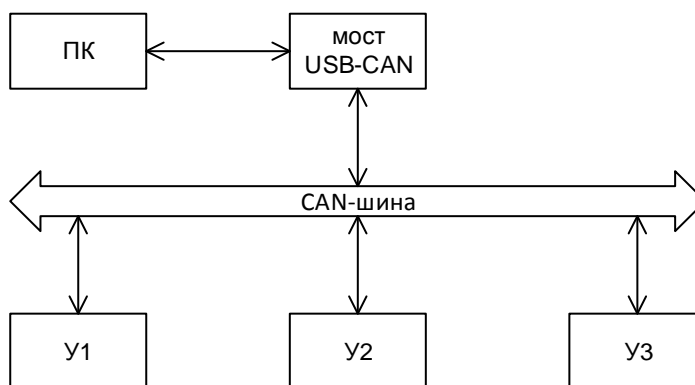


Рис. 1 – Структурная схема системы

Все устройства системы (У1, У2, У3) подключены к общей CAN-шине. Подключение непосредственно МК к шине осуществляется с помощью CAN-драйвера, который является приемопередатчиком и осуществляет переход от канального уровня протокола CAN к физическому уровню. К CAN-шине также подключено устройство, которое является мостом USB-CAN. Это устройство в режиме реального времени преобразует данные из одного интерфейса в другой, что позволяет подключить персональный компьютер (ПК) к общей сети.

Процесс смены ПО инициируется пользователем по средствам ПК. В начале все устройства специальной командой переводятся в режим загрузчика. В этом режиме устройства ожидают последующих команд от ПК. После перевода в режим загрузчика, пользователь выбирает конкретное устройство на шине, в котором необходимо сменить ПО, а также непосредственно само ПО. Далее происходит стирание секторов памяти МК устройства, в которых содержится предыдущая версия ПО. После стирания старого ПО происходит запись нового. Заключительной стадией обновления ПО является вывод специальной командой всех устройств из режима загрузчика. После этого устройства работают в штатном режиме.

Список использованных источников:

22. Bootloader Design for Microcontrollers in Embedded Systems [Электронный ресурс]. – Режим доступа : https://www.beningo.com/wp-content/uploads/images/Papers/bootloader_design_for_microcontrollers_in_embedded_systems%20.pdf.

ПРОГРАММНЫЙ АНАЛИЗАТОР СИГНАЛОВ ДЛЯ ВРЕМЕННОГО УПЛОТНЕНИЯ КАНАЛОВ СВЯЗИ

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

Пильчук И.Ю.

Надольский А.Е. – к.т.н., доцент

Данное программное средство (далее – ПС) разрабатывается для проведения лабораторных занятий по теме «Теорема Котельникова» дисциплины «Теоретические основы радиотехники» для студентов второго курса специальности 1-39 01 03 «Радиоинформатика» и ее направлений.

Уплотнение – передача по одному общему каналу связи как можно больше независимых сообщений, т.е. общий канал связи уплотняется вторичными каналами связи. Выгода использования уплотнения: многократное использования одной и той же аппаратуры.

Существует 3 способа уплотнения, которые основаны на использовании какого-либо признака сигнала:

- частотное уплотнение;
- временное уплотнение;
- кондуктивное уплотнение (по одному многожильному кабелю, по каждой жиле передается отдельное сообщение).

Сущность временного уплотнения заключается в том, что все каналы поочередно используют одну и ту же полосу частот линии связи. Временное уплотнение может применяться только при импульсной модуляции, когда из-за большой скважности между импульсами одного канала образуется большой интервал времени, в котором можно разместить импульсы других каналов.



Рис. 1 – График сигнала с временным уплотнением

Передающее и приемное устройства многоканальной системы с временным уплотнением сигналов имеют электронные переключатели, назначение которых периодически и синхронно подключать к линии передатчик и приемник каналов системы.

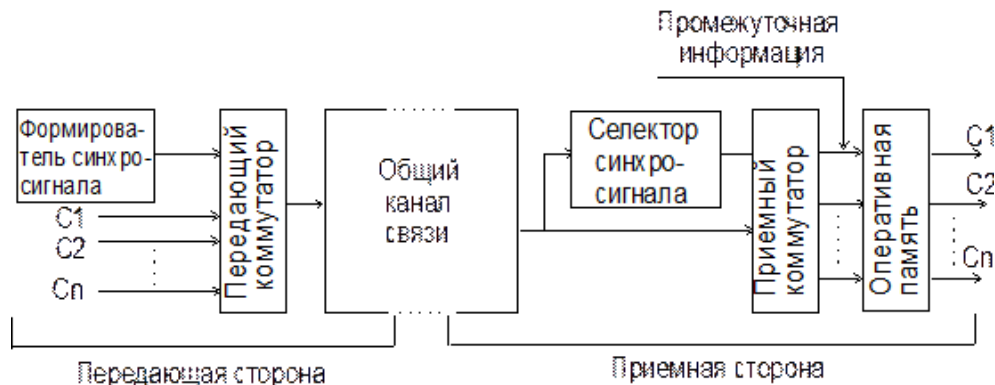


Рис. 2 – Структурная схема временного уплотнения

Однако существуют ограничения по временному уплотнению сигнала, накладываемые теоремой Котельникова, которая гласит, что любую функцию, состоящую из частот от 0 до f_1 , можно передавать с любой точностью при помощи чисел, следующих друг за другом через $1/(2 \cdot f_1)$ секунд. Если данное ограничение не будет выполнено, передаваемый сигнал будет невозможно восстановить.

Такая трактовка рассматривает идеальный случай, когда сигнал начался бесконечно давно и никогда не закончится, а также не имеет во временной характеристике точек разрыва. Если сигнал имеет разрывы любого рода в функции зависимости его от времени, то его спектральная мощность нигде не обращается в ноль. Именно это подразумевает понятие «спектр, ограниченный сверху конечной частотой f_1 ».

Разумеется, реальные сигналы (например, звук на цифровом носителе) не обладают такими свойствами, так как они конечны по времени и обычно имеют разрывы во временной характеристике. Соответственно, ширина

их спектра бесконечна. В таком случае полное восстановление сигнала невозможно, и из теоремы Котельникова вытекают следствия:

- любой аналоговый сигнал может быть восстановлен с какой угодно точностью по своим дискретным отсчётам, взятым с частотой $f > 2 \cdot f_1$, где f_1 — максимальная частота, которая ограничена спектром реального сигнала;

- если максимальная частота в сигнале равна или превышает половину частоты дискретизации, то способа восстановить сигнал из дискретного в аналоговый без искажений не существует

Из этого вытекает необходимость анализа сигналов с временным уплотнением.

Список использованных источников:

23. Информационный портал о радиотехнике [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://kunegin.com>

24. Информационный портал о радиотехнике [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://studfiles.net>

25. Цифровая энциклопедия [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://ru.wikipedia.org>

СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТЫ

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

Подворная Д.А.

Козел В.М. – к.т.н., доцент

Целью работы является разработка и макетирование синтезатора частоты, аналогичного первому гетеродину радиоприемного устройства Р-399 А.

Гетеродин РПУ Р-399 А синтезирует сетку частот с шагом 1 Гц в диапазоне 34,785 – 58,785 МГц (количество частот 24000) с цифровым управлением генерируемой частотой.

Синтезатор частот РПУ Р-399 а представляет собой последовательно включенных 5 петель автоподстройки, построенные по схеме со смесителем или с делителем частоты с переменным коэффициентом деления. На рисунке 1 представлена схема синтезатора частоты.

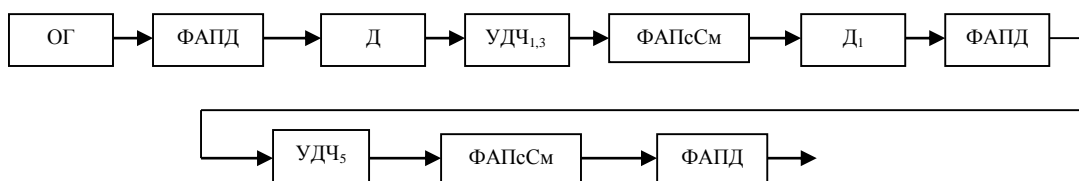


Рис. 1 – Схема синтезатора частоты

Сокращениями на схеме обозначены : ОГ – опорный генератор, с частотой 5 МГц, ФАПД – петля фазовой автоподстройки частоты, построенная по схеме с делителем частоты с переменным коэффициентом деления, Д – постоянный делитель частоты, УДЧ_{1,3} – управляемый делитель частоты, одинаковые между первой и второй петлей ФАПЧ, задействован и в третьей петле. ФАПсСм – петля ФАПЧ, построенная по схеме со смесителем. Д₁ – делитель, с постоянным коэффициентом деления 100. УДЧ₅ – управляемый делитель частоты между 3 и 4 петлей ФАПЧ, такой же как в 5 петле.

Сложность первого гетеродина и устаревшая элементная база обуславливают его высокое энергопотребление (более 100 Вт) и малую надежность.

Анализ современной элементной базы показал, что указанные выше задачи синтеза частот может быть решена использованием интегрального синтезатора частот ADF 4351 фирмы Analog Devices, который характеризуется низким фазовым шумом, широким диапазоном синтезируемых частот и простым трехпроводным последовательным интерфейсом управления. Выбор данного синтезатора частоты также обусловлен легкой доступностью, как самой интегральной схемы, так и готовых модулей на её основе, что является немаловажным с учетом поставленной цели - физического моделирования разрабатываемого устройства.

Структура интегрального синтезатора представлена на рисунке 2.

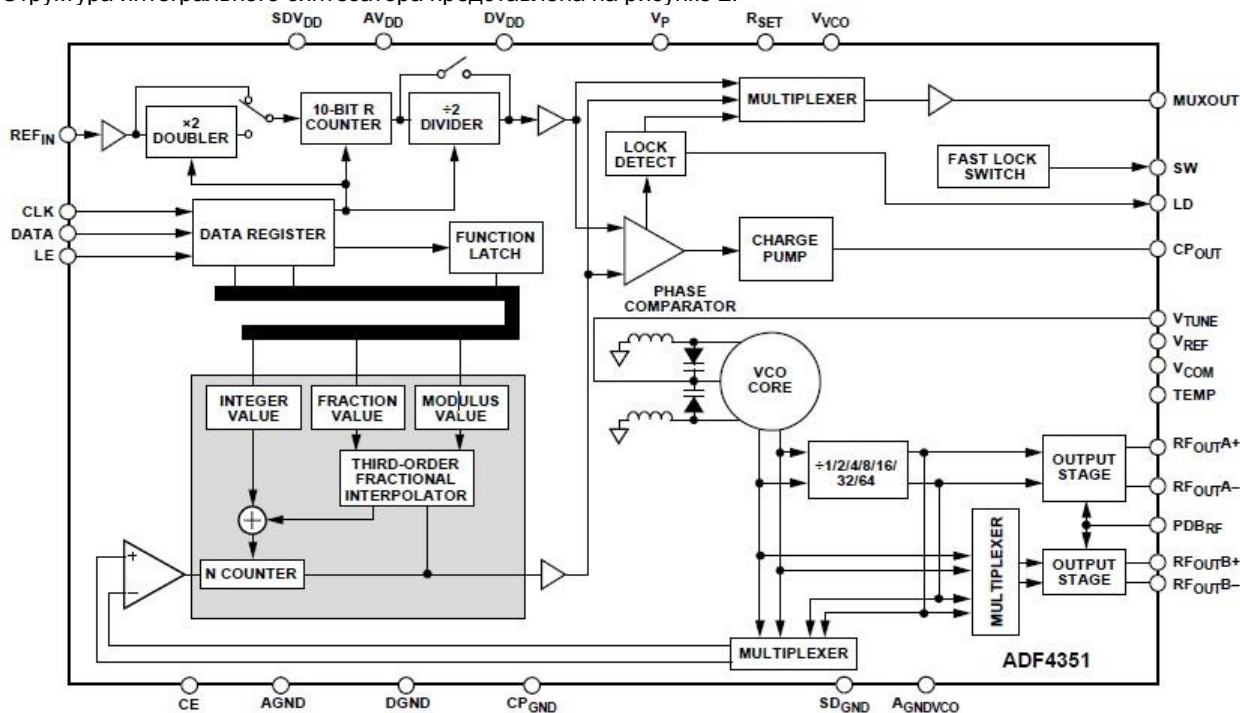


Рисунок 2 – Функциональная схема интегрального синтезатора частоты ADF4351

В состав данного синтезатора входит: генератор управляемый напряжением, фазовый детектор, формиро-

ватель опорной частоты, блок управления петлей ФАПЧ, формирователь выходного сигнала, управляемый делитель частоты в петле ФАП.

С учетом поставленной цели моделирования, в качестве управляющего контроллера предлагается использовать платформу Arduino как наиболее доступную.

Структурная схема разрабатываемого синтезатора частоты представлена на рисунке 3 при этом функции преобразователя кода могут быть реализованы программно в контроллере:

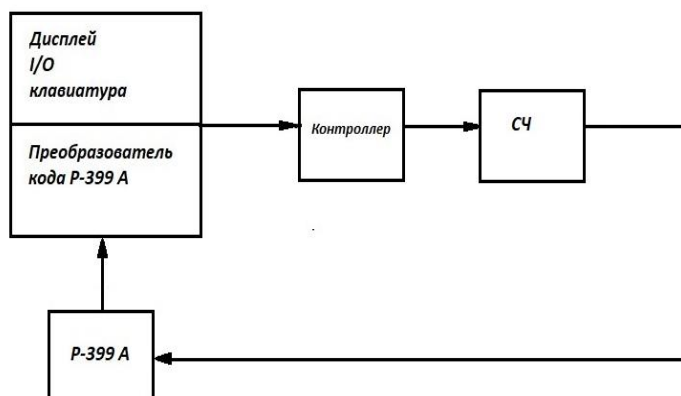


Рисунок 3 – Структурная схема разрабатываемого синтезатора частоты

Фотографии модулей используемых для реализации разрабатываемого синтезатора частот приведены ниже.



Таким образом, разрабатываемый синтезатор частот представляет собой соединенные модули клавиатуры и дисплея, управляющего контроллера, модуля синтезатора частоты и объединяющего их специализированного программного обеспечения. Программное обеспечение контроллера, позволяет полностью обеспечить функциональные возможности первого гетеродина устройства P-399A. Кроме того, энергопотребление снижено до уровня менее, чем 1 Вт и имеется возможность внесения изменений, связанных с автоматизацией управления и установкой различных выходных уровней и расширения функциональных возможностей.

Список использованных источников:

26. Михалев П. Микросхемы ФАПЧ и синтезаторы на их основе производства компании Analog Devices./Компоненты и технология. – 2006.- №4.

27. Analog Devices. Wideband Synthesizer with integrated VCO ADF4351 Datasheet.

28. P-399 A Техническое описание.

29. Analog Devices. Clock and Timing. PLL./ Каталог продукции. www.analog.com

30. АО "Миландр". Радиочастотные микросхемы. / Каталог продукции. www.milandr.ru

**дописать учебников по синтезу частот*

ЗАЩИТА МИКРОСХЕМ ОТ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИХ РАЗРЯДОВ (ESD)

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

Почтальонов З.С.

Мостовиков А. В.

Электростатическим разрядом (ESD – Electro Static Discharge) называется передача электрического заряда между телами с разным электрическим потенциалом. Для современных микросхем потенциал в 30В является губительным, поэтому их наделяют встроенной защитой до 2кВ, но в то же время человек, прошедший по ковру, может сгенерировать до 15кВ. Так как встроенной защиты микросхем явно недостаточно, возникает необходимость использовать внешние элементы.

Схема на диодах(Рис.1) будет ограничивать входное напряжение в пределах от $-V_d$ до $V_{cc} + V_d$, где V_d – падение напряжения на диоде в прямом направлении. Ток разряда будет проходить или через верхний или через нижний диод, и «поглощаться» фильтрующими конденсаторами, источником питания и самими диодами.

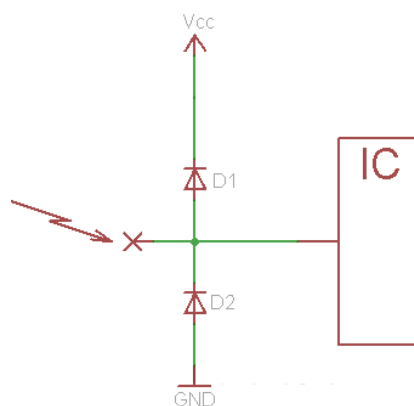


Рис. 1

Стабилитрон (Рис.2) также можно использовать для защиты входов интегральных микросхем от ESD, подключив между выводом микросхемы и «нулем» питания. Такая схема будет ограничивать напряжение на входе микросхемы в пределах от $-V_d$ до V_s , где V_d – падение напряжения на стабилитроне в прямом направлении, а V_s – номинальное напряжение стабилизации. Номинальное напряжение стабилизации должно быть выше напряжения входного сигнала, чтобы не влиять на работу схемы в штатном режиме.

Стабилитроны имеют большую емкость (десятки пФ) и поэтому плохо подходят для защиты высокоскоростных линий.

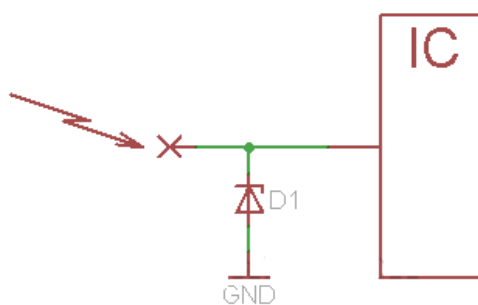


Рис. 2

TVS (transient voltage supressor) диод – это полупроводниковый компонент, предназначенный для ограничения выбросов напряжений, амплитуда которых превосходит напряжение лавинного пробоя диода. (Рис.3)

В нормальных условиях TVS диод находится в высокоимпедансном состоянии. Когда напряжение на диоде превышает рабочее, импеданс диода понижается, и ток разряда начинает течь через него. При понижении напряжения на TVS диоде он снова возвращается в высокоимпедансное состояние.

TVS диоды имеют высокое быстродействие, низкое рабочее напряжение и маленькую емкость, что делает их идеальными компонентами для защиты полупроводниковых компонентов от электростатического разряда.

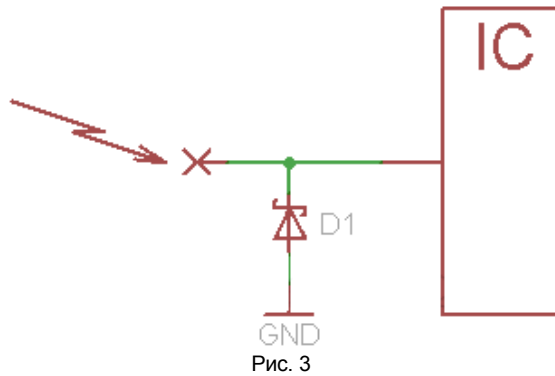


Рис. 3

Компоненты MLV (Multilayer Varistors) состоят из чередующихся слоев металлических электродов и керамики или оксида цинка.

Керамика из оксида цинка в обычных условиях служит как изолятор. Однако, когда напряжение повышается (как в случае ESD), выводы оксида цинка переходят от высоких к низким значениям сопротивления и этим шунтируют защищаемую линию на землю. (Рис. 4)

MLV является самой надежной из технологий подавления ESD и может быть использована для защиты линии с рабочими напряжениями 3,5...120 В постоянного тока или 2,5...107 В переменного. Они также могут быть использованы для обеспечения защиты от поражения электрическими быстрыми переходными процессами EFT (Electrical Fast Transients). Кроме того, их собственная емкость (65...4500 пФ) может обеспечить фильтрацию от высокочастотных помех.

Новое семейство продуктов MLV серии MHS имеет значения емкостей 3, 12 и 22 пФ и может быть использовано в цепях с большой скоростью передачи данных (примерно до 125 Мбит).

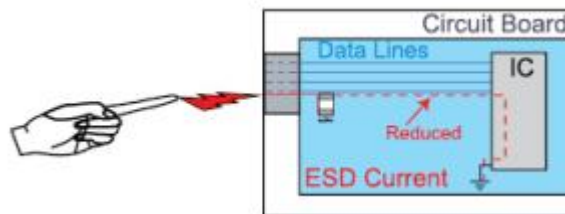


Рис. 4

Список использованных источников:

1. Кечиев Л.Н. Пожидаев Е.Д., Защита электронных средств от воздействия статического электричества. – Москва: Издательский дом “Технологии”, 2005-352 с.
2. <https://www.compel.ru/lib/ne/2014/12/8-dinamichnaya-zashhita-ot-statiki-resheniya-littelfuse-dlya-esd-zashhityi>

ЦИФРОВОЙ РЕОГРАФ С МИКРОПРОЦЕССОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

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

Пясковский В.Н., Лукьянчиков Е.А.

Сычева Ю.С. – доцент каф. ИРТ, кандидат пед. наук

В работе рассматривается принцип работы, а также устройство – цифровой реограф с микропроцессорным управлением. А так же сравнение рассматриваемого устройства с аналогами и выделение его преимуществ.

Разрабатываемое проектируемое устройство предназначено для снятия реограмм и передачи биоинформации на персональный компьютер. Проектируемый блок будет иметь 4 канала для считывания и оцифровки биологических сигналов, и передавать оцифрованную информацию в персональный компьютер. При этом реограф должен обладать малым энергопотреблением и иметь компактные размеры.

В настоящее время получили широкое распространение современные цифровые многоканальные реографы, сопрягаемые с обычными персональными компьютерами, наиболее распространённые среди которых, 4-х каналные. Устройство имеет ряд аналогов, среди которых можно обозначить: российский мультифункциональный реограф Рео-Спектр 2 и программно-аппаратный комплекс Диамант-Р. Однако имеет ряд преимуществ перед аналогами, таких как: номинальная стоимость, габариты и ремонтопригодность.

Структурная схема цифрового реографа с микропроцессорным управлением приведена на рисунке 1.

В электрическую структурную схему разрабатываемого электрокардиографа входят следующие блоки: микроконтроллер, измерительный мост Уинстона, АЦП, система электродов, блок питания.

Основным управляющим устройством данного прибора является микроконтроллер C8051F320. Данный контроллер имеет высокопроизводительное 8051-совместимое ядро, внутренний источник опорного напряжения, а также полностью совместимый со спецификацией USB 2.0 USB контроллер, обладающий высокоскоростным (до 12 Мбит/сек) и низкоскоростным (1.5 Мбит/сек) режимами работы. В контроллере установлен встроенный регулятор напряжения, позволяющий ему работать с напряжением до 5,25 вольт и питать стабилизированным напряжением 3,3 вольта периферийные ему устройства.

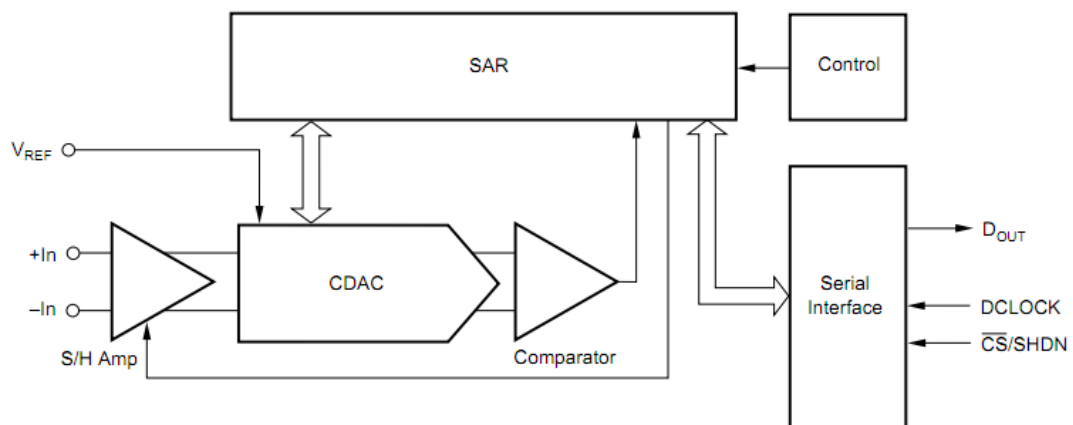


Рисунок 1 – Структурная схема проектируемого устройства

Формированием синусоидального зондирующего сигнала формирует генератор, собранный по схеме Колпитца, который питается переменным напряжением +/- 5 вольт, образованным инвертором напряжения на основе микросхемы MAX764 фирмы Maxim.

Через систему электродов сигнал реограммы поступает на измерительные мосты.

Для реализации переменного сопротивления на измерительном мосту Уинстона применяется цифровой потенциометр AD5280, обладающий следующими характеристиками:

- 256 позиций изменения сопротивления;
- питание от 5 до 15 вольт;
- низкий температурный коэффициент;
- рабочая температура от -40 до +125 °C.

Сигнал с измерительного моста поступает в АЦП, где переводится в цифровой вид и передаётся в микроконтроллер, который формирует полученную биоинформацию в сигнал шины USB и передаёт его в персональный компьютер или ноутбук

Для точной оцифровки с целью последующей обработки применяются 4 отдельных АЦП ADS8320. Данный процессор обладает низким энергопотреблением, частотой дискретизации 100 кГц и 16-и битной разрешающей способностью. Также АЦП имеет инвертируемые выходы, что обеспечивает возможность им съёма переменного биполярного сигнала.

Для обеспечения стабильного питания, а также подавления помех блока питания компьютера и сети 220в, применяется ряд фильтров и преобразователей, один из которых основан на дросселе BLM21PG331SN1, а второй - на преобразователе LT3580. Для обеспечения стабильного питания микроконтроллера используется преобразователь L7805.

Список использованных источников:

1. Кулаичев А.П., Компьютерная электрофизиология в клинической и исследовательской практике. – Мск.: «Информатика и компьютеры», 2002
2. Цифровой потенциометр AD5280: руководство разработчика. - Норвуд, США: Analog Devices Inc., 2005.
3. Электронный ресурс – [Электронные данные.] – Режим доступа:
<http://www.neurosoft.ru/rus/product/reo-spectrum-2p/index.aspx>
4. Инвертор MAX764/MAX765: руководство разработчика. – Саннивэйл, США: Maxim Integrated Products, 2012.

ФАЗОВРАЩАТЕЛЬ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ЦИФРОВОГО РАДИОПРИЕМНОГО ТРАКТА

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

Радионович В.В.

Матюшков А.Л. – к.т.н., доцент

Для обеспечения необходимого качества связи необходимо использовать современные устройства фазовой синхронизации. Сложная реализация оборудования связи, являющаяся следствием возрастающих требований к объемам передачи информации в цифровых системах связи, остро связана с проблемой синхронизации приема и декодирования радиосигналов.

Бинарное квантование входного сигнала и применение системы с дискретным управлением фазой позволяет реализовывать все линейные сглаживающие цепи в виде простых реверсивных счетчиков. Достаточно просто реализуется также преобразователь кода в частоту и дискретный фазовращатель. В качестве преобразователя код-частота в проектируемой системе используем ЦСЧ с суммированием импульсных последовательностей (без счетчика-делителя на выходе).

При расчете системы ФАП считалось, что в качестве дискретного фазовращателя использованы последовательно включенные УДИ и счетчик-делитель. Однако в настоящее время существует целый ряд схем дискретных фазовращателей, которые можно применить в проектируемой системе ФАП и которые более просты в реализации, чем дискретные фазовращатели с УДИ.

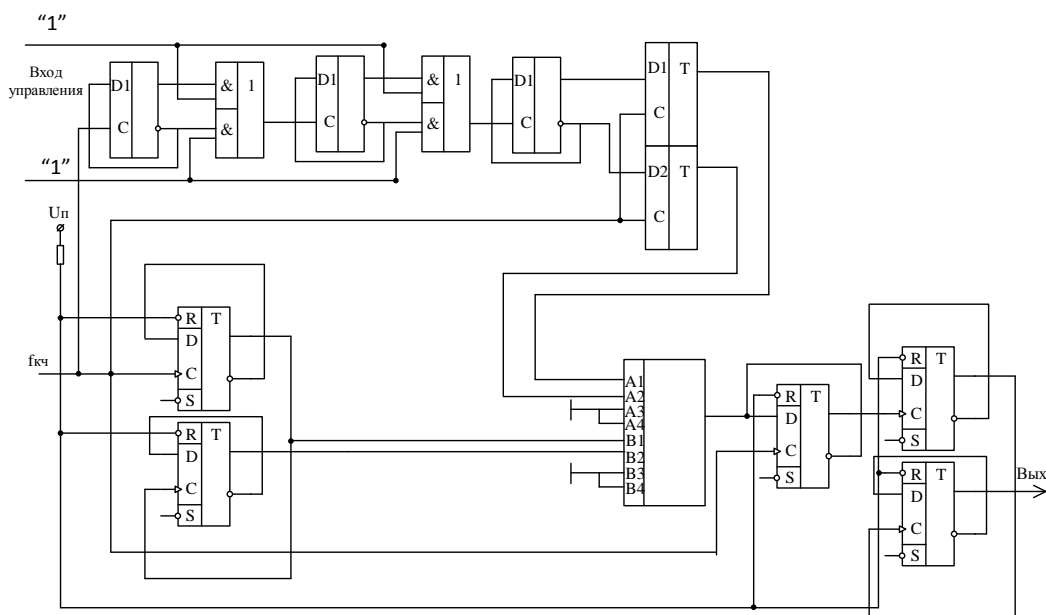


Рис. 1 – Система синхронизации и демодуляции двоичных символов

Управляющие импульсы поступают на схему сравнения. На другой вход схемы сравнения поступает текущий двухразрядный код с выхода счетчика, осуществляющего деления на 4 частоты выходного сигнала преобразователя код-частота. Частота следования этих импульсов равна $f_{кч}/4$.

При изменении на единицу младшего разряда кода реверсивного счетчика происходит сдвиг по фазе на $+\pi/2$ ($-\pi/2$) сигнала на выходе схемы сравнения. Для того чтобы избежать появления ложных импульсов, код, поступающий с реверсивного счетчика, и сигнал на выходе схемы сравнения необходимо «перепривязать» сигналом с выхода преобразователя код-частота с помощью D-триггера.

Для уменьшения дискрета по фазе на выходе дискретного фазовращателя ставят делитель с коэффициентом деления $n_d/4$.

В описанной схеме дискретного фазовращателя в качестве реверсивных счетчиков можно использовать часть дискретного усредняющего устройства. В этом случае управление дискретным фазовращателем осуществляется не потоком импульсов, а двухразрядным кодом. Этот код снимается со старших разрядов реверсивного счетчика, используемого в качестве дискретного усредняющего устройства, и подается на схему сравнения.

Список использованных источников:

1. Шило В.Л. Популярные цифровые микросхемы: Справочник, испр – Челябинск, 1989 – 352с.

БЛОК СИНХРОНИЗАЦИИ И ДЕМОДУЛЯЦИИ УКВ ТАКТИЧЕСКОЙ РАДИОСТАНЦИИ

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

Радионович В.В.

Матюшков А.Л. – к.т.н., доцент

Для обеспечения необходимого качества связи в тактических радиостанциях необходимо использовать современные методы и устройства синхронизации и демодуляции. Новейшие тактические радиостанции это крайне важно звено в цепи командной военной радиосвязи для подразделений нижнего звена, обеспечивающее внутреннюю, для подразделений и внешнюю связь для взаимодействия с иными структурами армии, авиации и флота, а также иногда необходимую связь с гражданскими структурами.

В случае, когда случайные равновероятные двоичные символы информации передаются с помощью инверсной модуляции несущего колебания, в спектре модулированного сигнала отсутствует несущая и систему ФАП обычно строят двухканальной. В одном из каналов (косинусном) происходит демодуляция сигнала – переход от радиосигнала к видеосигналу. Демодулированный видеосигнал является входным для рассматриваемых устройств синхронизации и демодуляции двоичных символов информации. Этот сигнал может быть как аналоговым $C(t)$, так и цифровым $z_c[r]$ или $Y[R]$, в зависимости от того, до или после АЦП он снимается.

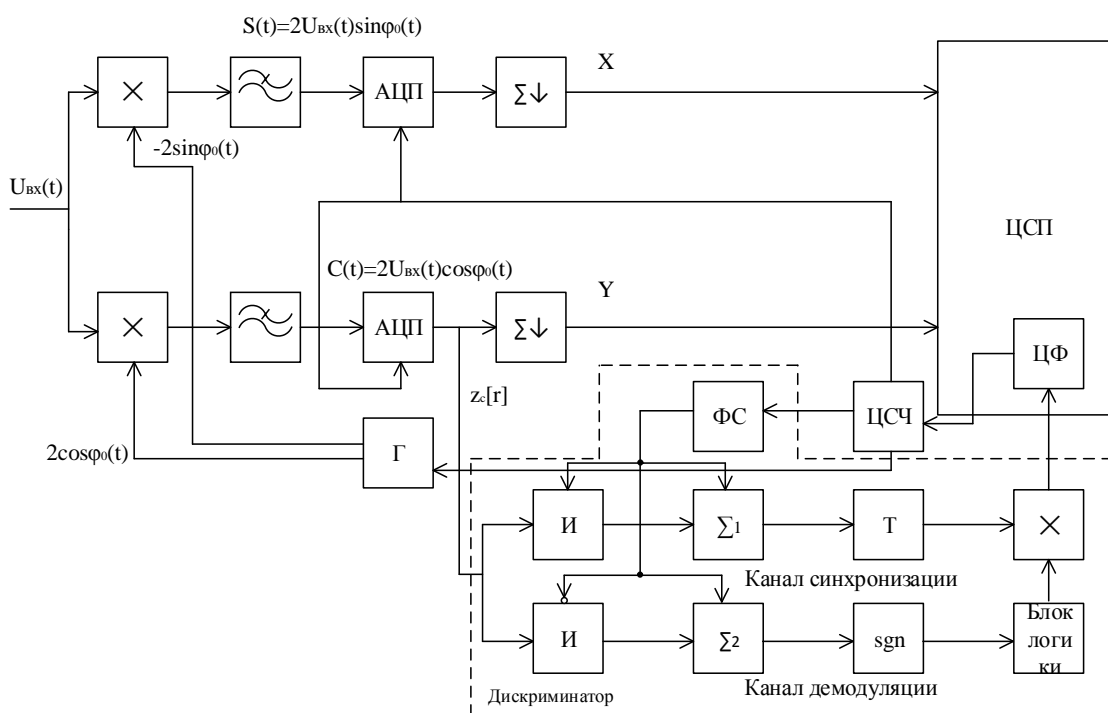


Рис. 1 – Система синхронизации и демодуляции двоичных символов

Каждое входное число $z_c[r]$ направляется (с помощью схем И и И с запретом) в один из двух каналов: канал синхронизации или канал демодуляции. Распределение входных чисел по каналам производят цифровым стробом, состоящим из m чисел, вырабатываемых формирователем строба. Положение строба определяет ЦСЧ, управляемый цифровым фильтром. На вход цифрового фильтра поступает сигнал ошибки дискриминатора $z_d[k]$, который вырабатывают один за длительность символа T_c , т.е. значительно реже, чем входные отсчеты $z_c[r]$. Сигнал ошибки $z_d[k]$ образует умножением многозарядного числа, накопленного за длительность предшествующего символа в канале синхронизации, на трехзначное число $z_d[k]$, вырабатываемое блоком логики.

Учитывая все выше перечисленное, можно сделать вывод, что использование данной схемы рационально в современных тактических радиостанциях из-за дешевизны компонентов, простоты реализации, а использование цифрового сигнального процессора, который регулирует цифровую фильтрацию, обработку сигналов, а также управляет синтезатором частоты, препятствует срыву синхронизации и потере данных.

Список использованных источников:

1. Шило В.Л. Популярные цифровые микросхемы: Справочник, испр – Челябинск, 1989 – 352с.

ПРИМЕНЕНИЕ ПАКЕТНОГО ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ДЕФЕКТОВ ПОДШИПНИКОВ КАЧЕНИЯ

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

Рачковский Т.С.

Давыдов И.Г. – к.т.н., доцент

При возникновении дефектов в подшипниках качения наблюдаются такие явления, как чрезмерная вибрация и/или шум. Концепция заключается в постоянном или периодическом мониторинге этих динамических явлений. Мониторинг обычно приводит к большому количеству сложных сигналов с ценной диагностической информацией. Наиболее действенный и прогрессивный метод извлечения диагностической информации, или так называемых информативных признаков, является вейвлет-преобразование, и как частный его случай – пакетное вейвлет-преобразование.

В течение многих лет и в то же время с несколькими прорывами в области обработки сигналов, инженеры и исследователи поняли, что традиционное быстрое преобразование Фурье (БПФ) не подходит для обработки сигналов сложной, динамической природы, таких как сигналы от вибрации оборудования. Среди других недостатков БПФ испытывает недостаток во временной локализации. Для решения этой проблемы были найдены и разработаны временные представления.

Было представлено оконное преобразование Фурье (ОПФ), а также нелинейные распределения, такие как распределение Вигнера-Вилле. ОПФ имеет недостаток в том, что он обеспечивает постоянное разрешение для всех частот, поскольку он использует одно и то же окно для анализа всего сигнала. Распределение Вигнера-Вилле и псевдо-случайное распределение Вигнера-Вилле являются билинейными по своей природе, а в результатах декомпозиции появляются искусственные перекрёстные члены, что делает истолкование функции проблематичной. Их главный недостаток заключается в том, что они, как правило, являются необратимыми преобразованиями. Вейвлет-преобразование (ВП) решает указанные проблемы [1].

Вейвлет - это волнообразное колебание, которое вместо постоянного колебания, подобно гармоническим волнам, быстро падает до нуля. Вейвлет-преобразование разбивает функцию на сдвинутые и масштабированные версии материнского вейвлета. Это можно определить, как свёртку входной последовательности данных с набором функций, генерируемых материнским вейвлетом. ВП является время-масштабным методом, поскольку он преобразует функцию из временной области во время-масштабную область. Масштаб косвенно связан с частотой. Более того вейвлет-преобразование является обратимым преобразованием, что делает возможным реконструкцию или оценку определённых компонентов сигнала.

В алгоритме быстрого вейвлет-преобразования (БВП) при переходе с масштабного уровня m на уровень $m+1$ функция аппроксимирующих коэффициентов $(c_{m,k})$ разделяется на низкочастотную $(c_{m+1,k})$ и высокочастотную $(d_{m+1,k})$ части спектрального диапазона, и при дальнейшем увеличении масштабных уровней аналогичному разложению последовательно подвергаются только низкочастотные функции (аппроксимирующие). В пакетном алгоритме БВП операция последовательного частотного расщепления применяется как для низкочастотных, так и для высокочастотных (детализирующих) коэффициентов. В результате возникает дерево расщепления, пример которого показан на рисунке 1.

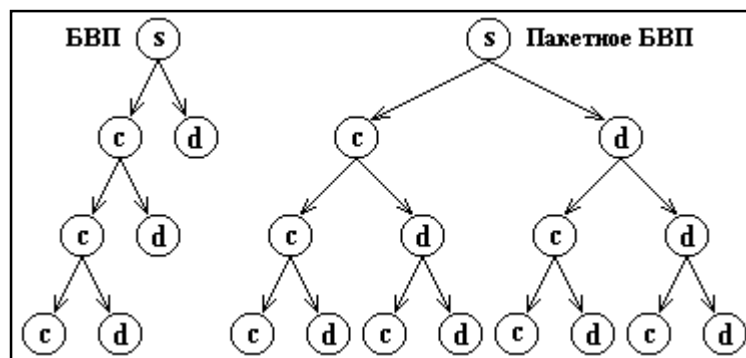


Рис. 1 – Сравнение деревьев разложения БВП и пакетного БВП

При таком расщеплении вейвлеты каждого последующего уровня образуются из вейвлета предыдущего уровня разделением на два новых вейвлета:

$$\psi_1(t) = \sum_n h_n \psi(t-n), \quad \psi_2(t) = \sum_n g_n \psi(t-n). \quad (1)$$

Новые вейвлеты также локализованы в пространстве, но на вдвое более широком интервале. Полный набор вейвлетных функций разложения называют вейвлет-пакетом.

Вейвлет-преобразование очень привлекательно для операций над двумя основными задачами с сигналами сложной (переходной или нестационарной) природы: подавление шума и извлечение информативных признаков. Подавление шума проводится чтобы уменьшить флуктуации и выявить скрытую или слабую диагностическую информацию. Функция извлечения информативных признаков, как правило, обеспечивает входными данными экспертную систему, связанную с автоматическим мониторингом за ухудшением состояния. Общая картина, наблюдаемая во многих исследованиях в области мониторинга состояния, основанных на вейвлетах, представлена на рисунке 2 [2].

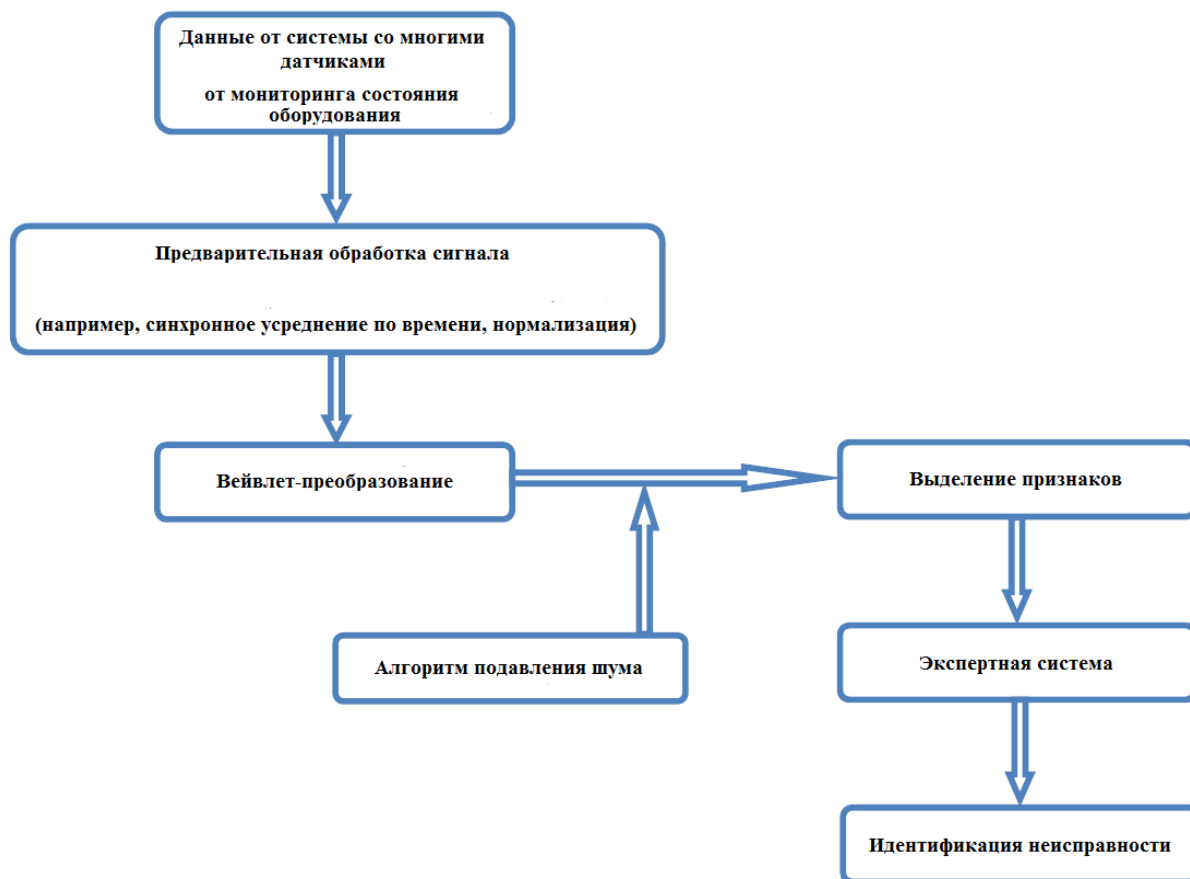


Рис. 2 – Схематическое представление принципа мониторинга состояния оборудования, основанного на вейвлет-преобразовании

Таким образом в работе проведён анализ методов вейвлет-преобразования и пакетного-вейвлет преобразования. Проверена работоспособность алгоритмов для оценки состояния подшипников качения. В дальнейшей работе планируется собрать набор данных с различными состояниями дефектов подшипников и определить информативные признаки, которые будут применены в качестве входных данных для экспертной системы.

Список использованных источников:

31. Mallat S.G. A Wavelet Tour of Signal Processing. The Sparse Way / Academic Press, 2009 – 805 p.
32. Theodoros Loutas and Vassilis Kostopoulos. "Utilising the Wavelet Transform in Condition-Based Maintenance: A Review with Applications", InTech, DOI: 10.5772/36166, 2012, 273-313.

ОСОБЕННОСТИ АУТЕНТИФИКАЦИИ В СИСТЕМАХ IoT

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

Руденко Н.С.

Власова Г.А. – к.т.н., доцент

В работе рассматриваются основные факторы, которые необходимо учитывать при разработке протокола аутентификации в системах интернета вещей (англ. *Internet of Things, IoT*). Рассматриваются алгоритмы шифрования, пригодные для использования в системах IoT. А также известные уязвимости таких систем.

Стремительное развитие микроэлектронной промышленности и информационных технологий сделало возможным повсеместное внедрение практических решений для реализации концепции интернета вещей. Так как масштабы использования IoT постоянно растут – возникает необходимость обеспечения информационной безопасности в системах, использующих такую концепцию. Однако, так как устройства, используемые в таких системах, не обладают достаточной вычислительной мощностью, для их защиты необходимо использовать криптографические алгоритмы, стойкость которых снижается незначительно, в отличие от объема требуемых ресурсов, которые называются алгоритмами легковесной (*lightweight*) или малоресурсной криптографии. Возникают серьезные требования к конфиденциальности, когда речь заходит о домашней автоматизации, поскольку она генерирует огромное количество персонализированных данных. По прогнозам Gartner, к 2022 году в домохозяйстве будет задействовано более 500 смарт-устройств для каждого домохозяйства, поэтому поставщикам необходимо серьезнее относиться к конфиденциальности и безопасности.

В настоящее время наиболее «легковесными» являются алгоритмы асимметричной криптографии, работающие с эллиптическими кривыми (ECC – *Elliptic Curves Cryptography*). Типичными значениями параметров различных процессоров, предназначенных для вычислений с эллиптическими кривыми, являются величины в пределах 10-40μW и 10,000-20,000 GE. Близкими к ним являются и значения параметров у процессоров, предназначенных для вычислений с гиперэллиптическими кривыми (HECC – *Hyper Elliptic Curves Cryptography*). Таким образом, по сравнению с симметричной криптографией, асимметричная криптография с безопасной длиной ключа, реализованная на аппаратном уровне, по-прежнему требует значительно больших ресурсов (по крайней мере, 10000 дополнительных логических элементов), при этом реализуется вполне приемлемая скорость работы. Для криптографии с открытым ключом верхняя граница на размер микросхемы устанавливается в 15,000 GE. Что касается программной реализации, то тщательная оптимизация алгоритмов позволяет микроконтроллерам выполнять операции асимметричной криптографии менее чем за 1 секунду, что вполне достаточно для большинства приложений. При этом программно-аппаратная реализация, по-видимому, создаёт наилучший баланс между размером и скоростью для многих распространенных вычислительных приложений.

Одним из самых распространенных стандартов, применяемых в устройствах интернета вещей является ZigBee. Однако в последние несколько лет устройства, использующие его, многократно подвергались успешным атакам со стороны исследователей и злоумышленников, что дает повод для сомнений в надежности данного стандарта. Проблема слабой защищенности ZigBee создана вендорами, увязшими в погоне за продажами. Некоторые поставщики не думают о безопасности и реализуют минимум функций, требуемых для сертификации. На Def Con 23 Тобиас Зилнер отметил, что для безопасности важно выполнить следующие предварительные приготовления на стороне производителя:

- Обнаружение подделки: «Устойчивый к несанкционированному использованию узел может стереть конфиденциальную информацию, включая ключи безопасности, если обнаружено несанкционированное вмешательство».
- Транспортировка ключей: «ТС-ключ по умолчанию не должен использоваться, поскольку этот ключ считается общедоступным и, следовательно, обеспечивает тот же уровень безопасности, что и незашифрованный транспорт ключей».
- Создание ключа: «Мастер ключи, используемые при создании ключа, должны быть распределены по внеполосным каналам». Это может быть достигнуто с помощью такого простого решения, как наклейка с мастер ключом, наклеенная на устройство.
- Смена ключей: «Безопасность связи зависит от секретности сетевого ключа и ключей связи. Сетевой ключ должен периодически меняться. Управление ключами должно быть реализовано в форме изменения сетевого ключа в определенный период времени или после ввода определенного количества сообщений. В противном случае могут быть осуществимы многие атаки на безопасность».

Список использованных источников:

1. Жуков Алексей Евгеньевич. Легковесная криптография. Часть 1 // Вопросы кибербезопасности. 2015. №1.
2. Tobias Zillner. ZIGBEE EXPLOITED. The good, the bad and the ugly // Режим доступа: <https://www.blackhat.com/docs/us-15/materials/us-15-Zillner-ZigBee-Exploited-The-Good-The-Bad-And-The-Ugly-wp.pdf>

УСИЛИТЕЛИ КЛАССА D

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

г. Минск, Республика Беларусь

Русакевич И.С.

Крушев В. Т. – к. т. н., доц.

Принцип работы самоосциллирующих усилителей звуковой частоты класса D, разработанный компанией NXP Semiconductor (бывшая Philips Semiconductor) в 2005 году и названный UcD-технологией, позволяет инженерам-разработчикам аудиотехники достичь новых стандартов качественного воспроизведения.

В последние годы все большую и большую популярность приобретают усилители класса D или, как их еще называют, импульсные усилители. Некоторые производители дают им название «цифровые усилители», но оно несколько некорректно, поскольку никакого преобразования звука в двоичный код там нет. В усилителе класса D звуковой сигнал преобразуется в последовательность импульсов различной ширины в результате широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Частота следования импульсов обычно выбирается в пределах 300-500 кГц, это оптимально для всего аудиодиапазона. Если усилитель сабвуферный и перед ним стоит задача усиливать только диапазон до 100-200 Гц, частоту переключения можно уменьшить до 50-100 кГц.

Раньше импульсные усилители были интересны только за счет своего высокого КПД (обычно более 90%) и применялись только для управления мощными электродвигателями. Этот факт был напрямую связан с отсутствием высокоскоростных мощных переключательных элементов, способных работать на высоких частотах, вследствие чего высокие нелинейные искажения были просто неизбежны. Однако сейчас многими компаниями-производителями электронных компонентов выпускаются специализированные элементы для построения усилителей класса D, способные работать на частотах вплоть до 1 МГц и выше. Для оценки КПД усилителей различных классов рассмотрим принципы работы выходных каскадов, построенных на биполярных транзисторах.

Выходной каскад усилителя класса АВ, выполненный на биполярных транзисторах, обладает низким КПД, потому что выходные транзисторы, подобно переменным резисторам, изменяют свое активное сопротивление, тем самым управляя выходным током. В усилителе класса АВ невозможно получить размах амплитуды выходного напряжения, равный напряжению питания, поскольку даже в полностью открытом состоянии напряжение между коллектором и эмиттером $U_{к-э}$ биполярного транзистора, равняется приблизительно 1-2 В.

В импульсных усилителях силовыми элементами являются мощные полевые транзисторы, у которых существует только 2 состояния - открытое и закрытое. Так как сопротивление открытого канала современных полевых транзисторов очень мало (обычно десятки мОм), следовательно, и падение напряжения на этих элементах незначительное. Меандр, проходя через выходной фильтр, преобразуется в переменный ток звуковой частоты, осциллограмма которого показана на рис. 1.

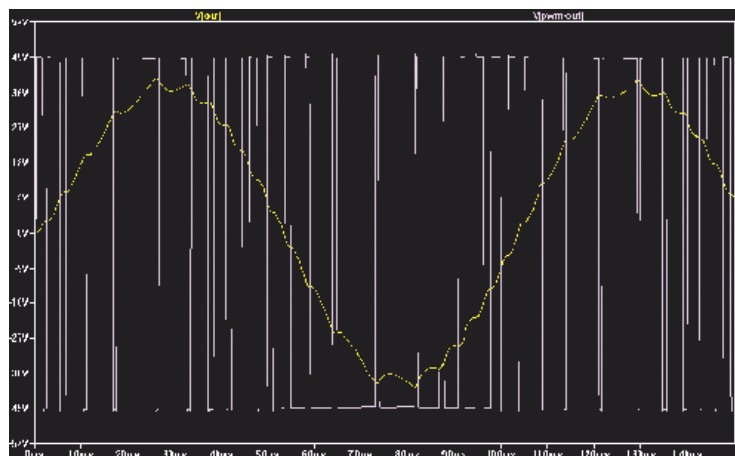


Рис. 1. Осциллограмма преобразования сигнала

Это объясняется тем, что выходной дроссель, который является неотъемлемой частью импульсного усилителя, изменяет свое реактивное сопротивление для сигнала с переменной скважностью. Вместе со скважностью, которой управляет звуковой сигнал, изменяется и ток, протекающий через нагрузку.

Значительная часть потерь происходит на фронтах в момент переключения полевых транзисторов, поэтому, снизив частоту преобразования, можно уменьшить количество фронтов за единицу времени и, как следствие, немного увеличить КПД. Именно по этой причине в сабвуферных усилителях класса D частоту переключения понижают вплоть до 50 кГц.

Как упоминалось выше, современные полевые транзисторы способны переключаться с высокой скоростью, тем самым позволяя разработчику значительно увеличить частоту преобразования и, следовательно, уменьшить габаритные размеры выходного дросселя. В результате сопротивление обмотки постоянному току (R_{dc}) будет тоже гораздо меньше, следовательно, немного уменьшится нагрев провода обмотки.

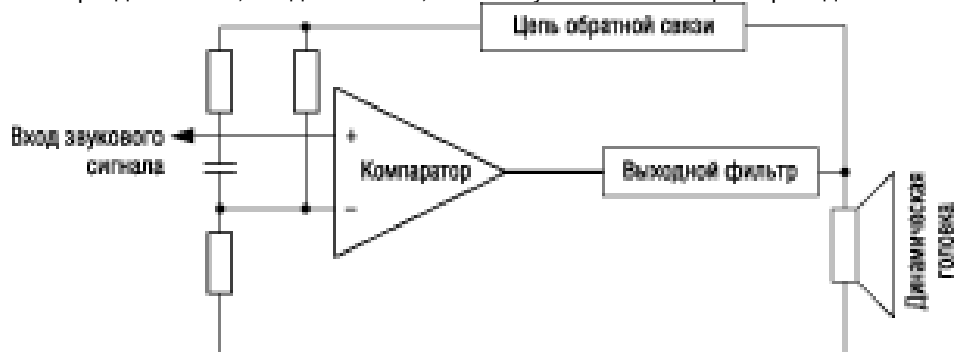


Рис. 2. Структурная схема усилителя класса D, работающего по принципу UcD

Список используемых источников:

1. <http://shemotehnik.ru/poweramplif/154-usiliteli-klassa-d-na-osnove-texnologii-ucd.html>
2. <http://www.avclub.pro/articles/audio-video-ot-a-do-ya/akustika-tipy-akusticheskikh-sistem/>

МОДУЛЬ ИМИТАЦИИ ЦЕЛЕВОЙ И ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ

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

Савицкий Е.В.

Козлов С.В. – д.т.н., доцент

Обоснован функционально-технический облик модуля имитации целевой и помеховой обстановки из состава системы испытаний РЛС для проведения проверки помехозащищенности многофункциональной радиолокационной станции с использованием безоблетных технологий. Разработана структурная и функциональная схемы модуля и проведен расчет требуемых технических характеристик составных частей модуля, выполнен выбор элементной базы для практической реализации.

Испытания на помехозащищенность и соответствие техническому заданию являются одним из наиболее сложных и ресурсоемких этапов жизненного цикла современных радиолокационных станций. Это определяется использованием в РЛС предельно сложных алгоритмов обработки полезных сигналов на фоне помех, режимов адаптивного обзора пространства, быстрой перестройки несущей частоты, возбуждения параметров зондирующих сигналов и т.д. При этом, число вариантов режимов и алгоритмов функционирования для различных условий целевой и помеховой обстановки в современных РЛС может достигать сотен или даже тысяч. В этих условиях ведущим методом испытаний РЛС на помехозащищенность становится метод испытаний по безоблетным технологиям, при котором отраженные сигналы и активные помехи воспроизводятся в динамике функционирования РЛС с использованием системы имитации целевой и помеховой обстановки. Такой метод проведения значительной части общего объема испытаний является более удобным, простым, дешевым и оперативным, и при этом не менее эффективным, чем при многократном использовании реальных воздушных целей – летательных аппаратов различного типа и средств создания помех.

Таким образом, обоснование облика модуля имитации целевой и помеховой обстановки для проведения проверки помехозащищенности многофункциональных радиолокационных станций является актуальным и представляет большой практический интерес. Результаты могут быть использованы предприятиями РБ – разработчиками радиолокационных средств при обосновании систем имитации сигналов и помех.

При обосновании функционально-технического облика модуля имитации решались задачи по:

- 1) анализу содержания и задач испытаний РЛС по безоблетной технологии с конкретизацией условий испытаний и характеристик воспроизводимой радиоэлектронной обстановки;
- 2) определение основных технических решений и характеристик модуля имитации целевой и помеховой обстановки;
- 3) разработке электрической структурной схемы модуля имитации целевой и помеховой обстановки на базе цифровой радиочастотной памяти (ЦРЧП);
- 4) разработка электрической функциональной схемы модуля имитации целевой и помеховой обстановки;
- 5) разработка электрической принципиальной схемы основных блоков модуля имитации целевой и помеховой обстановки.

Общий замысел испытаний РЛС на помехозащищенность по безоблетной технологии состоит в том, что РЛС располагается на радиотехническом полигоне на открытом, без местных предметов, участке местности. Модули имитации располагаются на поверхности Земли, вышках, подъемных кранах и т.д. на удалении 300...500 м от РЛС. Число модулей определяется числом воспроизводимых радиолокационных целей и источников помех из вынесенных относительно защищаемых объектов точек. При этом один модуль обеспечивает создание РЛС ответных излучений, имитирующих: сигналы, отраженные от одиночных и групповых воздушных объектов, включая дальностный и доплеровский портреты имитируемых целей; помехи каналам сопровождения по дальности и скорости при индивидуальной защите; помехи от мощных источников из вынесенной точки (зон барражирования); имитационные помехи. Управление модулями имитации заключается в выдаче команд на смену режимов (программ) создания ответных сигналов и может осуществляется руководителем испытаний с пункта управления по беспроводному каналу связи.

Исходя из замысла проведения испытаний, обобщенных характеристик РЛС и средств создания помех определены основные технические характеристики модуля имитации. Показано, что модуль должен иметь: энергопотенциал – не менее 40 Вт; эквивалентную чувствительность – 5,7 мкВт; ширину главного лепестка диаграммы направленности антенны - $42^\circ \times 14^\circ$ по азимуту и углу места. Показано, что практическим единственным вариантом построения модуля является реализация цифрового ретранслятора-формирователя отраженных сигналов и помех на базе цифровой радиочастотной памяти, например, на базе процессора 1879ВМ3.

Электрические структурная и функциональная схемы модуля имитации целевой и помеховой обстановки представлены на рисунках 1 и 2 соответственно.

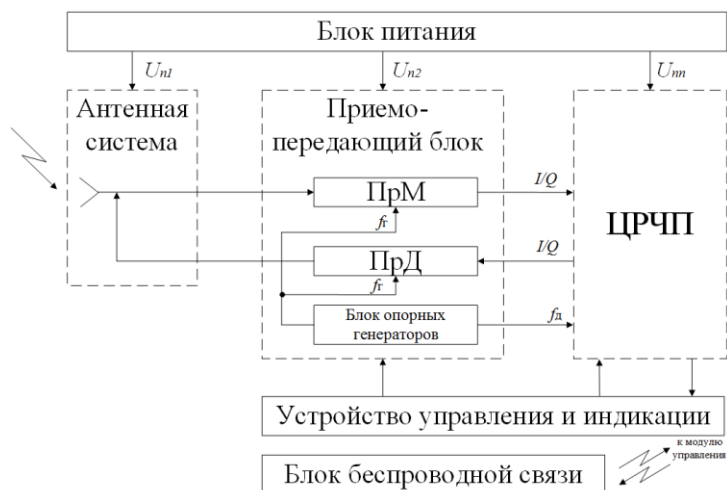


Рисунок 1 – Электрическая структурная схема имитации целевой и помеховой обстановки (АС – антенная система, ПМД – приемопередающий блок, УУ – устройство управления, БП – блок питания, ББС – блок беспроводной связи)

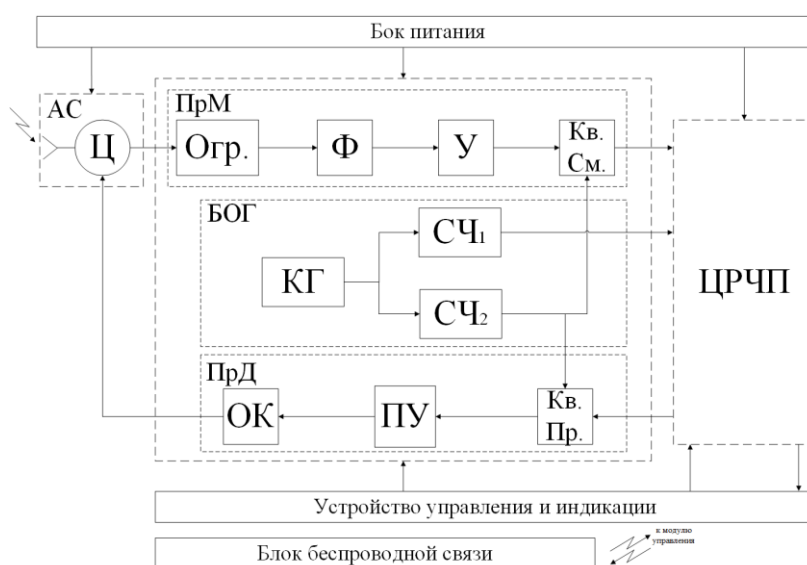


Рисунок 2 – Электрическая функциональная схема имитации целевой и помеховой обстановки (АС – антенная система, Ц – циркулятор, Ф – Фильтр, Огр. – ограничитель, У – усилитель, Кв. СМ – квадратурный смеситель, Кв. Пр. – квадратурный преобразователь, БОГ – блок опорных генераторов, ПУ – предварительный усилитель, ОК – оконечный усилитель)

Выполнен выбор элементной базы. Показано, что реализация модуля имитации возможна с использованием доступных в РБ радиокомпонентов.

Технико-экономическая эффективность модуля имитации целевой и помеховой обстановки заключается в многократном снижении затрат на проведение испытаний РЛС на помехозащищенность.

Список использованных источников:

1. А.А. Курило, Г.Г. Камалтинов, С.И. Дубовий «Обоснование объема испытаний на помехозащищенность и электромагнитную совместимость наземных радиолокационных средств», журнал «Сборник научных работ», г. Харьков, Харьковский национальный университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба, 2012, №3 (32), 95-100.
2. Вакин С. А., Шустов Л. Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. М., Изд-во «Советское радио», 1968.
3. Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М. «Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием». Под ред. Ю.М. Перунова. – М.: «Радиотехника», 2003.

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕХНОЛОГИИ LORA И ОБОРУДОВАНИЯ КОМПАНИИ SEMTECH

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

Садыков К.Е.

Исакович Н.Н. – к.т.н., доцент

В работе рассматриваются основные факторы, которые необходимо учитывать при выборе протока беспроводной передачи данных. Рассматриваются характеристики модулей включающих микросхемы трансиверов серии SX127x, предоставляемых компанией.

При разработке сетей беспроводных датчиков определяющее значение имеет максимальная дальность радиосвязи, позволяющая обойтись без использования дополнительных ретрансляторов сигнала, тем самым сокращая затраты и упрощая топологию. Превосходная чувствительность (до -148 дБм) – ключевая характеристика LoRa устройств компании Semtech, достигаемая благодаря использованию одноименного метода модуляции. Данный способ модуляции предполагает использование технологии расширения спектра, при которой данные кодируются широкополосными ЛЧМ-импульсами с частотой, увеличивающейся или уменьшающейся на некотором временном интервале. Такое решение, в отличие от технологии прямого расширения спектра, делает приёмник устойчивым к отклонениям частоты от номинального значения и упрощает требования к тактовому генератору. Следует также отметить, что технология расширения спектра совместно с применяемой упреждающей коррекцией ошибок, восстанавливающей искаженные биты данных, позволяет повысить отношение сигнал/шум и обеспечить работу в условиях импульсных помех.

LoRa устройства стабильно функционируют в условиях воздействия сильных интерференционных помех от субгигагерцовых сигналов оборудования стандартов 4G/LTE. Еще одной отличительной чертой являются превосходные селективные возможности приёмников.

Приёмопередатчики LoRa со сверхдальним радиусом действия гарантируют простоту развертывания сети, так как они ориентированы на использование топологии “звезда”, простейшей архитектуры с наименьшей задержкой, не требующей транзитной передачи данных через ретрансляторы. В звездообразной сети легко рассчитать длительность автономной работы каждого узла от батареи, что делает ее идеальной для применения в различных интеллектуальных приборах учета.

Характерной чертой всех устройств серии SX127x является универсальность их применения: внутренние регистры памяти позволяют динамически изменять рабочую частоту, её девиацию, битрейт, вид модуляции, выходную мощность и многие другие параметры, а также устанавливать режимы работы всех периферийных блоков, что позволяет использовать один и тот же беспроводной модуль для решения разных задач. Для конфигурирования всех основных параметров радиочастотной и цифровой части микросхемы используется интерфейс связи SPI. Все микросхемы соответствуют требованиям WMBus, IEEE 802.15.4g (SUN), FCC 15.247, ARIB T96/108, EN 300-220 и другим регулирующим стандартам.

Помимо LoRa, приёмопередатчики серии SX127x поддерживают следующие виды модуляции: FSK, GFSK, MSK, GMSK и OOK. При выборе необходимого метода нужно найти компромисс между пропускной способностью канала и требуемой дальностью связи. Трансиверы, использующие модуляцию LoRa, относятся к низкоскоростным устройствам, их максимальная скорость обмена данными не превышает 37,5 кбит/с. С другой стороны, для повышения пропускной способности до 300 кбит/с возможно применение традиционных способов, но, соответственно, мы лишаемся всех вышеописанных преимуществ LoRa.

Структурная схема серии SX127x содержит типовые блоки, по функциональному назначению их можно отнести к приёмному или передающему трактам, схеме формирования частот, интерфейсу ввода/вывода с конфигурационными регистрами или подсистеме питания.

Радиоприёмный тракт реализован по схеме с однократным квадратурным преобразованием на низкую промежуточную частоту. Такая схема получила наибольшее распространение в современных однокристальных решениях, поскольку позволяет реализовать лучшие характеристики радиоприёмного устройства в части чувствительности и избирательности по соседнему каналу по сравнению со схемой прямого преобразования. Принимаемый сигнал усиливается при помощи малошумящего усилителя, для упрощения проектирования и минимизации внешних компонентов используется несимметричный входной сигнал. Далее, для устранения гармоник происходит преобразование в дифференциальную форму, затем квадратурные сигналы промежуточной частоты, полученные в смесителе, усиливаются в тракте промежуточной частоты и поступают на два сигма-дельта АЦП. Вся дальнейшая обработка (фильтрация, демодуляция и т.д.) выполняется над сигналом, представленным в цифровом виде. Подавление зеркального канала осуществляется за счет квадратурного преобразования. На рис. 1 представлена упрощенная внутренняя структура трансиверов серии SX127x.

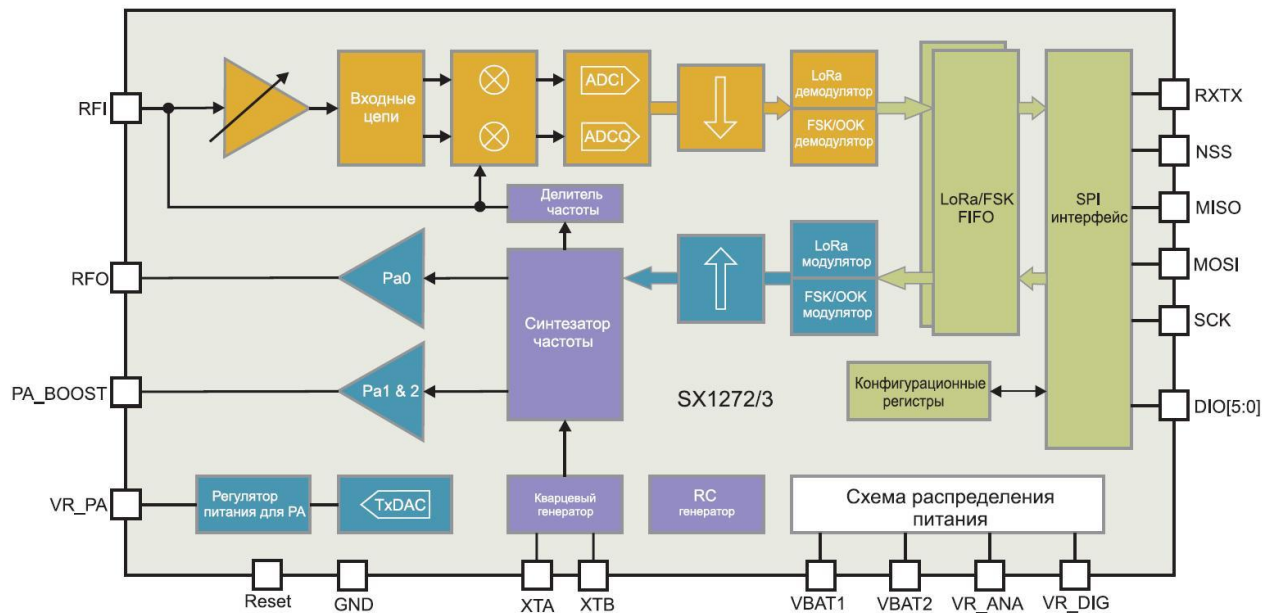


Рис. 1 – Общая структурная схема трансиверов серии SX127x.

Из полезных функций стоит отметить встроенный блок сверхбыстрой автоподстройки частоты (AFC), схемы индикации уровня мощности принимаемого сигнала (RSSI) с широким динамическим диапазоном 127 дБ и автоматической регулировки усиления.

Энергопотребление в режиме приёма не превышает 13 мА при напряжении питания 3,3 В и ширине полосы пропускания 500 кГц, что выгодно отличает трансиверы серии SX127x от аналогичных решений других известных производителей. Радиоприёмный тракт также характеризуется отличными селективными свойствами (численные показатели указаны для модуляции LoRa):

- Избирательность по соседнему каналу: не менее 72 дБ (при SF=12);
- Подавление зеркального канала: не менее 66 дБ;
- Динамический диапазон блокировки: 82,5 дБ (при отстройке на ± 1 МГц); 89 дБ (при ± 10 МГц);
- Интермодуляционные искажения 3-го порядка: -12,5 дБм.

Блок формирования частоты с фазовой автоподстройкой и делителем генерирует рабочую частоту приёмника и передатчика, интегрированный синтезатор частот имеет разрешение 61 Гц. Основным источником тактовых импульсов для синтезатора частоты является кварцевый генератор на 32 МГц, который также обеспечивает синхронизацию цифровой части микросхемы.

Интегрированная схема управления пакетами данных, используемая совместно с 64-байтным буфером FIFO, автоматизирует процесс приёма, передачи и обработки данных (генерацию преамбулы, вставку и обнаружение синхрослова, проверку адреса, гибкий выбор длины пакета и т.д.) и значительно снижает нагрузку на внешний микроконтроллер. Также возможно функционирование в автономном режиме без внешнего управления и контроля. В этом случае применяется встроенный программируемый автомат состояний, задающий последовательность и условия перехода между режимами работы по заранее заданному алгоритму. Временные интервалы автомата состояний задаются при помощи встроенных таймеров. Таким образом новые трансиверы компании Semtech, построенные с применением технологии LoRa, обладают превосходной чувствительностью приёмника, малым собственным энергопотреблением, отличной помехозащищённостью линии связи и широкими функциональными возможностями. Наличие открытого протокола LoRaWAN с примерами кода ускоряет процесс разработки беспроводных устройств.

Список использованных источников:

1. SX1272/73 - 860 to 1020 MHz Low power long range transceiver. // Datasheet, rev.3, March 2015. // www.semtech.com.
2. SX1276/77/78/79 - 137 to 1020 MHz Low power long range transceiver. // Datasheet, March 2015. // www.semtech.com.

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ АНДРОИД-ПРИСТАВКИ

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

Салата В.Н.

Курочкин А.Е. – к.т.н., доцент

В данной статье рассматриваются современные телевизионные андроид-приставки, которые вносят новые формы взаимодействия с информационными технологиями. Проанализированы технические характеристики этих устройств, области их применения, основные возможности, а также перспективы развития.

Телевизионная андроид-приставка – это устройство, созданное для превращения телевизора в полноценное мультимедийное многофункциональное устройство с доступом в интернет. Большинство современных ТВ-приставок работают на платформе Android 4.0 и выше, однако существуют приставки работающие под управлением ОС Linux и iOS. Операционная система Android на данный момент является самой популярной платформой для приставок. Благодаря этому на сегодняшний день имеется широкий спектр возможностей, предоставляемых данной операционной системой. Основными из них являются: просмотр видео контента и телепередач, работа с офисными приложениями (Office Mobile, OfficeSuite), поиск информации в интернете с помощью установленных браузеров (Google Chrome, Firefox), общение в социальных сетях, интернет-звонки (Skype), прослушивание музыкальных дорожек с помощью аудиоплееров, а также возможность установки игр и приложений, предоставляемых сервисами Play Market. В корпоративном сегменте Android-приставку можно использовать как офисный компьютер, сервер для видеонаблюдения, средство связи для видеоконференций.

Сама андроид-приставка может быть выполнена в двух формфакторах. Первый тип прибора имеет небольшой корпус, схожий с wi-fi роутером. Данные устройства оснащаются большим количеством разъемов, которые дополняют функционал приставки. К аппарату можно подключать проводной Интернет используя LAN-разъем. При помощи USB входов есть возможность подключения кардридеров и флеш-накопителей. Расширить функционал андроид-приставки можно при помощи периферийных устройств: мыши, клавиатуры, веб-камеры, джойстиков и др. Второй тип напоминает флеш-накопитель с HDMI выходом. Данная приставка подключается непосредственно в телевизор. Это бюджетный вариант для воспроизведения видеофайлов в качестве FullHD и для выхода в Интернет. Плюсами данных приставок являются их компактность и мобильность.

В настоящее время альтернативой телевизионных андроид-приставок является технология интеграции цифровых интерактивных сервисов в современные телевизоры, которая носит название Умное телевидение (Smart TV). Данная концепция не так развита и на текущий момент функционал Smart TV уступает функционалу телевизионных андроид-приставок, однако данная технология стремительно дополняется программным обеспечением. Минусом умного телевидения является невысокая производительность и малая мощность электронной начинки, из-за чего разнообразие приложений не столь велико.

Основными техническими характеристиками телевизионных андроид-приставок выступают: тип центрального процессора, количество его ядер и тактовая частота; тип оперативной памяти и её объём; объём внутренней памяти и возможность установки дополнительного твердотельного накопителя, а также тип графического процессора. В современных андроид-приставках количество ядер центрального процессора может достигать восьми, при тактовой частоте до 2000 МГц. Тип оперативной памяти у большинства телевизионных приставок третьего поколения (DDR3), а объём от одного до двух гигабайт. Внутренняя память имеет объём от 4 до 32 гигабайт, однако большинство современных приставок позволяют расширить объём внутренней памяти путём подключения флеш-накопителей разных размеров, а при наличии необходимого разъёма SATA появляется возможность подключения внешнего HDD накопителя. Графическими процессорами у подавляющего большинства приставок выступает семейство процессоров Mali GPU от ARM.

У технологии телевизионных андроид-приставок есть большие перспективы развития. Производительность приставок с каждым годом растёт и по некоторым техническим характеристикам они превосходят домашние и офисные персональные компьютеры, из чего можно предположить, что такие технологии будут использоваться в качестве замены стационарных систем, имея меньшие габариты, при лучшей мобильности и сравнительно одинаковых возможностях.

Список использованных источников:

1. SmartTV приставка – улучшаем телевизор [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://televizor-info.ru/eto-interesno/smart-tv-pristavka-uluchshaem-televizor.html>
2. Smart TV и его операционные системы в 2018 году [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://smarttvnews.ru/smart-tv-i-ego-operatsionnyie-sistemyi/>
3. Что такое приставка Smart TV [Электронный ресурс]. – Режим доступа: smart-tv-news.ru/chto-takoe-smart-tv-pristavka
4. Smart TV приставка или как сделать телевизор умным [Электронный ресурс]. – Режим доступа: hobbyits.com/smart-tv-pristavka-ili-kak-televizor-sdelat-umnym/
5. Graphics and Multimedia Processors [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://developer.arm.com/products/graphics-and-multimedia/mali-gpus>

ОПТИМИЗАЦИЯ СКОРОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ УКВ РАДИОСТАНЦИЙ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ПРИЁМНИКОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ

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

Сенюк В.О.

Матюшков А.Л. – к.т.н., доцент

Для повышения эффективности радиоэлектронного подавления (РЭП) при создании умышленных помех необходимо правильно оценить тактическую ситуацию, т.е. определить расположение радиоэлектронных средств (РЭС) и их технические параметры. Для этого используют устройства радиотехнической разведки (РТР). Устройства РТР служат для обнаружения сигналов радиосистем, анализа их параметров и пеленгации источников. Обычно используют классическую схему супергетеродина, что не является достаточно эффективным решением [1].

Применение новейших цифровых многоканальных радиоприёмников ультракоротковолнового (УКВ) диапазона, в котором сосредоточены основные ППРЧ радиостанции противника, позволяет оперативно сканировать заданный частотный диапазон.

Использование аналогово-цифрового преобразователя (АЦП) и цифрового сигнального процессора (ЦСП) в каждом канале приёмника позволяет производить обработку данных в режиме реального времени (real time), не жертвуя при этом чувствительностью, разрешающей способностью по частоте, снижая вероятность пропуска моментов выхода в эфир радиоэлектронных средств противника.

Поэтому основным критерием оптимизации архитектуры многоканального приёмника, способного функционировать в режиме реального времени, является выбор быстродействующего ЦСП для выполнения операции быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Большинство тактических радиостанции ППРЧ работают в диапазоне УКВ от 30 до 108 МГц, с шагом сетки частот 12,5 – 25 кГц.

Оценка быстродействия ЦСП для выполнения БПФ с количеством выборок точки, в реальном масштабе времени с разрешением по частоте показала, что оптимальное количество каналов приёмника РТР равно 14. При этом ширина одного канала составляет 5,57 МГц.

Таблица 1. – Расчётные данные для центральных частот 14-канального приёмника

№	f_c , МГц	$f_{пч}$, МГц	ΔF , МГц	f_s , MSPS	B
1	32,67	42,67	5,57	24,38	1,9
2	38,25	48,25	5,57	27,57	2,15
3	43,84	53,84	5,57	23,93	1,87
4	49,42	59,42	5,57	26,41	2,06
5	54,99	64,99	5,57	23,63	1,85
6	60,57	70,57	5,57	25,66	2
7	66,15	76,15	5,57	23,43	1,83
8	71,72	81,72	5,57	25,14	1,96
9	77,29	87,29	5,57	23,28	1,82
10	82,87	92,87	5,57	24,76	1,93
11	88,44	98,44	5,57	23,16	1,81
12	94,01	104,01	5,57	24,47	1,91
13	99,59	109,59	5,57	23,07	1,8
14	105,17	115,17	5,57	24,25	1,89

где f_c – центральная частота сигнала;

$f_{пч}$ – промежуточная частота;

ΔF – ширина канала;

f_s – скорость квантования (дискретизации), принятую обозначать в MSPS (миллион преобразований в секунду);

B – коэффициент децимации.

Существующие модели УКВ радиостанций с ППРЧ имеют скорость перестройки несущих частот от 100 до 1000 скачков в секунду. Для скоростей перестройки 100, 240 и 1000 скачков в секунду время нахождения радиостанции на одной несущей частоте при передаче информации равняется 10000, 4166,7 и 1000 мкс соответственно [2].

Применение в синтезированной функциональной схеме многоканального приёмника различных ЦСП, представленные в таблице 2 (данные процессоров взяты из источников 3-5), позволяет обнаружить и обработать сигналы радиостанций с ППРЧ, при нахождении последних на одной частоте, от 40 до 65 раз (см. таблицу 3).

Таблица 2. – Технические характеристики ЦСП

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

Таблица 3. – Расчёт необходимого времени обнаружения и обработки существующих ППРЧ радиостанций

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

Сравнение скорости обработки БПФ массива в 1024 точки показывает, что процессор NVCom-01 превосходит своих конкурентов.

Список использованных источников:

1. Радиоэлектронная борьба. Цифровое запоминание и воспроизведение радиосигналов и электромагнитных волн / А. И. Куприянов [и др.]. – М. : Вузовская книга, 2009. – 306 с.
2. Помехозащищенность систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты: монография. / С.И. Макаренко [и др.]. – СПб. : Свое издательство, 2013. – 166 с.
3. Цифровой сигнальный процессор ADSP-TS201S [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://analog.com/>.
4. Цифровой сигнальный процессор 1967BH028 [Электронный ресурс]: <https://media.professional.ru/processor/topics/original/2017/02/12/>. – Режим доступа: [spec-1967vn028.pdf](https://media.professional.ru/processor/topics/original/2017/02/12/).
5. Цифровой сигнальный процессор NVCom-01 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/>.

СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ВИДИМОГО СВЕТА

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

Сотников Н.В.

Половенея С.И. – к.т.н., доцент

В работе рассматриваются основные факторы, которые необходимо учитывать при передаче информации с помощью видимого света. Рассматриваются методы беспроводной передачи информации с помощью света, а также используемые для этого виды модуляции.

Для беспроводной передачи информации на расстояния в реальном масштабе времени могут использоваться физические колебательные процессы в твердых, жидких, газообразных средах и вакууме. Наиболее удобными оказались электромагнитные волны радио и оптического диапазона. В силу преимуществ радиоволн перед оптическими, обусловленных особенностями их распространения в околоземном пространстве, а также большому разнообразию технологий их использования в технических средствах различного применения, в настоящее время в беспроводных системах и сетях телекоммуникаций на текущий момент доминируют радиоинтерфейсы [1]. Однако, одним из перспективных конкурентов радиоинтерфейсам является технология Light Fidelity (Li-Fi). Li-Fi это новая система беспроводной коммуникации посредством видимого света. Впервые этот термин придумал и употребил профессор Эдинбургского университета Гаральд Гаас в ходе конференции TED Talk в 2011 году.

Основным отличием системы Li-Fi является её скорость – максимальная заявленная скорость передачи информации посредством видимого света – до 224 Гбит/с, а вне экспериментальной среды была достигнута скорость в 1 Гбит/сек (для сравнения скорость большинства домашних Wi-Fi сетей не превышает 100 Мбит/сек) [2]. Так же преимуществом данного способа передачи информации является отсутствие необходимости наличия лицензии на использование, поскольку он использует видимый свет в диапазоне от 400 до 800 ТГц, что никак не конфликтует с радиосистемами передачи информации. Недостатками же данной технологии являются ограниченный ресурс дальности передачи информации, поскольку Li-Fi физически не может передать сигнал через стены либо на большие расстояния. Так же Li-Fi практически не способен работать на открытой местности в светлое время суток, что устанавливает определённые ограничения на возможности применения его повсеместно. Одним из главных минусов этой системы является возможность только скачивать информацию на больших скоростях, но не загружать её в сеть. Так же присутствует проблема отношения качества сигнала к безопасности – чем выше качество передаваемого сигнала, тем ниже безопасность передачи информации.

В рамках данной дипломной работы исследуется возможность передачи информации посредством технологии Li-Fi и её потенциальное применение в совокупности с другими способами беспроводной передачи информации.

Ограниченный радиочастотный спектр создает препятствия растущему спросу на высокую доступность и пропускную способность каналов беспроводной передачи информации. По данным CISCO, в 2021 году будет увеличено количество мобильных данных в 7 раз по сравнению с 2016 годом, как показано на рисунке 1 [3]. CAGR (Compound Annual Growth Rate/Совокупный среднегодовой темп роста) при этом составит 46%.

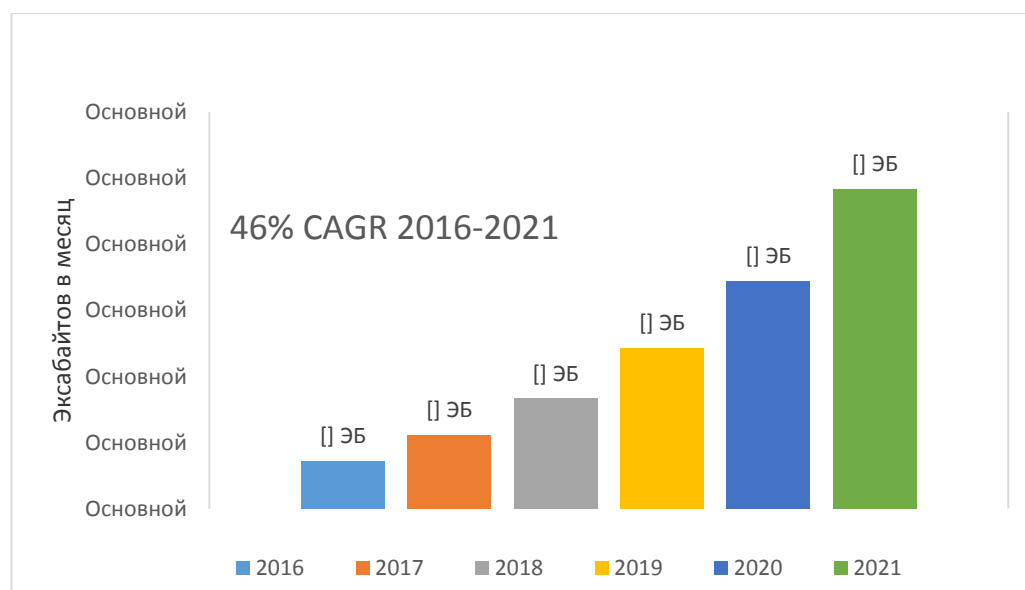


Рис. 1 – Глобальный мобильный трафик

Увеличение числа устройств, обращающихся к мобильным сетям, является основной причиной резкого увеличения трафика мобильных данных.

В связи с радиочастотной связью возникают следующие проблемы:

- а) Дефицит спектра в радиочастотной беспроводной связи.
- б) Помехи при приёмопередаче сигналов, поскольку большинство беспроводных устройств являются электромагнитными.
- в) Помехи при перелёте – согласно данным Федерального управления авиацией FAA, использование мобильных телефонов на борту самолёта может создать помехи системам связи и навигации.
- г) В системе беспроводной связи, которая требует очень низких требований к задержке (например, в автомобильной связи, системе безопасности), использование радиочастот не подходит из-за ограничений пропускной способности.
- д) Поскольку радиоволны легко проходят сквозь стены, то возникает проблема безопасности передачи информации.
- е) С увеличением мощности передачи радиоволн до определённого предела может возникнуть риск для здоровья человека.
- ж) ВЧ-связь страдает от энергоэффективности, потому что нам требуется отдельная установка для радиосвязи.

Чтобы преодолеть недостатки систем связи, которые используют радиочастоты, необходимо разработать новые коммуникационные технологии. Системы видимого света (VLC) используют видимый свет для связи, которые занимают спектр от 380 нм до 750 нм, что соответствует частоте от 430 ТГц до 790 ТГц. Проблема с низкой пропускной способностью в радиочастотной связи разрешена в VLC наличием большой полосы пропускания. Приемник VLC принимает сигналы только в том случае, если они находятся в той же комнате, что и передатчик, поэтому приемники вне помещения источника VLC не смогут получить и, таким образом, он обладает иммунитетом практически ко всем проблемам безопасности, возникающим в системах радиочастотной связи. Поскольку источник видимого света может использоваться как для освещения, так и для связи, то он экономит дополнительную мощность, необходимую для радиочастотной связи. С учетом вышеуказанных преимуществ, VLC является одним из перспективных кандидатов из-за особенностей нелицензированных каналов, высокой пропускной способности и низкого энергопотребления.

Список использованных источников:

- 33. Демидович Г. Н. Лекции по дисциплине ТТвЭСБ – БГУИР, 2017.
- 34. 3dnews [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://3dnews.ru/>.
- 35. Cisco, Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology, 2016–2021, September 15, 2017. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://www.cisco.com/>.

КОНТРОЛЛЕРЫ ЗАРЯДА ДЛЯ СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ

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

Степовой А.О., Кашпар А.А.

Шаталова В.В. – к.т.н., доцент

В работе рассматривается принцип работы, а так же отличия между контроллерами заряда для солнечных батарей.

Контроллер заряда аккумуляторной батареи — это одна из важнейших частей солнечной электростанции, отвечающая за контроль зарядного напряжения аккумулятора, режима зарядки, температуры и прочих параметров. Если не применять контроллер совсем, то при прямом подключении солнечной батареи к аккумулятору пойдет зарядный ток и напряжение на клеммах аккумулятора начнет постепенно расти, пока оно не достигнет предельного напряжения зарядки (которое зависит от типа аккумулятора и его температуры). Прямое подключение будет равнозначно присутствию контроллера моделей PWM или ON/OFF, поскольку в этом режиме эти модели просто соединяют вход и выход. При достижении предельного напряжения (около 14 Вольт), ON/OFF контроллер, который является самым дешевым из всех типов, просто отключит солнечную батарею от аккумулятора и заряд прекратится, хотя в реальности аккумулятор заряжен еще не полностью и для полной зарядки требует поддержания на нем предельного напряжения в течение еще нескольких часов. Эту задачу решает PWM контроллер, который при помощи широтно-импульсного преобразования (ШИМ или, по-английски — PWM) понижает напряжение солнечной батареи до нужного значения и поддерживает его.

Если же Вы не используете никакого контроллера, то Вам нужно постоянно следить при помощи вольтметра за зарядным напряжением и в нужный момент отключить солнечную батарею. И если Вы забудете ее отключить, то это приведет к перезаряду, выкипанию электролита и сокращению срока службы аккумулятора. Однако, если Вы и отключите ее вовремя или же используете простой ON/OFF контроллер, аккумуляторы останутся заряженными не полностью (примерно на 90%), а регулярный недозаряд в конечном итоге приведет к значительному сокращению их срока службы.

Существуют еще два важных фактора, которые должны быть учтены при заряде аккумуляторов. Качественные контроллеры заряда обязательно должны учитывать температуру аккумулятора и иметь температурную компенсацию зарядных напряжений, а также иметь выбор типа аккумуляторной батареи (AGM, GEL, жидко-кислотный), поскольку разные типы имеют разные зарядные кривые (разные напряжения в одних и тех же режимах). Отметим также, что для температурной компенсации может использоваться как встроенный температурный датчик, так и выносной. При использовании выносного температурного датчика, точность работы контроллера повышается.

Самым совершенным из всех существующих типов контроллеров является MPPT контроллер. MPPT в переводе с английского означает отслеживание точки максимальной мощности. Дело в том, что мощность солнечных батарей указана всегда именно в этой точке. Напряжение в точке максимальной мощности, например для 12-и вольтовых моделей солнечных батарей обычно равно 17,5 В. При использовании не MPPT контроллера, напряжение на выходе солнечной батареи равно напряжению на заряжаемом аккумуляторе и лежит в пределах 11-14,5В. Соответственно, мощность солнечных батарей используется не полностью и часть мощности теряется. И теряется ее тем больше, чем глубже был разряд аккумулятора.

Принципиальное отличие контроллера заряда MPPT от всех остальных состоит в том, что он находит и отслеживает точку максимальной мощности солнечной батареи и использует всю доступную мощность путем широтно-импульсного преобразования при всех режимах заряда, а не только при последнем режиме для поддержания предельного напряжения зарядки. Таким образом, использование MPPT контроллера позволяет увеличить количество используемой солнечной энергии от одной и той же батареи на 10-30% в зависимости от глубины разряда аккумулятора.

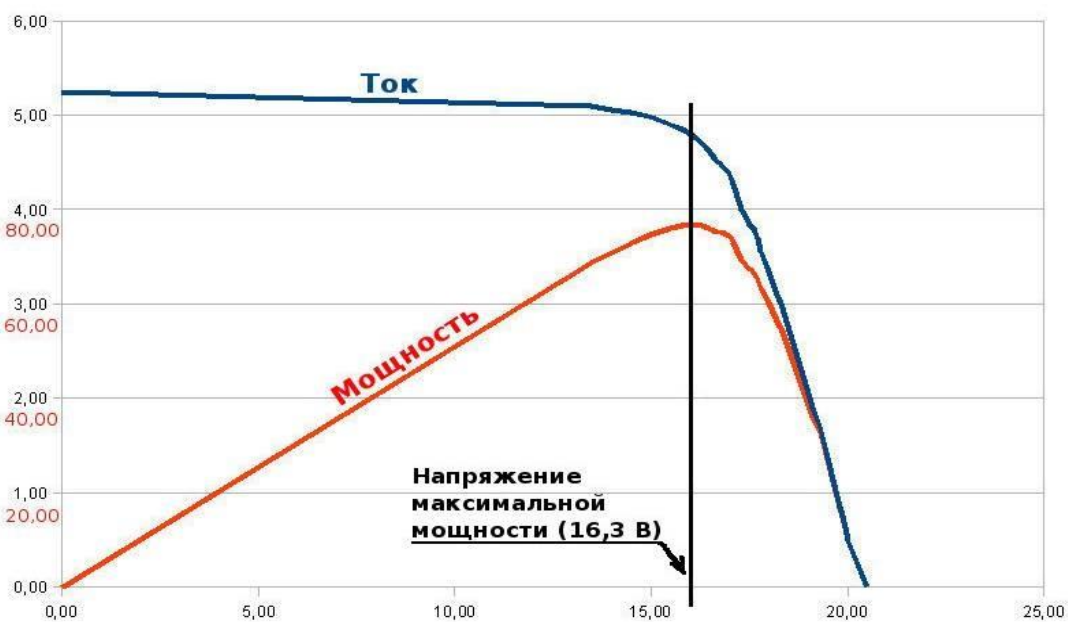


Рисунок 1 – Реальный график мощности и тока солнечной батареи 80 Вт в зависимости от напряжения

Итак, мы рассмотрели все существующие варианты контроллеров заряда и пришли к выводу, что самой совершенной моделью является MPPT. Модели PWM также достойны внимания, но придется мириться с неполным использованием мощности солнечных батарей. Полностью отказаться от контроллера или использовать модели ON/OFF не рекомендуется, т.к. это негативно скажется на сроке службы аккумуляторов.

Список использованных источников:

36. Антонио Луке: Развитие фотоэлектрической солнечной энергетики неудержимо // Экология и жизнь. №12(133).2012. – С.18-19.
37. Global market outlook for Photovoltaics 2014-2018. – EPIA, 2014. – p.17
38. Masson G., Latour M., Rekinge M., Theologitis A.T., Papoutsis P. Global Market Outlook: For Photovoltaics 2013-2017. – Brussels: European Photovoltaic Industry Association. Renewable Energy House, 2013. – 60 p.

РАСЧЕТ ЗОНЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ УКВ РАДИОСТАНЦИИ

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

Ступин К.В.

Матюшков А.Л. – к.т.н., доцент

В работе рассматриваются расчет зоны радиоэлектронного подавления УКВ радиостанции в диапазоне от 30 до 108 МГц. Расчет будет производиться для станций противника расположенных на расстоянии 150 метров между собой и мощностью станции передатчика $P_s = 5, 15$ и 25 Вт, а мощность станции передатчика постановщика помех $P_{ps} = 1, 5, 10, 20$ и 30 Вт.

Расчет зоны подавления будет производиться согласно формуле:

$$P_R = P_S - L_S + G_S - L + G_R - L_R \quad (1)$$

где P_S – мощность передатчика, L_S – затухание в кабеле передатчика, G_S – коэффициент усиления антенны передатчика, L – потери на распространении в пространстве, G_R – коэффициент усиления антенны приемника, L_R – затухание в кабеле приёмника, P_R – мощность сигнала на входе приемного устройства, которое создаёт передатчик с мощностью P_S .

Потери на распространение радиосигнала в пространстве рассчитываются по формуле:

$$L = 10 \lg \left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right), dB \quad (2)$$

где D – расстояние между приемником и передатчиком
Так же, для обеспечения нормальной связи необходимо, чтобы:

$$\Delta P = P_R - P_0 > 0 [dBm] \quad (3)$$

где P_0 – пороговая мощность шума на входе приемника:

$$P_0 = -174 + 10 \lg \frac{\Delta W}{1[\Gammaц]} + 10 \lg \frac{C}{III} + K_{ш} \quad (4)$$

где ΔW – ширина полосы радиосигнала, $\frac{C}{III}$ – отношение сигнал/шум, $K_{ш}$ – коэффициент шума на входе приемника равный от 2 до 5 dBm.

Затухание в кабеле передатчика и приемника примем равным 0. Так как антенны не направлены, а штыревые, то коэффициент усиление антенны передатчика и приемника также равен 0. Расчет производится для частоты радиосигнала 35 МГц, ширина канала приема 50 кГц. Отношение сигнала к шуму равно 10.

$$D = 150 \text{ м} \quad (5)$$

$$P_{S1} = 36,99 \text{ dBm}, \quad P_{S2} = 41,76 \text{ dBm}, \quad P_{S3} = 43,98 \text{ dBm} \quad (6)$$

$$L_S = L_R = 0, \quad G_S = G_R = 0 \quad (7)$$

$$\lambda = 8,57 \text{ м}, \quad \Delta W = 50 \text{ кГц} \quad (8)$$

$$\frac{C}{III} = 10, \quad K_{ш} = 4 \quad (9)$$

Потери на распространении в пространстве будут равны:

$$L = 10 \lg \left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right) = 10 \lg \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 150}{8,57} \right) = 23,42 \text{ dBm} \quad (10)$$

Подставив значения, вычислим мощность сигнала на входе приемника противника:

$$P_{R1} = P_{S1} - L = 36,99 - 23,42 = 13,57 \text{ dBm} \quad (3.13)$$

Рассчитаем пороговую мощность шума на входе приемника

$$P_0 = -174 + 10 \lg \frac{50 \cdot 10^3}{1[\Gammaц]} + 10 \lg 10 + 4 = -113 \text{ dBm} \quad (3.16)$$

$$\Delta P_1 = P_{R1} - P_0 = 13,57 - (-113) = 126,57 \text{ dBm} \quad (3.17)$$

Для всех трех мощностей передатчика связь будет обеспечена.

Построим графики зависимости мощности на входе приемника P_R от потерь на расстоянии рисунок 1.

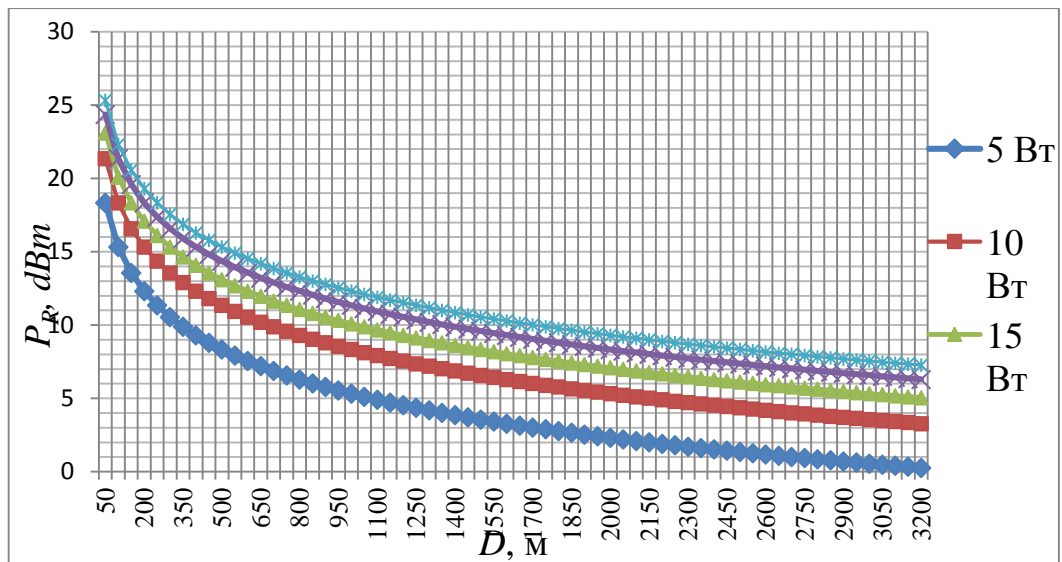


Рис. 1 – Графики зависимости мощности на входе приемника P_R от потерь на расстоянии до 3200 метров

Чтобы подавить станции противника необходимо обеспечить помехового сигнала на входе приемника выше, чем передатчик противника.

Произведем расчёт для постановщика помех установленного на БПЛА и имеющего направленную складную широкополосную измерительную антенну П6-121с. Коэффициент усиления антенны на частоте 35 МГц

$$G_S = 12,5 \text{ dBm} \quad (3.27)$$

$$D = \frac{\lambda \cdot 10^B}{4\pi}, \quad B = \frac{P_{PS} + G_S - P'_R}{10} \quad (3.28)$$

Вычислим максимальное расстояние, на котором будет выполняться неравенство $P'_R > P_R$ для всех мощностей передатчика противника и постановщика помех, результат занесем в таблицу 1:

Таблица 1 – Максимальное расстояние для подавления радиостанции противника мощностью P_S используя станции передатчика постановщика помех P_{PS} и направленную антенну с коэффициентом усиления 12,5 dBm

$P_{PS} \backslash P_S$	P_{S1}	P_{S2}	P_{S3}
P_{PS1}	533,3	177,8	106,7
P_{PS2}	2673	891,2	534,6
P_{PS3}	5333,2	1778,2	1066,6
P_{PS4}	10665,7	3556,2	2133
P_{PS5}	15995,3	5333,2	3198,8

Как видно из таблицы 1, используя передатчик помех мощностью 1 Вт, можно заглушить 25 Вт передатчик противника на расстоянии 106 метров, используя антенну с коэффициентом усиления 12,5 dBm.

Список использованных источников:

39. Путилин А.Н. Модель взаимодействия линии радиосвязи и станции радиоэлектронного подавления // Доклад на конф. «Региональная информатика 2012», 24-26 октября 2012 г. – СПб.: СПОИСУ, 2012..

40. Каневский З.М., Литвиненко В.П. Теория скрытности. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 1991. – 144 с.

41. Вартанесян В.А. Радиоэлектронная разведка. – М.: Воениздат, 1975. – 255 с.

СИСТЕМА ПРЕДОТВРАЩЕНИЯ УТЕЧКИ КОНФИДЕНЦИАЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ В КОРПОРАТИВНОЙ СЕТИ

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

Тарабаш Н.А.

Дворникова Т.Н. – м.т.н., старший преподаватель

Информация в наше время является наиболее ценным ресурсом и поэтому сегодня достаточно сложно встретить компании, которые не уделяют должного внимания вопросам защиты информации. Безопасность информации и предотвращение ее потери представляет серьезную проблему для компаний, поскольку число инцидентов, как и затраты на устранение их последствий, продолжает расти.

Конфиденциальная информация является критически важным объектом любой организации, а ее утечка может негативно сказаться на нематериальных активах компании и ее деловой репутации. Для предотвращения утечек данных внедряется автоматизированная корпоративная политика, которая захватывает защищенные данные до того, как она покинет границы корпоративной сети. Такое решение известно, как предотвращение потери данных или DLP (Data Loss Prevention).

Предотвращение потери данных идентифицирует, контролирует и защищает передачу данных путем глубокой проверки содержимого и анализа параметров транзакций (таких как источник, место назначения, объект данных и протокол) с централизованной структурой управления. В общем случае, обнаруживает и предотвращает несанкционированную передачу конфиденциальной информации.



Функциональные возможности DLP – системы

Одной из главных тенденций развития является переход от «заплаточных» систем, состоящих из компонентов от различных производителей, решающих каждый свою задачу, к единым интегрированным программным комплексам. Причина подобного перехода очевидна: комплексные интегрированные системы избавляют специалистов по информационной безопасности от необходимости решать проблемы совместимости различных компонентов «заплаточной» системы между собой, позволяют легко изменять настройки сразу для больших массивов клиентских рабочих станций в организациях, а также позволяют не испытывать сложностей при переносе данных из одного компонента единой интегрированной системы в другой. Также движение разработчиков к интегрированным системам идет в силу специфики задач обеспечения информационной безопасности: ведь если оставить без контроля хотя бы один канал, по которому может произойти утечка информации, нельзя говорить о защищенности организации от подобного рода угроз.

Еще одной важной тенденцией в сфере DLP является постепенный переход к модульной структуре, когда заказчик может самостоятельно выбрать те компоненты системы, которые ему необходимы (например, если на уровне операционной системы отключена поддержка внешних устройств, то нет необходимости доплачивать за функциональность по их контролю).

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ В ПЕРЕДАТЧИКАХ МАГИСТРАЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ

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

Тармола С.А.

Титович Н.А. – к.т.н., доцент

В работе рассматриваются новые разработки интегральных синтезаторов частоты (СЧ) используемые в связанных радиопередатчиках КВ-диапазоне и УКВ-диапазонах. Сравниваются характеристики СЧ с ФАПЧ и СЧ на основе DDS.

Сегодня СЧ является одним из самых ответственных узлов связанных радиостанций. Основные требования к ним: высокая стабильность частоты, отсутствие модуляции выходного сигнала фоном и наводками, высокая чистота спектра, малый уровень собственных шумов. До недавнего времени большинство блоков СЧ радиостанций КВ и УКВ диапазонов, как гражданского, так и специального назначения, строились на основе транзисторов и простейших цифровых интегральных микросхем (ИМС) по схеме с одним или несколькими кольцами ФАПЧ и в конечном исполнении представляли собой отдельный совсем не миниатюрный блок. Бурное развитие мобильных сотовых систем и перемещение их в СВЧ диапазон стимулировало появление в течение последних 10-15 лет целого ряда ИМС, позволяющих реализовать СЧ в одном корпусе. В связи с некоторой инерционностью модернизации давно освоенного диапазона 1 — 500 МГц количество разработок интегральных СЧ для КВ и УКВ радиостанций до недавнего времени было значительно меньше. Однако сегодня у разработчиков новой аппаратуры уже есть выбор и блок СЧ занимает минимальный объем в приемопередатчике, обладая при этом высокой надежностью. Следует отметить, что внедрение в системы связи цифровых форматов, применение псевдослучайной перестройки частоты (ППРЧ) также отразилось на особенностях построения современных интегральных СЧ.

Основной структурой при построении интегральных СЧ благодаря минимальному уровню фазовых шумов в установившемся режиме остается схема с ФАПЧ. Одним из вариантов построения СЧ является, использующая внешний кварцевый генератор опорной частоты (ОГ), микросхема ФАПЧ со встроенными делителями для опорного и формируемого выходного сигнала, а также схемой сравнения в виде частотно-фазового дискриминатора. Сигнал рассогласования формируется выходным каскадом детектором ошибки и подается через внешний ФНЧ (петлевой фильтр) на внешний ГУН. В промышленно выпускаемых микросхемах с ФАПЧ используется цифровой детектор ошибки с выходом по току, где выходной каскад реализован в виде зарядовой помпы (Charge Pump). Подобная схема реализации обладает рядом преимуществ по сравнению с классическим детектором с выходом по напряжению: большая линейность, низкая стоимость [1]. Классическим примером описанного построения СЧ является схема на базе ИМС ADF4001 производства компании Analog Device. Она содержит маломощный цифровой ФД ошибки, два делителя (R и N) и прецизионную схему накачки заряда (Charge Pump). Данная микросхема относится к категории низкочастотных ФАПЧ и предназначена для работы в схемах генераторов 10 - 200 МГц. Делители с программируемыми целочисленными коэффициентами деления ($R = 1 - 16383$ и $N = 1 - 819$) позволяют получить широкий спектр выходных частот. При построении высокостабильных перестраиваемых СЧ вместе с ADF4001 используются внешние ГУН, ОГ и петлевой ФНЧ. Как пример, на рис. 1 приведена принципиальная схема включения ADF4001 при использовании ее для построения СЧ.

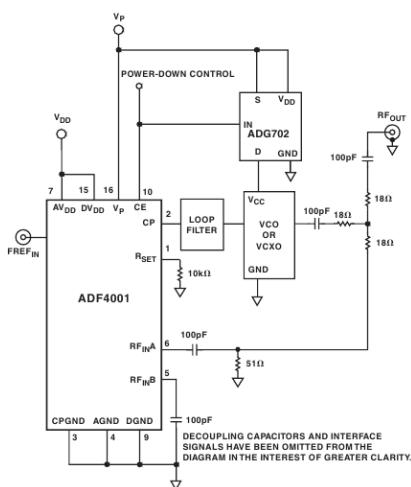


Рис. 1 – Принципиальная схема включения ADF4001 в составе синтезатора частоты

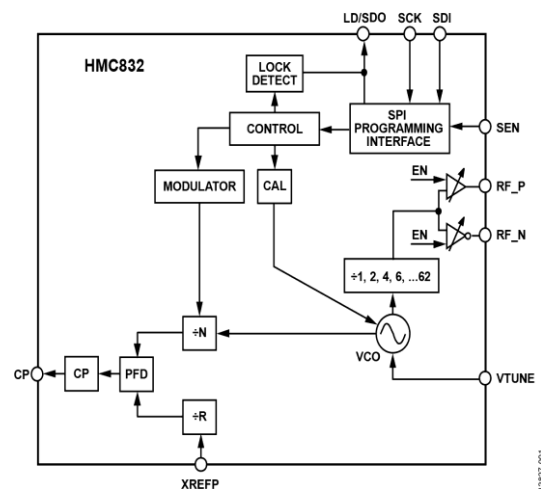


Рис. 2 – Функциональная схема СЧ HMC832

Микросхема ADF4001 удобна при построении СЧ для КВ-диапазона. В радиостанциях с однополосной модуляцией чаще всего используется схема инфрадинного приемника сигналов. В этом случае используется промежуточная частота, превышающая верхнюю частоту диапазона, например, 45 МГц [2]. При этом на ADF4001 строится общий для приемника и передатчика СЧ диапазона 46,6 — 75 МГц. В передатчике используется широкополосный смеситель, выделяющий сигнал рабочего диапазона 1,6 — 30 МГц. Если же в схеме передатчика использовать квадратурный модулятор с модуляцией на рабочей частоте, то применять ADF4001 нельзя, так как ее нижняя рабочая частота составляет 10 МГц. Достаточно широко на отечественном рынке ИМС синтезаторов частоты на основе ФАПЧ представлена также известная компания National Semiconductor [3]. Серии одноканальных микросхем с ФАПЧ LMX2306/16/26, 2310U/1U/2U/3U, 2324, 2346/7 работают в диапазоне от 45 МГц до 2,8 ГГц предназначены для работы в составе портативной аппаратуры, устройствах мобильной связи, приемниках GPS. Как и микросхемы Analog Device, они отличаются простой схмотехникой и используются совместно с внешним ГУН, ОГ и ФНЧ.

Второй вариант построения интегрального СЧ — применение микросхем с ФАПЧ и встроенным ГУН. Одни из первых разработок таких ИМС СЧ компании Analog Device представлены семейством микросхем ADF4360-0.../8. Схема содержит встроенные ГУН, цифровой ФД на основе компаратора и зарядовой помпы, входной делитель с коэффициентом деления R (1 — 16383) и петлевой делитель также с целочисленным коэффициентом деления с параметрами: P — 8, 16, 32 и 64; A от 0 до 31; B от 3 до 8191. Но ADF4360 работает в диапазоне от 45 МГц, что не позволяет перекрыть нижнюю часть УКВ диапазона, и при этом требует подключения внешнего ОГ с максимальной частотой 250 МГц. Поэтому, более удобной для разработок СЧ в диапазоне 1-500 МГц является микросхема HMC832, предназначенная для работы в диапазоне 25 — 3000 МГц, функциональная схема которой, изображенной на рис. 2. ИМС HMC832 позволяет реализовать СЧ во всем УКВ диапазоне, а также в КВ радиостанциях с приемником инфрадинного типа. При этом модуляцию в КВ диапазоне можно вести и на рабочей частоте.

Значительный прогресс в развитии микропроцессорных устройств обусловил скачок в развитии СЧ на основе прямого цифрового синтеза DDS. Это привело к тому, что DDS стали встраиваться в микросхемы СЧ. Недостатки СЧ с ФАПЧ: инерционность системы, и СЧ с DDS — превышение в ряде случаев допустимого уровня шумов, можно устранить в перспективных разработках. Схема одной из них представлена на рис.3 [4].

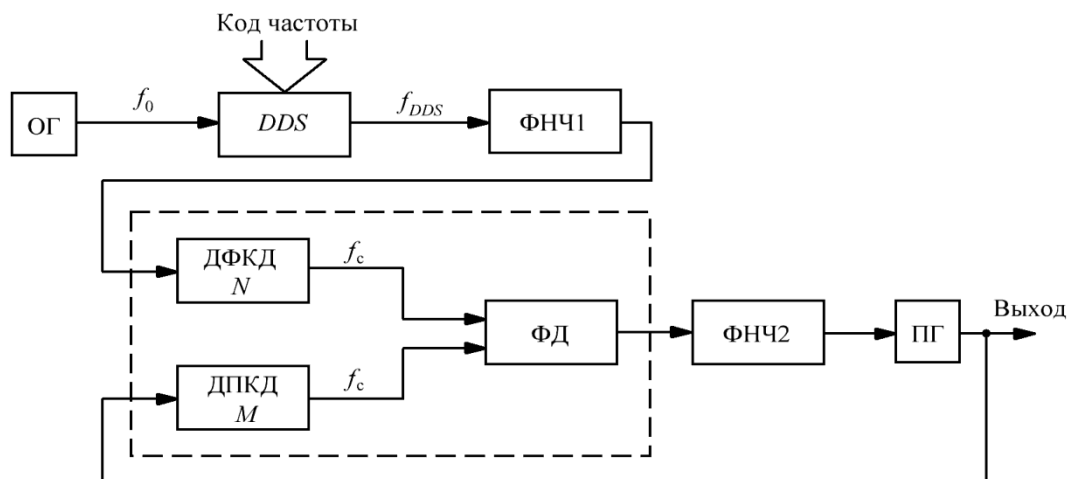


Рис.3. Гибридная схема синтезатора с ФАПЧ и DDS в качестве ОГ.

В гибридном синтезаторе вместо опорной частоты для ФАПЧ СЧ используется выходная частота DDS. Несмотря на то, что DDS имеет фазовые шумы на уровне ОГ, а уровень побочных компонентов после фильтрации не хуже, чем у качественного ОГ, петля ФАПЧ действует на выходной сигнал как полосовой фильтр первого порядка. Половина ширины пропускания этого фильтра равна полосе пропускания ФНЧ петли. ФНЧ2 ФАПЧ действует как перестраиваемый полосовой фильтр, центральная частота которого всегда равна выходной частоте, несмотря на то, что реализован он в виде неперестраиваемого ФНЧ. В результате, все побочные составляющие, лежащие вне полосы пропускания этого фильтра, будут ослаблены.

Список использованных источников:

1. Михалев П. Микросхемы ФАПЧ и синтезаторы на их основе производства компании Analog Device./ Компоненты и технология. — 2006. -№4.
2. Ред Э. Справочное пособие по высокочастотной схмотехнике. - М.: Мир, 1990. - 256 с.
3. Штрапенин Г. Интегральные радиочастотные синтезаторы частоты с ФАПЧ National Semiconductor./ Компоненты и технология. — 2006. -№1.
4. Ридико Л.И. DDS: прямой цифровой синтез частоты // Компоненты и технологии. - 2001. № 7-8.

МОНИТОРИНГ СОСТОЯНИЯ ОБОРУДОВАНИЯ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА СКАЛОГРАММЫ

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

Толкач Р.В.

Давыдов И.Г. – к.т.н., доцент

В данной работе рассматривается применимость скалограммы как инструмента мониторинга оборудования для оценки его технического состояния.

Вибродиагностика – метод диагностирования технических систем и оборудования, основанный на анализе параметров вибрации, либо создаваемой работающим оборудованием, либо являющейся вторичной вибрацией, обусловленной структурой исследуемого объекта. Как и другие методы технической диагностики, решает задачи поиска неисправностей и оценки технического состояния исследуемого объекта [1].

Методы вибрационной диагностики роторного оборудования основываются на анализе спектров вибрации и спектров огибающей вибрации. Во многих практических применениях вибрационной диагностики есть необходимость в непрерывном мониторинге состояния оборудования. Это обусловлено отсутствием подробной информации о диагностируемом оборудовании (кинематическая схема, срок эксплуатации, техническое состояние на момент начала диагностики и т.д.).

Важное свойство скалограммы – возможность оценки энергетического вклада отдельных компонент сигнала. При таком подходе скалограмма нормируется с энергетической точки зрения, так как скалограмма – это частотно-временное представление сигнала, учитывающее его корреляционно-энергетическое свойства.

Для оценки энергетического вклада на основе скалограммы используется выражение

$$\overline{Sc}(f) = \frac{f}{\sqrt{2} \cdot Fs} \frac{\text{var}(Wf)}{\text{var}(s(t))}. \quad (1)$$

где Wf – матрица вейвлет-преобразования; $s(t)$ – вибрационный сигнал; Fs – частота дискретизации; $\text{var}(x)$ – дисперсия процесса x ; f – вектор частот для расчета скалограммы [2].

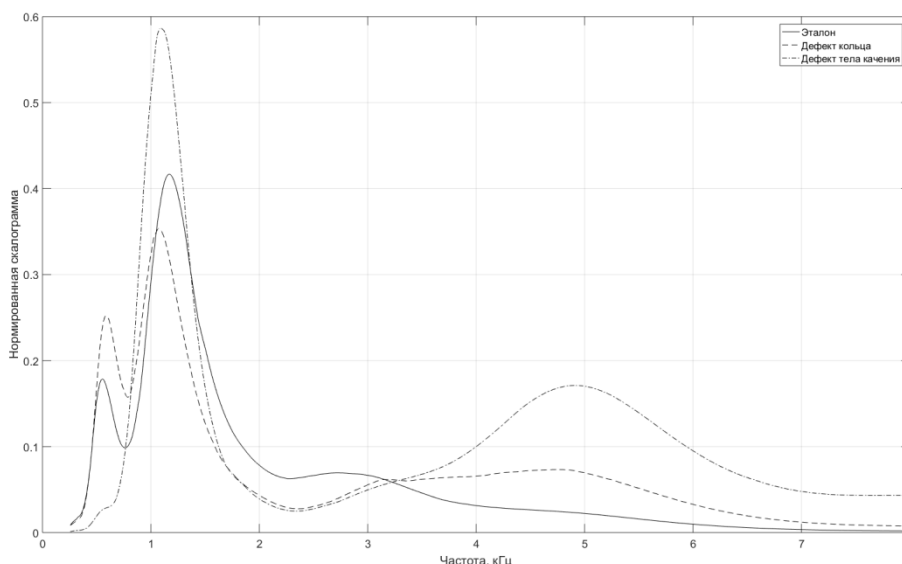


Рис. 1 – Скалограмма для различных дефектов подшипника качения

Таким образом применение скалограммы обеспечивает возможность мониторинга состояния оборудования.

Список использованных источников:

42. Абрамов, И.Л. Вибродиагностика энергетического оборудования : учебное пособие по дисциплине «Диагностика в теплоэнергетике» / И. Л. Абрамов. – Кемерово, 2011. – 80 с.
43. Mallat S.G. A Wavelet Tour of Signal Processing. The Sparse Way / Academic Press, 2009 – 805 p.

СРАВНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДИРОВАНИЯ

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

Хмелевский А.В.

Потапов В. Д. – к. т. н., доцент.

В настоящей работе ставится задача сравнить эффективность современных алгоритмов помехоустойчивого кодирования: кодирование Рида – Маллера, Рида – Соломона, сверточного кода и турбо-кода.

В работе рассматривались код Рида – Маллера с длиной блока 8 бит и кодовой скоростью $\frac{1}{2}$, код Рида – Соломона примерно той же избыточности и длиной блока 7 бит. Рассматривались также сверточный и турбокод, в этих кодах в качестве ограничения принималось время декодирования пакета, которое при условии современной элементной базы оказалось незначительно влияющим фактором [1].

Для решения поставленной задачи в среде MatlabSimulink были созданы модели цифровых систем связи (ЦСС) с различными кодерами в своем составе. Для оценки эффективности различных кодов были получены зависимости:

- вероятность битовой ошибки (BER — BitErrorRate) от отношения энергии одного бита к спектральной плотности мощности шума (E_b/N_0);
- вероятность пакетной ошибки (PER — PacketErrorRate) от E_b/N_0 ;

Описание имитационной модели Simulink.

Структурная схема имитационной модели ЦСС изображена на рис. 1.

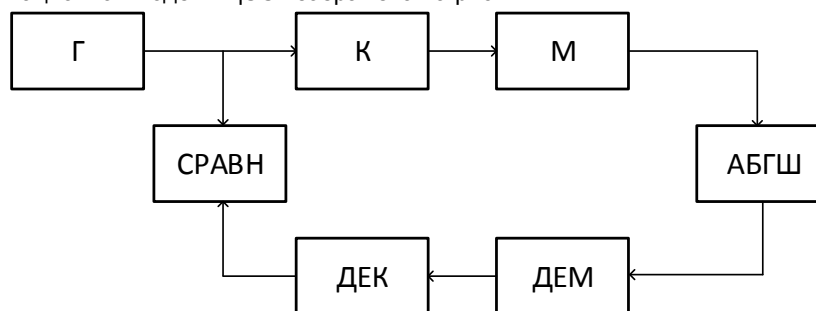


Рис. 1. Схема имитационной модели:

Г — генератор псевдослучайной битовой последовательности; К — кодер; М — модулятор; АБГШ — модель канала с АБГШ; ДЕМ — демодулятор; ДЕК — декодер; СПАВН — программный блок сравнения последовательностей

В качестве генератора псевдослучайной битовой последовательности используется генератор Бернулли, который генерирует последовательность нулей и единиц, разбитую на фреймы с длиной, соответствующей длине пакета.

Модель канала связи с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ) изменяет отношение E_b/N_0 . В настройках блока указывается число информационных бит на символ и длительность символа в секундах. Энергия сигнала равна 1 Вт. В качестве модуляции использовалась фазовая манипуляция с числом позиций $M = 2$ (2-ФМ). Последовательности объединяются в пакеты по 1024 бита, после кодирования соответственно длина пакета будет равна 2048 битам.

Модель демодулятора выделяет две квадратуры сигнала, ликвидирует поворот фазы созвездия, после чего принимает решение о принятом символе [2].

Задавая отношение E_b/N_0 , в программном блоке сравнения последовательностей можно, например, получить значение вероятности битовой ошибки [3].

Результаты имитационного моделирования. Основная характеристика, описывающая эффективность кода — BER в зависимости от E_b/N_0 . На рис. 2 видно, что наименьшее отношение E_b/N_0 на всем исследуемом интервале у турбо-кода, после него — сверточный код. И значительно хуже работают коды Рида – Соломона и Рида – Маллера. Поскольку описываемые коды используются для пакетной передачи данных, рассмотрим другую характеристику, которая более точно описывает реальную применимость кода: PER от E_b/N_0 (рис. 3). Эта зависимость получена при условии, что необходима передача без ошибок, т.е. пакет стирается, если произошло ошибочное восстановление.

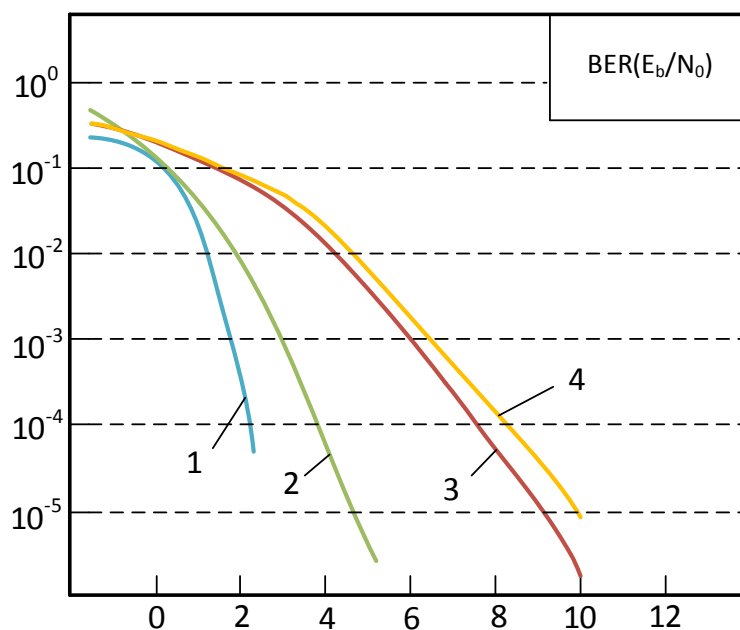


Рис. 2. BER в зависимости от E_b/N_0 для различных кодов:

1 — турбо-код; 2 — сверточный код; 3 — код Рида – Соломона; 4 — код Рида –Маллера

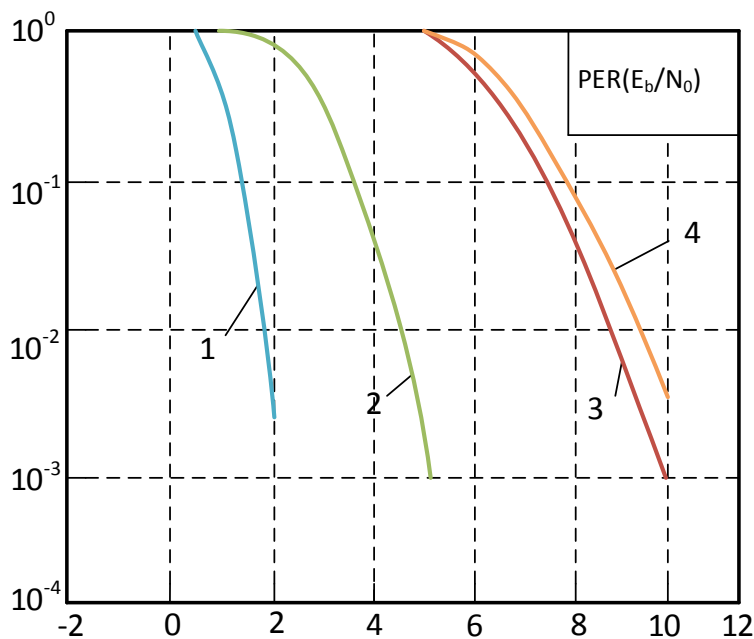


Рис. 3. PER в зависимости от E_b/N_0 для различных кодов:

1 — турбо-код; 2 — сверточный код; 3 — код Рида – Соломона; 4 — код Рида –Маллера

Заключение. Среди рассмотренных методов помехоустойчивого кодирования наименьшую вероятность битовой и пакетной ошибки имеют турбо-коды. Это означает, что для задач, в которых пакет с ошибками стирается и PER не превышает заранее заданного предела, они подойдут лучше остальных.

Список использованных источников:

1. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. М.: Техносфера, 2005. – 320 с.
2. М. Вернер Основы кодирования. Учебник для ВУЗов. Москва: Техносфера, 2004. - 288с.
3. В.Дьяконов. MATLAB 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5. Основы применения. Полное руководство пользователя. Солон-Пресс. 2002.

УЧЕБНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ПОДГОТОВКИ СПЕЦИАЛИСТОВ В СФЕРЕ РАДИАЦИОННОГО КОНТРОЛЯ

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

Цариков В.О.

Дробот С.В. – к.т.н., доцент

В работе представлен учебно-исследовательский комплекс для подготовки специалистов в области систем радиационного контроля и управления для Белорусской АЭС. Использование разработанного комплекса при обучении специалистов будет способствовать повышению эффективности учебного процесса и качеству подготовки специалистов.

Для обеспечения энергетической безопасности и устойчивого социально-экономического развития Республики Беларусь высокими темпами ведется строительство первой Белорусской АЭС, параллельно которому реализуется Государственная программа по подготовке кадров для ядерной энергетики Республики Беларусь на 2008-2020 годы. Одной из задач данной программы является создание учебно-лабораторной базы учебных заведений. В Белорусском государственном университете информатики и радиоэлектроники в рамках этой программы осуществляется подготовка специалистов в области электронных систем контроля и управления для Белорусской АЭС.

Для осуществления обучения по дисциплинам «Автоматизированные системы управления технологическими процессами АЭС», «Методы и устройства регистрации ионизирующих излучений» и «Дозиметрия и защита от излучений», а также выполнения дипломных проектов и подготовки магистерских работ был разработан учебно-исследовательский комплекс. Основное назначение разработанного комплекса – изучение методов и приборов для регистрации ионизирующих излучений, способов защиты от радиации, а также систем радиационного контроля. Комплекс позволяет организовать выполнение 3-х циклов лабораторных работ по названным дисциплинам фронтальным методом с использованием реального оборудования, действующего на атомных электростанциях.

Данные модули лаборатории обеспечивают выполнение цикла лабораторных работ, направленных на исследование различных методов измерения основных характеристик ионизирующих излучений и способов защиты от ионизирующих излучений, различных методов и устройств регистрации ионизирующих излучений и некоторых типов автоматизированных систем управления технологическими процессами на атомной электростанции.

Структурная схема комплекса представлена на рис. 1 и включает следующие компоненты:

- Сервер;
- Автоматизированные рабочие места студентов (АРМ 1 – АРМ 8);
- Устройство преобразования протоколов (Шлюз);
- Многофункциональный контроллер сигналов нижнего уровня (МФК 1 – МФК 2);
- Устройства сигнализации (УС 1 – УС 2);
- Блоки детектирования (УД 1 – УД 24);
- Многофункциональное устройство для печати и копирования (МФУ);
- Устройство хранения данных (УХД);
- Коммутатор сигналов с каналом Wi-Fi.

Сервер лаборатории представляет собой персональный компьютер, содержащий серверное программное обеспечение автоматизированной системы радиационного контроля (АСРК).

В состав АРМ студентов входят персональный компьютер с клиентским программным обеспечением АСРК, контрольно-измерительное оборудование для проведения измерений.

Шлюз используется для преобразования протоколов передачи данных с нижнего уровня АСРК на верхний уровень АСРК.

В данном комплексе изучаются особенности построения и функционирования трех основных типов блоков детектирования, используемых на АЭС:

- блок детектирования на основе комбинированного сцинтилляционного детектора (БДИГ-35Р), который предназначен для определения объемной активности бета и гамма излучающих радионуклидов в жидкости;
- блок детектирования на основе счетчиков Гейгера-Мюллера (БДБГ-06П), который предназначен для измерения мощности эффективной дозы фотонного (гамма- и рентгеновского) излучения;
- блок детектирования на основе полупроводникового детектора (БДРГ-42Р), который предназначен для измерения мощности поглощенной в воздухе дозы гамма-излучения.

Формирование сигналов нижнего уровня АСРК производится с помощью реальных устройств детектирования, сигналы которых поступают на МФК сигналов нижнего уровня для предварительной обработки и передачи на верхний уровень АСРК.

Компоненты верхнего уровня комплекса объединены посредством локальной вычислительной сети с использованием коммутатора сигналов по протоколу Ethernet. Соединение МФК и шлюза обеспечивается по

каналу с протоколом RS-485.

Хранение результатов выполнения лабораторных работ и вывод на печать обеспечиваются с помощью устройства хранения данных и многофункционального устройства для печати и копирования.

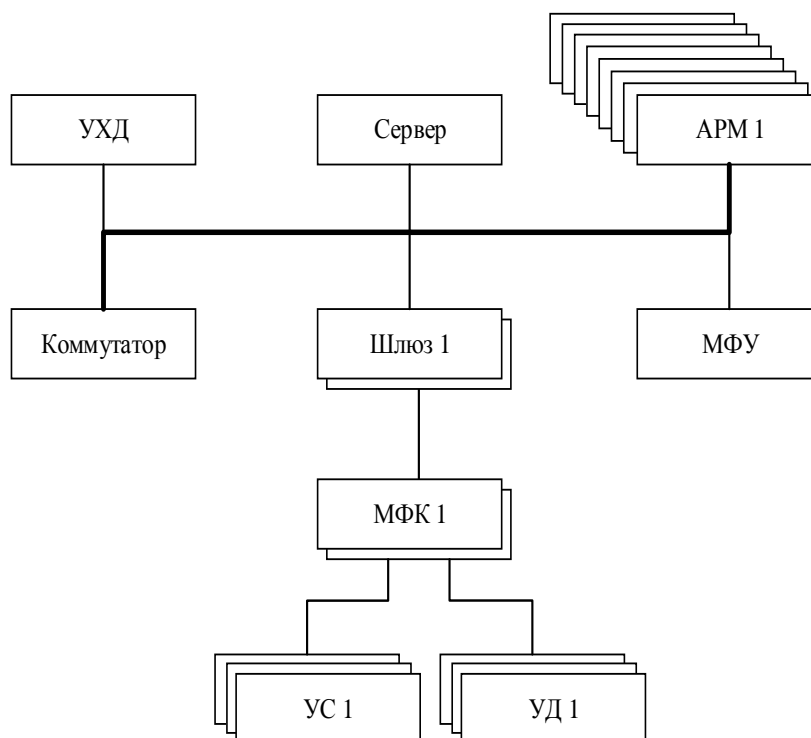


Рис. 1 - Структурная схема комплекса

Разработанный комплекс позволяет изучить основные методы регистрации ионизирующих излучений, ознакомиться с существующими способами защиты от радиации, а также даёт возможность эмуляции реальных систем радиационного контроля. Использование данного комплекса при обучении специалистов будет способствовать повышению эффективности учебного процесса, а также положительно влиять на качество подготовки специалистов.

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

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

Цыганков Н.А.

Здоровцев С.В. – к.т.н., доцент

Для контроля параметров функциональных радиоэлектронных средств (ФРС) используют различные измерительные приборы, системы, комплексы, позволяющие исследовать электрические параметры и характеристики физических объектов. При этом может быть использовано как реальное измерительное оборудование, имеющее возможность непосредственной связи с персональным компьютером (ПК) через внешний интерфейс, так и виртуальное, полностью управляемое ПК.

Объединение аппаратно-программных средств измерения и обработки измерительной информации с ФРС представляет собой измерительный комплекс (ИК), предназначенный для контроля параметров радиоэлектронных средств.

Структура ИК приведена на рисунке 1. Основными составными узлами ИК являются элементы ФРС и информационно-измерительная система (ИИС), включающая блок управления (БУ), блок измерения (БИ), блок обработки измерительной информации (БО).

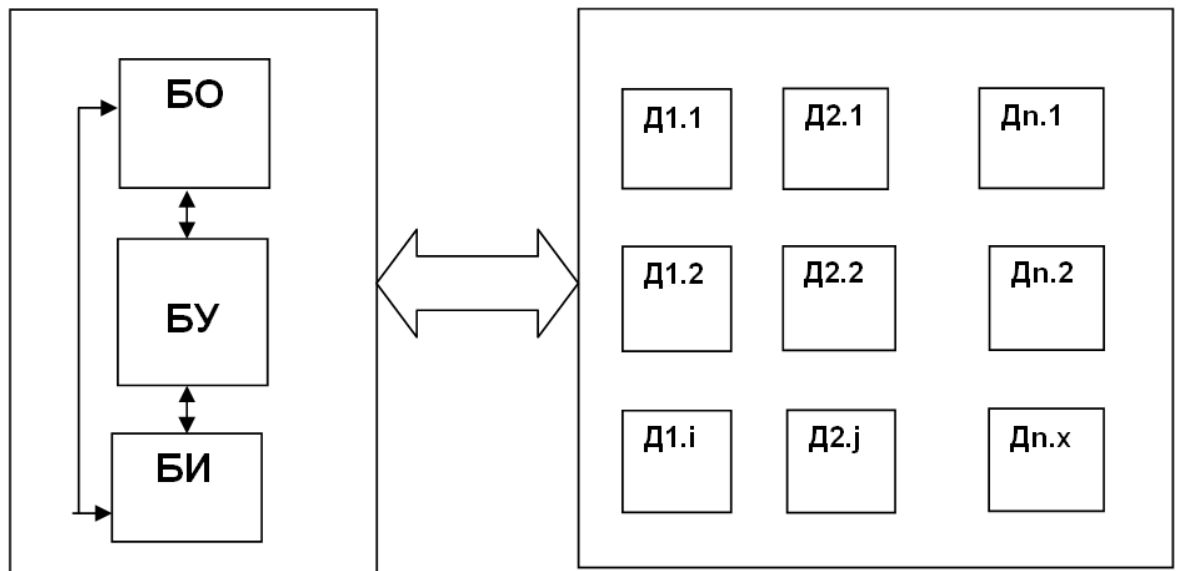


Рис. 1 – Структурная схема ИК

ФРС могут иметь различную структуру и техническое исполнение в зависимости от многообразия решаемых задач. ФРС могут подразделяться по функциональному назначению ($D_1, D_2 \dots D_n$) и заданным режимам функционирования ($D_{1.1}, D_{1.2} \dots D_{1.i}$ и т.д.). Основным условием реализации ФРС в составе ИАПК является их совместимость с ИИС.

ИИС структурно состоит из трех функциональных групп. Первая группа включает блок управления (БУ), обеспечивающий заданные режимы работы ИИС, в зависимости от исследуемых ФРС. Вторая группа ИИС представляет собой блок измерительный (БИ), включающий комплект измерительных приборов с соответствующим программным обеспечением. Третья группа представляет собой блок обработки (БО) измерительной информации. В случае построения ИИС на базе ПК в состав БО входят математическое, алгоритмическое и программное обеспечение ИИС. Каждая из групп может видоизменяться в зависимости от способа контроля параметров и функционального назначения ИИС.

Рассмотренная структура ИК может быть использована при создании учебного оборудования для организации лабораторных практикумов по подготовке специалистов радиотехнических специальностей ВУЗов.

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ СИСТЕМЫ СОПРОВОЖДЕНИЯ ОБЪЕКТА ПО ДАННЫМ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЙ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

г. Минск, Республика Беларусь

Шабан А.С.

Семашко П.Г. – к.т.н., доцент

В настоящее время при постановке помех радиолокационным информационным системам сопровождения становится актуальным сопровождение объектов по данным видеонаблюдений (телевизионных или тепловизионных). К таким системам предъявляются достаточно жесткие требования к величине ошибок сопровождения при высокой динамике изменения направления на объект. Ошибка автоматического сопровождения объекта не должна превышать значений единиц угловых минут. Как правило, такие системы представляют двухконтурными: внешний электромеханический контур следит за абсолютной угловой координатой, внутренний - электронный сопровождает относительную координату в угле зрения камеры. На рисунке 1 представлена структурная схема сопровождения по одному из каналов.

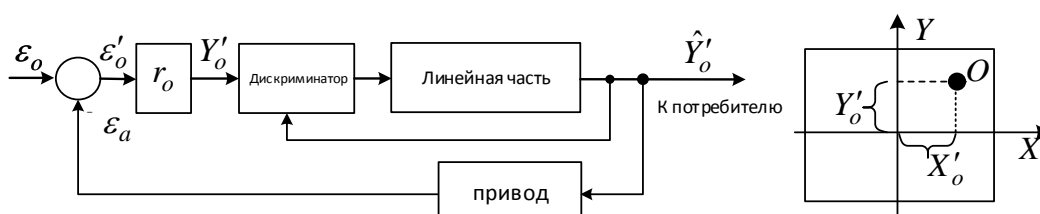


Рис. 1 - Функциональная схема электронного контура

В статье рассматривается вопрос синтеза электронного контура сопровождения относительной координаты объекта Y'_0 в угле зрения камеры на основе фильтра Калмана. В матричном виде уравнение наблюдения (1) имеет вид

$$y(k) = \mathbf{H}(k)\mathbf{x}(k) + g(k) \quad (1)$$

где $\mathbf{x}(k)$ – расширенный вектор состояний ($Y'_0(k)$ – линейная ошибка в угле зрения камеры, $\theta(k)$ – угол наклона вектора скорости объекта в неподвижной системе координат и $w(k)$ – ускорение объекта); $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$; $g(k)$ – дискретный белый гауссовский шум с нулевым математическим ожиданием и дисперсией D_g ; k – номер шага измерения.

В качестве модели задающего воздействия использована модель [1]

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{F}(k-1)\mathbf{x}(k-1) + \mathbf{G}(k-1)\boldsymbol{\omega}(k-1) \quad (2)$$

где $\mathbf{F}(k-1)$ – динамическая матрица пересчета; $\boldsymbol{\omega}(k-1)$ – векторный белый шум с известной корреляционной матрицей; $\mathbf{G}(k-1)$ – матрица спектральных плотностей порождающего шума.

Структура, реализующая алгоритм фильтрации по минимуму дисперсии ошибки фильтрации $Y'_0(k)$ (без учета обнаружения объекта, его оконтуривания и определения центра инерции объекта) представлен на рисунке 2.

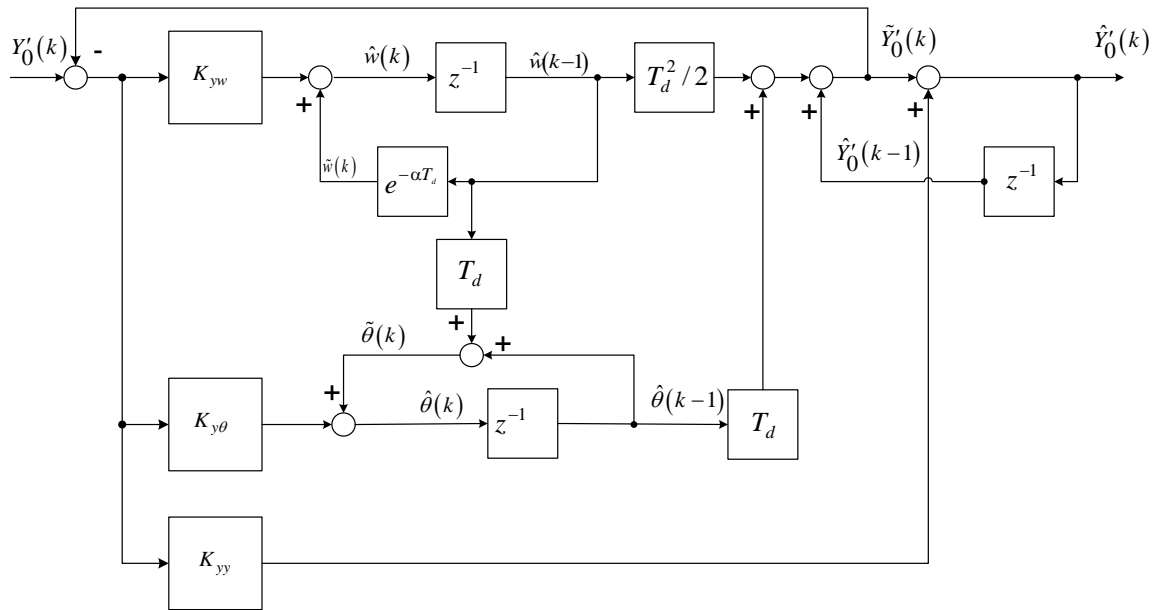


Рис. 2 - Структура схема электронного измерителя

где $\hat{x}(k)$ - вектор оценок фильтруемого процесса; $\tilde{x}(k)$ - вектор экстраполированных оценок процесса; $\mathbf{K}(k)$ - матрица коэффициентов усиления; T_d - период дискретизации.

Разработана имитационная модель системы в среде Matlab, проведен анализ точности квазиоптимального измерителя в установившемся режиме.

Список использованных источников:

1. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. - Киев: Изд-во КВіЦ, 2000. - 428 с.: ил.

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРЕСЕЛЕКТОРА ПО ПАРАМЕТРАМ ЭФФЕКТИВНОЙ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ

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

Шведов Д.В.

Горбачев К.Л. – к.т.н., доцент

Одним из многих требований при конструировании приемного устройства является достижение высокого уровня избирательности, т.е. способности радиоприемника выделять из всех различных по частоте входящих сигналов только те сигналы, на частоту которых он настроен. Так как число передающих радиостанций, воздействующих на антенну радиоприемника, велико, приемник должен обладать способностью во много раз ослаблять прием сигналов тех мешающих станций, которые даже незначительно отличаются по частоте от принимаемой.

Важную роль в улучшении реальной избирательности сигнала играют преселекторы. Наиболее эффективными являются узкополосные преселекторы, которые способны значительно ослабить сигнал на побочных частотах, т.е. на зеркальной, промежуточной и других частотах, отличающихся от принимаемой, при минимальном ослаблении полезного сигнала.

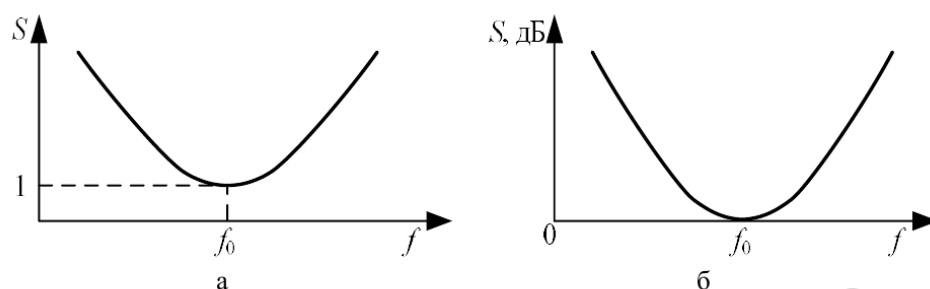
Избирательность - параметр характеризующий способность приемника выделять полезный сигнал из помех. В задании оговариваются требования к линейной избирательности: ослабление помех от станций, близких по частоте к принимаемой («соседних каналов»), зеркальных помех и помех, частота которых близка к промежуточной. Ослабление соседних каналов обуславливается шириной полосы при ослаблении в 10, 100 и 1000 раз.

«Нелинейная» избирательность определяется величиной и числом сигналов, обусловленных взаимодействием мешающих сигналов между собой, с принимаемыми сигналами и с частотой гетеродина или ее гармониками. В результате этих взаимодействий образуются колебания промежуточной частоты. Различные виды избирательности основаны на том, что РПУ отличает сигнал по некоторым признакам присущие только сигналу

Параметры односигнальной избирательности определяют селективные свойства приёмника в условиях, когда нет нелинейных эффектов. Многосигнальная избирательность (МНИ) возлагается только на преселектор приёмника, настроенный на радиочастоту сигнала в эфире. Основная задача - максимально оптимизировать преселектор приемного устройства.

Существует несколько видов избирательности по которым будет оптимизироваться преселектор, такие как:

- 1) Односигнальная избирательность (представлена на рисунке 1)
- 2) Двухсигнальная
- 3) Многосигнальная (представлена на рисунке 2)



а – линейный масштаб по оси S ; б – логарифмический масштаб по оси S

Рис. 1 – графики односигнальной избирательности

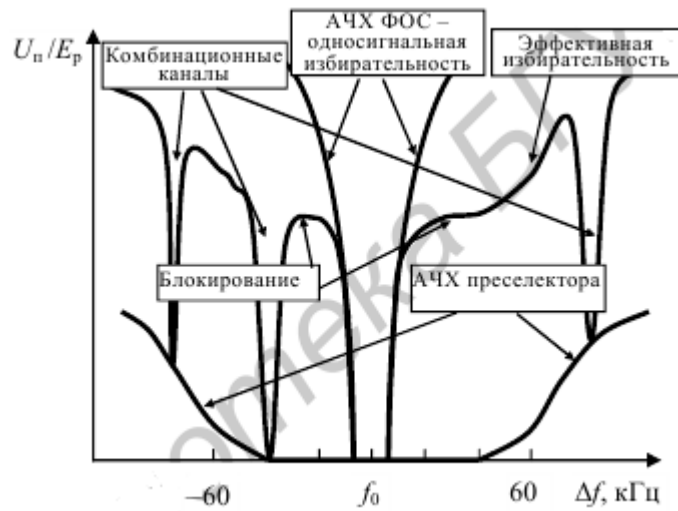


Рис. 2 – графики многосигнальной избирательности

Для разработки оптимизированного преселектора радиоприемного устройства, можно снять параметры по каждой из видов избирательности без преселектора, выбрав наилучшие точки и принять их за критерии оптимизации. Далее переходим к созданию математической модели, моделированию и макетированию преселектора. После получения расчетных и экспериментальных значений можно делать выводы о возможности и целесообразности оптимизирования преселектора по параметрам эффективной избирательности.

Список использованных источников:

[1] Курочкин, А. Е. Электронный учебно-методический комплекс по дисциплине «Радиоприёмные устройства» / А.Е.Курочкин [Электронный ресурс]. – 2006. – Режим доступа: http://abitur.bsuir.unibel.by/m/12_116608_1_50347.pdf.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ УСТРОЙСТВА КОГЕРЕНТНОГО НАКОПЛЕНИЯ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА

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

Шишков П.С.

Гринкевич А.В. – к.т.н., доцент

В работе рассматривается алгоритм корреляционного устройства когерентного накопления отраженного сигнала на видеочастоте. Построена математическая модель в среде MATLAB и произведен анализ его характеристик и эффективности.

Современная радиолокационная система будь она активной, либо пассивной имеет в структуре обработки принятого сигнала устройство накопления. Это обусловлено тем, что мощность сигнала, с которым работают РЛС, может достигать порядка $10^{-12} - 10^{-16}$ Вт. Понятно, что непосредственно такой сигнал использовать для обнаружения целей как минимум сложно. В связи с этим, сигналы, отраженные от цели (это еще предстоит выяснить в обнаружителе), накапливаются, что отражается в повышении отношения сигнал/шум. Различают когерентный и некогерентный способ накопления. Первый способ основан на междупериодной корреляции и гребенчатой структуры полезного сигнала. Второй – на различии законов распределения некогерентно накопленного шума и некогерентно накопленной смеси полезного сигнала и шума. В недорогих радиолокаторах нередко отказываются от когерентного накопления ввиду его сложности, заменяя его некогерентным. Это приводит к ухудшению выделения полезного сигнала на фоне помех, что приводит к уменьшению однозначной дальности радиолокатора.

При когерентном накоплении сигнала выполняются следующие операции:

1. Коррекция доплеровского набега фазы сигнала за период повторения $\Delta\vartheta = \Omega_{дс} T_{п}$,
2. Совмещение во времени одиночных сигналов,
3. Синфазное (когерентное) сложение N сигналов на всем интервале наблюдения.

Т.о. алгоритм когерентного накопления с заключительной операцией детектирования описывается следующим выражением

$$z = \left| \sum_{k=1}^N e^{-ik\Delta\vartheta} F_k \right|^2,$$

где $F_k = M_k + H_k$ – смесь сигнала и шума.

Математическая модель когерентного накопления отраженного сигнала состоит из модуля имитатора сигнала, модуля самого когерентного накопления и модуля оценки характеристик работы когерентного накопления (рис. 1).

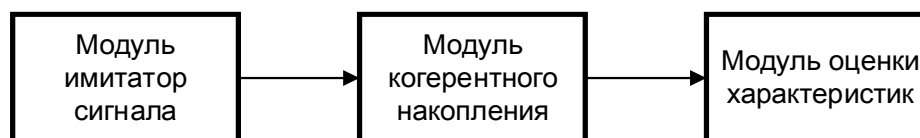


Рис. 1 – Структурная схема математической модели когерентного накопления

Полученная модель позволяет оценить характеристики и эффективность когерентного накопления для заданных параметров отраженного сигнала. Помимо этого, модель может быть использована в качестве одного из блоков для моделирования работы радиолокатора.

Список использованных источников:

44. Охрименко, А.Е. Основы извлечения, обработки и передачи информации/ А.Е. Охрименко. Ч. 2 – Минск 1994.
45. Гринкевич, А.В. Радиолокация: учеб. пособие / А.В. Гринкевич. – Минск: БГУИР, 2015. – 190 с. : ил.
46. Ботов, М.И. Основы теории радиолокационных систем и комплексов: учеб. / М.И. Ботов, В.А. Вяхирев; под общ. ред. М.И. Ботова. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2013. – 530 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОСПРИИМЧИВОСТИ ЦИФРОВЫХ МИКРОСХЕМ К ВОЗДЕЙСТВИЮ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ

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

Шлома С.Л.

Титович Н.А. – к.т.н., доцент

Одной из важнейших проблем, которую приходится решать разработчикам современных радиоэлектронных систем (РЭС), является обеспечение надежной работы радиоаппаратуры в условиях воздействия электромагнитных помех (ЭМП). Опыт, накопленный отечественными и зарубежными специалистами, показывает, что помехоустойчивость РЭС в конечном итоге определяется помехоустойчивостью её элементной базы. Этим и обусловлена необходимость проведения исследований влияния электромагнитных помех на работоспособность полупроводниковых приборов и интегральных схем, как наиболее уязвимых элементов, а также разработки мер по снижению их восприимчивости к действию ЭМП.

При выборе метода исследования восприимчивости полупроводниковых приборов (ПП) и интегральных схем (ИС) к воздействию ЭМП необходимо руководствоваться следующими основными критериями [1]:

- получение максимума информации об изменении характеристик и параметров ПП и ИС в условиях действия помех;
- достоверность получаемой информации, т.е. точность определения уровней воздействующих помеховых сигналов и значений контролируемых параметров;
- минимизация затрат на проведение исследований;
- приближение условий эксперимента к реальной помеховой обстановке.

Применение кондуктивного способа подачи помехи при оценке восприимчивости позволяет получить максимум информации об изменении параметров ПП и ИС, повышает точность определения уровня поглощенной исследуемым элементом энергии помехового сигнала, а также снижает затраты на проведение эксперимента, в частности, за счет уменьшения мощности имитаторов ЭМП [2].

Структурная схема экспериментальной установки для исследования восприимчивости цифровых микросхем к воздействию ЭМП представлена на рисунке 1.

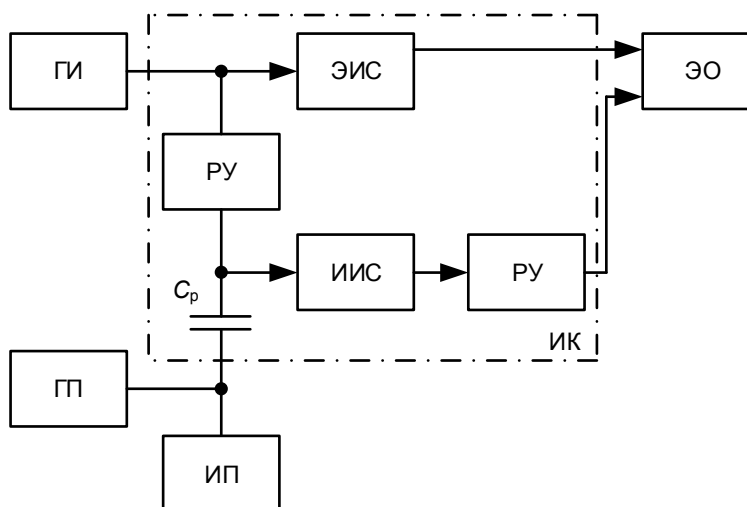


Рис. 1 – Структурная схема экспериментальной установки

Работа схемы основана на сравнении выходных сигналов исследуемой (ИИС) и эталонной (ЭИС) интегральных схем, выполняющих одинаковые функции.

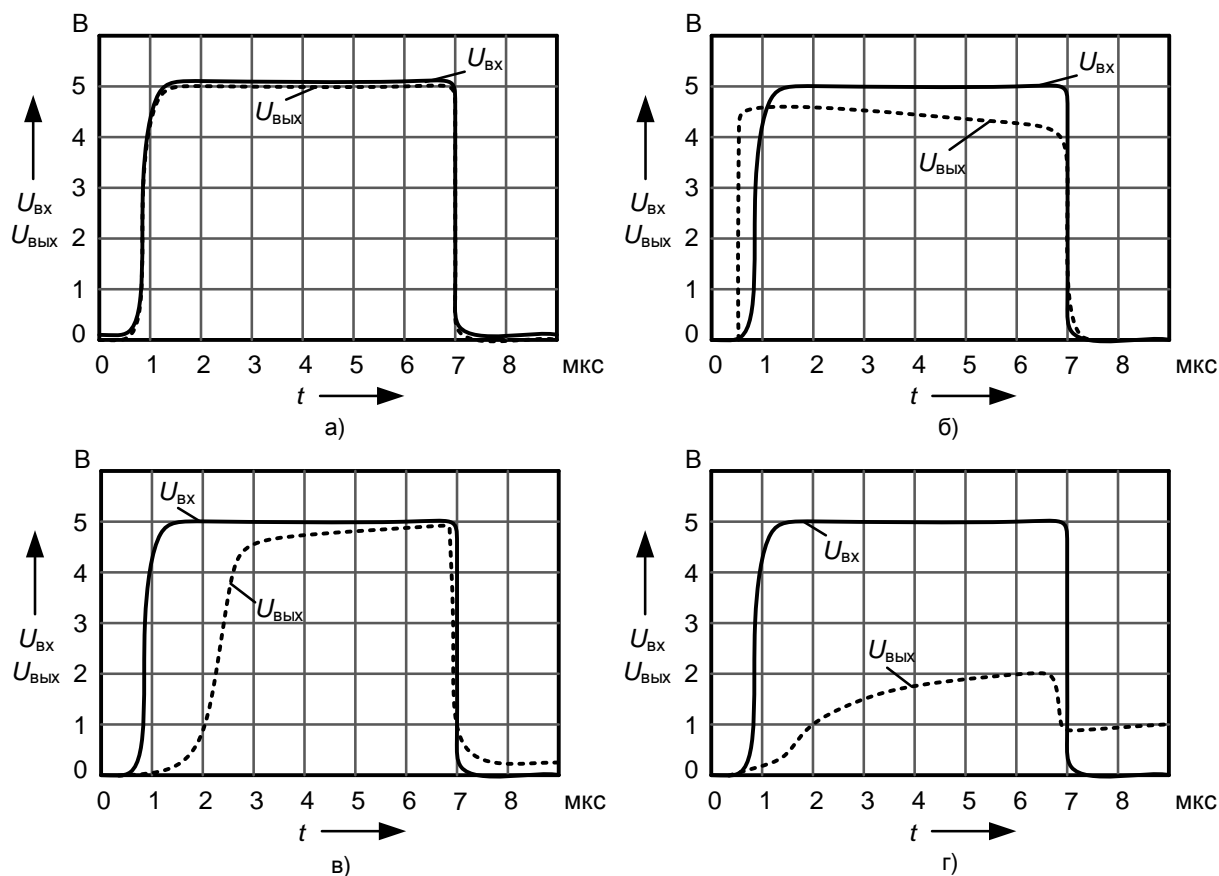
Импульсная последовательность от генератора импульсов (ГИ) поступает на ЭИС и ИИС одновременно. На ИИС через разделительную ёмкость C_p от генератора помехи (ГП) поступает гармонический помеховый сигнал с частотой, превышающей граничную рабочую частоту микросхемы. Помеха может подаваться поочередно на все выходы ИИС: вход, выход, шину питания и т.д. Для исключения влияния ЭМП на другие цепи схемы предусмотрены развязывающие устройства (РУ). В качестве РУ целесообразно использовать ключевые каскады на мало восприимчивых к воздействию помех транзисторах и микросхемах, и недопустимо применение индуктивно-емкостных фильтров, т.к. это приводит к увеличению времени переходных процессов при переключении и к искажению выходного сигнала ИИС, а, следовательно, и к ошибкам при оценке изменения динамических параметров.

ЭИС, ИИС и РУ расположены в измерительной камере (ИК). С целью исключения влияния друг на друга и на другие элементы, ЭИС и ИИС экранированы. Сверху и снизу ИК закрывается металлической крышкой. Для установки ИИС и ЭИС в ИК предусмотрены специальные разъемы. Обе микросхемы включаются в соответствии с требованиями технических условий на испытания. При смене типа исследуемых микросхем произ-

водится подключение новой камеры. Для подачи помехового сигнала на ИИС и измерения напряжения ЭМП на передней стенке ИК расположены ВЧ разъемы.

С выхода ЭИС и ИИС два сигнала поступают на входы двухлучевого осциллографа. Наблюдая изменение импульса исследуемой микросхемы под действием помехи на экране осциллографа, можно оценить и измерить отклонение уровней логического нуля и логической единицы, а также времени задержки при включении и выключении, от эталонного значения. При этом при помощи ВЧ вольтметра измеряется значение напряжения U_n , приводящее к данному отклонению.

На рисунке 2 представлено изменение выходного сигнала ИС относительно входного при воздействии различных уровней сигнала помехи.



а – $U_n = 0$ В; б – $U_n = 2$ В; в – $U_n = 4$ В; г – $U_n = 8$ В

Рис. 2 – Изменение выходного сигнала ИС под действием ЭМП

За критерий восприимчивости ИС к воздействию ЭМП принимается отклонение одного из контролируемых параметров ИС на значение превышающее пороговое:

- выходное напряжение логической единицы U_{OH} – не менее 2,0 В;
- выходное напряжение логического нуля U_{OL} – не более 0,3 В;
- изменение времени задержки распространения при включении и выключении ЛЭ – не более ± 100 нс.

Таким образом, подавая радиопомеху через разделительную емкость непосредственно на вывод исследуемого элемента можно с помощью известных методов достаточно точно определить уровни поглощенной им энергии помехового сигнала [3]. Исследуя изменения параметров ПП и ИС при поочередной подаче радиопомех на все их выводы, можно определить наиболее восприимчивые из них. Приведенная выше схема и описанная методика положена в основу лабораторной работы по курсу "Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств" для студентов радиотехнических специальностей.

Список использованных источников:

1. Титович, Н.А. Оценка влияния электромагнитных помех на динамические параметры цифровых схем / Н. А. Титович // Радиотехника и электроника. – Минск: Выш. шк., Вып. 20. – С. 84 – 87.
2. Rodgers, J. Diffusion Model of Nonlinear HPM Effects in Electronics / J. Rodgers, T.M. Firestone, V.L. Granatstein. [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://www.ipr.umd.edu/MURI2001/FinalReview0714-/05_Rodgers.pdf.
3. Korte, S. Breakdown behavior of electronics at variable pulse repetition rates / S. Korte, H. Garbe // Adv. Radio Science, 2006. – N 4, pp. 7 – 10.

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ СИСТЕМ КОРРЕКЦИИ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ

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

Юлов Г.А.

Даавыденко И.Н. – к.т.н., доцент

В этой работе рассматриваются общие факторы влияющие на эффективность компенсации помех автокомпенсатора, детально описывается проблема неидентичности характеристик основного и компенсационного каналов, осуществляется анализ эффективности различных методов коррекции частотных характеристик приемных каналов.

На сегодняшний день актуальной задачей радиолокации является защита от воздействия мешающих излучений. Основным способом защиты от мешающих излучений является применение автокомпенсаторов. Одним из факторов, значительно влияющих на эффективность компенсации помех автокомпенсатора, является неидентичность характеристик каналов приема.

Неидентичности характеристик приёмных каналов обусловлены случайным характером искажений характеристик в приемном и компенсационном канале. При одинаковых искажениях характеристик каналов взаимнокорреляционные связи сигналов на выходе приёмных каналов не нарушаются. При условии сохранения взаимнокорреляционных связей сигналов и помех, при их прохождении через приёмные тракты, автокомпенсаторы мешающих излучений способны обеспечить значительное подавление внешних помех. При прохождении через приёмные каналы, мешающие излучения подвергаются декоррелирующему воздействию на них характеристик приёмных каналов. Влияние неидентичностей частотных характеристик на эффективность компенсации мешающих излучений проявляется в следующих воздействиях:

- снижение коэффициента междуканальной корреляции сигналов на выходе каналов;
- ошибки при вычислении весового коэффициента автокомпенсатора w в компенсационном канале.

При коррекции частотных характеристик приёмных каналов автокомпенсатора активных помех стремятся сделать частотные характеристики компенсационных каналов как можно более близкими к частотной характеристике основного приёмного канала. При этом нет точного знания частотной характеристики основного приёмного канала, так как частотная характеристика основного приёмного канала в той же мере подвержена случайным искажениям, что и частотные характеристики компенсационных каналов.

Поэтому является актуальной задача синтеза систем и алгоритмов коррекции не зависящих от точного знания частотной характеристики основного приёмного канала автокомпенсатора, т.е. систем и алгоритмов, инвариантных к частотной характеристике основного канала. На рисунке 1 предложена схема адаптивного корректора характеристик с аппроксимацией частотной характеристики степенным рядом.

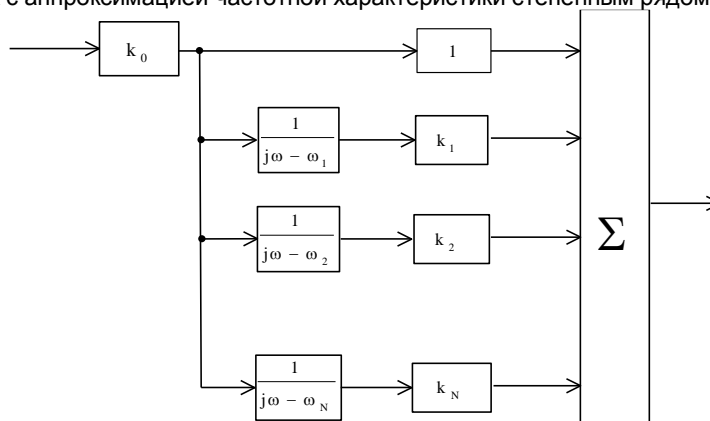


Рис. 1 – Схема адаптивного корректора характеристик с аппроксимацией частотной характеристики степенным рядом

В приводимой схеме множитель на коэффициент k_0 обеспечивает фазовый сдвиг для компенсации задержки распространения по раскрытию антенны, а множители на k_i обеспечивают выравнивание частотных характеристик приёмных каналов. В этом случае осуществляется раздельное выравнивание фазового сдвига, обусловленного задержкой распространения и неидентичностей каналов.

Список использованных источников:

1. Абрамович Ю.И., Качур Г.В., Стручев В.Ф. Методы цифровой коррекции многоканальных локационных приёмников // Радиотехника и электроника. – 1982.
2. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. - М.: Радио и связь, 1989

ДАТЧИК ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МИКРОКЛИМАТА ПОМЕЩЕНИЙ

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

Юшкевич В.В., Хабибуллин А.Д.

Актуальность датчика для определения микроклимата помещений.

Микроклимат в рабочей зоне определяется, действующими на организм человека, сочетаниями температуры, влажности, освещенности.

При недостаточной или неравномерной освещенности ощущается усталость глаз и переутомление, что приводит к снижению работоспособности, при избытке освещенности осуществляется слепящее действие.

Повышенная влажность затрудняет теплоотдачу организма путем испарений при высокой температуре воздуха, способствует перегреву и вызывает обострение аллергических реакций, а при низкой температуре, наоборот, усиливает теплоотдачу, способствуя переохлаждению, недостаток влажности вызывает высыхание и раздражение слизистых оболочек.

При повышенной и пониженной температуре снижается работоспособность человека. При повышенной температуре может возникнуть тепловой удар или перегревание организма, а при пониженной переохлаждение.

Оптимальны такие параметры микроклимата, которые при длительном и систематическом воздействии на человека обеспечивают сохранение нормального функционального и теплового состояния организма без напряжения реакций терморегуляции, что создает ощущение теплового комфорта и служит предпосылкой для высокой работоспособности. Поддержание оптимального микроклимата возможно только в том случае, если предприятие (организация) оснащено датчиками и установками кондиционирования микроклимата. В остальных случаях следует обеспечивать допустимые микроклиматические условия, т.е. такие, при которых хотя и могут возникать напряжения терморегуляции организма, но не выходят за пределы его физиологических приспособительных возможностей. При этом не возникают нарушения состояния здоровья, но может наблюдаться ухудшение самочувствия и понижение работоспособности [3].

При перевозке грузов высокая влажность способствует окислению металлических поверхностей, высокой температуре может деформироваться корпус изделия.

Следовательно различные датчики микроклимата служат для регуляции и обеспечения оптимального микроклимата помещений.

Техническая реализация датчика.

В общем случае, одними из основных требований, предъявляемых к подобным устройствам, являются компактность и низкое энергопотребление. Рассматриваемое устройство выполнено на микроконтроллере серии PIC18F2620, может питаться от Li-Ion батареи (3.7 В) или USB интерфейса, достаточно компактное, имеет интерфейс настройки, часы реального времени, схему подзарядки батареи и интерфейс USB-UART для конфигурирования и обмена данными. Регистрация всех данных с датчиков выполняется с отметкой времени на карте памяти microSD.

Как было отмечено выше, устройство может питаться от аккумулятора или от внешнего источника 5 В (USB порт). Помимо этого схема питания позволяет заряжать аккумулятор от USB порта – для этого используется микросхема MCP73832-2ACI/OT компании Microchip с резистором R2 4.7 кОм (не 10 кОм, как указано в схеме) для установки зарядного тока на уровне 200 мА (Рисунок 3, 5). Для питания устройства применяется Li-Ion аккумулятор 3.7 В / 1100 мАч. Светодиоды D4 (красный) и D5 (зеленый) – индикаторы заряда, а свечение D1 (зеленый) свидетельствует о питании устройства от USB.

Схема управления питанием является самой «горячей» точкой схемы, в режиме заряда аккумулятора. Тем не менее, эта высокая температура не является критической, и при таком подходе аккумулятор полностью заряжается за 5 часов.

Напряжение питания микроконтроллера и периферии 3 В, поэтому используется LDO регулятор напряжения TPS76930DBVR с максимальным выходным током 100 мА и типовым падением напряжения 115 мВ. Еще один LDO регулятор напряжения (U10) применен в схеме питания USB-UART конвертера. Входное напряжение на данный регулятор поступает только от USB интерфейса, поэтому, когда устройство не подключено к USB, регулятор и конвертер USB-UART обесточены.

Напряжение аккумулятора измеряется с помощью интегрированного АЦП микроконтроллера по аналоговому каналу RA3. Резистивный делитель (R19, R20) необходим для адаптации максимального значения напряжения аккумулятора (4.2 В по окончании зарядки) к максимальному напряжению на аналоговом входе микроконтроллера (3.0 В).

При указанной схеме управления питанием и Li-Ion аккумуляторе емкостью 1100 мАч длительность автономной работы устройства составляет примерно 10 дней. В программе микроконтроллера не используются какие-либо режимы пониженного энергопотребления. Датчик потребляет 5 - 6 мА - это включая датчик температуры DS18B20 (в котором, нет особой необходимости). Если исключить датчик температуры DS18B20, оптимизировать программу микроконтроллера и использовать энергосберегающие режимы работы, то длительность непрерывной работы устройства можно легко увеличить до 3 недель.

«Мозг» датчика – микроконтроллер (МК) PIC18F2620. Это высокопроизводительный 8-разрядный МК с Flash-памятью 64 Кбайт, 3968 Байт ОЗУ и 1 Кбайт энергонезависимой памяти EEPROM. Богатая цифровая и аналоговая периферия, интерфейсы обмена данными UART, I2C и др. – все упаковано в 28-выводный корпус SOIC. Ресурсов данного прибора вполне достаточно для этого проекта.

На плате предусмотрен разъем для внутрисхемного программирования, а также дополнительные разъемы J4 и J5 на которые выведены не используемые линии ввода/вывода МК (RA1, RA2, RA4) и питание.

По цифровому интерфейсу I2C к МК подключены датчик температуры и влажности HDC1050 и часы реального времени (RTC) M41T00S. Для RTC предусмотрен резервный источник питания типа CR1220. Кроме того, сигналы интерфейса I2C доступны на разъеме J1 для расширения функционала. Обмен данными по интерфейсу I2C реализован программно, поскольку в микроконтроллере соответствующие сигнальные линии совмещены с линиями интерфейса SPI, а последний нам необходим для записи данных на карту памяти.

Для установки карты памяти microSD используется разъем Molex 500901-0801, который очень удобен при ручной пайке и имеет очень надежный механизм фиксации карты памяти. Обмен данными с картой памяти ведется по интерфейсу SPI [2].

Достоинства:

1. Возможность автономной работы 10 дней, и3 недели в энергосберегающем режиме.
2. Запись данных на microSD карту памяти.

Недостатки:

1. Высокая температура устройства при ее зарядке.

Список использованных источников:

47. Микросхема преобразователя интерфейсов USB-to-UART/I2C MCP2221
48. Спецификация microSD карт памяти (PDF, англ.)
49. Охрана труда и безопасность жизнедеятельности [Электронный ресурс]. — Режим доступа : <http://ohrana-bgd.narod.ru/ohselh38.html>. - Дата доступа: 12.04.2018

RFID-МЕТКИ. ПЕРЕДАЮЩИЙ ТРАКТ РАДИОЧАСТОТНОЙ МЕТКИ УВЧ ДИАПАЗОНА

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

Ярошук Е.В.

Кирильчук В. Б. – к. т. н., доцент

Использование сети Интернет позволяет осуществить постоянный доступ к информации от самых разнообразных источников. Интернет является средством, при помощи которого только доставляется информация. Во многих случаях информация описывает состояние реальных физических объектов и событий. В других случаях информация существует в виртуальной форме. Виртуальная информация достаточно легко может использоваться и быть доступной людям или механизмам. Серьезной проблемой является преобразование информации из одной формы в другую, из физической в виртуальную. Типичный способ решения этой проблемы предполагает применение ручного труда – человек должен наблюдать и записывать информацию. Такой способ преобразования информации не только неэффективен, но и приводит к ошибкам, неточностям. Известные современные способы, использующие сложные интеллектуальные устройства и обладающие "зрением и чувствами", также позволяют и наблюдать, и записывать, то есть преобразовывать информацию из одной формы в другую. Однако для сбора больших объемов информации такие решения сложны и дороги или требуют выполнения определенных условий и ограничений.

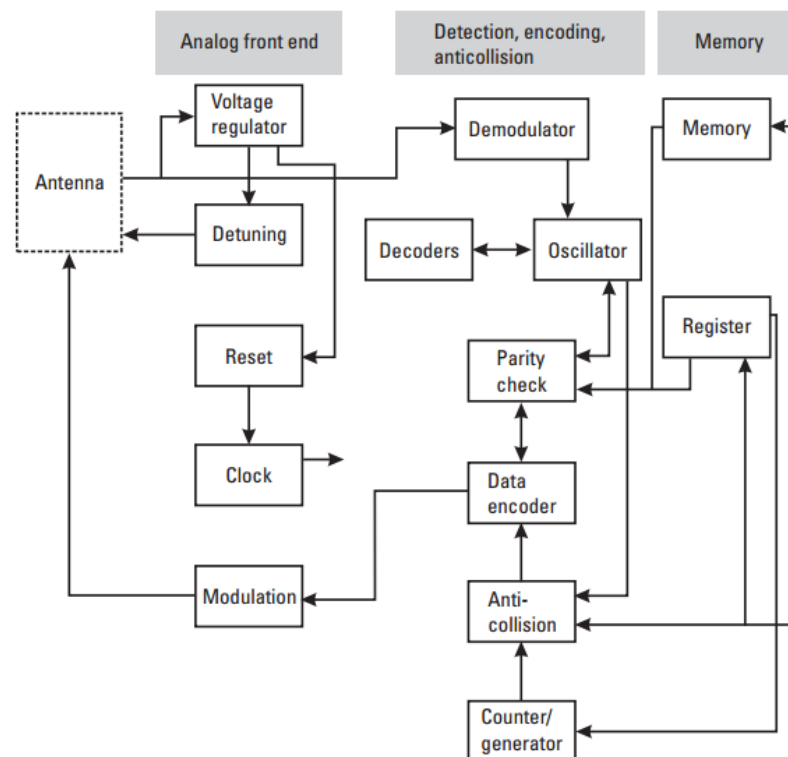
Одним из потенциально возможных решений проблемы преобразования информации является использование технологии радиочастотной идентификации (RFID, в англоязычной литературе используется аббревиатура RFID – **R**adio **F**requency **I**dentification). При этом информация в физической форме получается за счет бесконтактного считывания данных, которые записаны, в транспондерах или метках, прикрепленных к живым или неживым объектам. Одна из разновидностей систем RFID – пассивные системы - обеспечивает функционирование меток без встроенных источников питания. Потенциально пассивные системы RFID способны иметь чрезвычайно низкую стоимость и тем самым частично обеспечить решение проблемы автоматического снятия физически встроенной информации.

Системы RFID позволяют считывать информацию, находящуюся вне пределов видимости. Идентификационный код хранится в метке, состоящей из микрочипа, прикрепленного к антенне. Приемопередатчик, часто называемый интеррогатором или считывателем, имеет связь с меткой с помощью телекоммуникации. Сами по себе системы RFID не пригодны для использования. Хотя они и могут автоматически считывать коды, эти коды должны быть заложенными в базу данных и соответствовать каким либо объектам. Должна быть создана необходимая сетевая инфраструктура или иная система, способная хранить и обрабатывать идентификационные коды, поддерживать сбор и доставку информации, которая получена системами RFID. Такая сетевая инфраструктура должна эффективно обеспечивать хранение и доставку огромного количества информации.

Целью данной работы является рассмотрение передающего тракта метки. Он состоит из нескольких основных блоков: память, аналоговая часть и цифровая часть. Рассматривая более детально, то можно выделить следующие компоненты, входящие в аналоговую часть: модулятор, выпрямитель, регистр сигналов. Цифровая часть состоит из кодеров, FSM меток и энергозависимой памяти.

Принцип работы передающего тракта достаточно прост. После декодирования сигнала приемной частью, получившийся сигнал заполняет память метки. Происходит считывание информации с дальнейшим переносом её на программное обеспечение. Затем происходит обработка этого сигнала. Пройдя через регистр сигналов происходит контроль четности (проверка на ошибки). Данная функция используется для удостоверения, правильно ли сигнал был получен устройством. В связи с потребностью работать более чем с одним идентификатором, в таких ситуациях не обойтись и без механизма антиколлизии, который обеспечивает выборочную поочередную работу с несколькими идентификаторами, одновременно находящимися в поле считывателя. Без такого механизма сигналы идентификаторов наложился бы друг на друга. Пройдя все эти этапы сигнал кодируется. При этом может применяться Манчестерское или двухфазное кодирование. Наконец, закодированный сигнал должен быть направлен обратно, чтобы его принял RFID-считыватель. Наконец, информация поступает на программное обеспечение для последующей работы с ней. В большинстве своем метки являются пассивными.

Для более детального изучения предлагается более подробная схема RFID-метки со всеми основными блоками, о которых мы говорили.



Одним из наиболее острых вопросов, препятствующих самому широкому внедрению технологии радиочастотной идентификации в мировую экономику, является стандартизация радиоинтерфейса, т.е. процесса обмена данными между считывателем и меткой при помощи электромагнитного поля. Стандартизация радиоинтерфейса способна обеспечить совместимость аппаратуры RFID, поставляемой на рынок различными производителями. Это необходимо для того, чтобы объекты с метками, произведенными в одной стране, могли бы идентифицироваться.

Экономический эффект от внедрения систем радиочастотной идентификации достигается за счет комплексного действия одновременно нескольких факторов, влияющих на процесс движения товаров. Во-первых, исключается ручной труд по вводу информации о конкретном товаре в компьютерную сеть, во-вторых, исключается человеческое участие в процессе организации движения от склада до витрины, в-третьих, ликвидируются ситуации, связанные с отсутствием нужного товара на витринах, в-четвертых, исключаются ситуации, связанные с нехваткой товара на складе, в-пятых, многократно возрастает информированность потребителя о наличии товара и его свойствах, в-шестых, многократно ускоряется процесс обслуживания покупателя на расчетно-кассовом узле, и, наконец, становится возможным дистанционное формирование корзины покупателя, что приводит к сокращению торговых площадей.

Радиочастотная метка стоит от нескольких десятков центов до нескольких десятков долларов в зависимости от своих функциональных возможностей. Конечно, при массовом производстве стоимость её значительно снизится, но существуют сильные сомнения, что она сравняется со стоимостью бумажной этикетки со штриховым кодом, которая сегодня присутствует на каждом товаре. Поэтому сегодня радиочастотными метками маркируются объекты, стоимость которых значительно превосходит стоимость самой метки. Сегодня радиочастотная идентификация применяется для маркировки транспортных средств, контейнеров для сбора мусора и отходов, маркировки редких вин, предметов проката, например, велосипедов, книг и других бумажных носителей важной информации и инструментов. Появляются первые сообщения о применении систем радиочастотной идентификации для маркировки отдельных товаров в розничной торговле и для складского учета. Так что со временем стоимость радиочастотной метки понизится настолько, что она будет присутствовать на каждой упаковке товара и на самом товаре.

Список используемых источников:

1. Т. Шарфельд. «Системы RFID низкой стоимости»
2. <http://www.aimglobal.org/>
3. <http://www.epcglobal.com/>

Секция «МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»

КРУГЛАЯ МАГНЕТРОННАЯ РАСПЫЛИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ НАНОРАЗМЕРНЫХ ПРОВОДЯЩИХ СЛОЕВ

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

Аксюциц А.В., Леонович Н.В.

Котов Д. А. – к.т.н, доцент

Тонкопленочные технологии находят широкое применение в микро- и нанoeлектронике для изготовления изделий магнито-, крио-, оптоэлектроники и для получения широкого круга оптических покрытий различного назначения. Следует подчеркнуть, что поведение электронов в тонких пленках качественно отличается от поведения в массивах благодаря возникновению новых, так называемых квантовых размерных эффектов. Эти явления используют, в частности, в тонкопленочных микросхемах, составляющих основу современной микроэлектроники. Для получения таких тонких плёнок можно использовать магнетронные распылительные системы.

Физический принцип работы основан на распылении материала, которое происходит за счет бомбардировки поверхности мишени ионами рабочего газа, образующимся в аномальном тлеющем разряде. Высокая скорость распыления, характерная для этих систем, достигается увеличением плотности ионного тока за счет локализации плазмы у распыляемой поверхности мишени с помощью сильного поперечного магнитного поля, которое снижает подвижность электронов поперек силовых линий магнитного поля. При подаче постоянного напряжения между мишенью (отрицательный потенциал) и анодом (положительный потенциал) возникает неоднородное электрическое поле и возбуждает аномальный тлеющий разряд.

Основная задача в процессе моделирования заключалась в формировании эффективной магнитной ловушки, которая позволяет повысить коэффициент использования материала мишени. Расчет производился в программе COMSOL Multiphysics.

Учитывая физический принцип магнетронного распыления, конструктивных особенностей магнетронных систем и результатов расчета магнитной системы был изготовлен, собран и испытан экспериментальный образец магнетрона с диаметром мишени 80 мм. При экспериментальном испытании разработанной распылительной магнитной системы формируется эффективная магнитная ловушка, при напряжении 380 В ток разряда составляет 1,4 А при давлении в камере $8 \cdot 10^{-2}$ Па, и при этом выработка материала мишени составляет 30-35%.

Список используемых источников:

1. Титов, Ю. В. Получение ультрадисперсного порошка ферромагнетиков на мельнице тонкого помола / Ю. В. Титов, А. Г. Кисель, Д. С. Реченко // XIX Международная научно-практическая конференция «современные техника и технологии» Томск, 15-19 апреля 2013 С.451-452.

2. Васильев, Л. С. О пределе измельчения металлов методом механического диспергирования / Л. С. Васильев, С. Ф. Ломаева // Химия в интересах устойчивого развития 10. – 2002. С.13 – 22

ТЕПЛОПРОВОДНОСТЬ РЕШЁТКИ МОНОМОЛЕКУЛЯРНЫХ СЛОЁВ ДИСУЛЬФИДА МОЛИБДЕНА

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

Алексеев А. Ю.

Борисенко В. Е. – д. ф.-м. н., профессор

В работе проведён первопринципный расчёт теплопроводности решётки объёмного MoS₂ и его отдельного мономолекулярного слоя. Выявлено влияние взаимодействия между мономолекулярными слоями на рассеяние фононов в объёмных слоистых структурах. Предложена методика для расчёта теплопроводности двумерных материалов.

Введение. Мономолекулярные слои (МС) дихалькогенидов тугоплавких металлов (ДТМ) представляют интерес, как двумерные материалы, перспективные в электронике, оптоэлектронике, спинтронике и валлейтронике [1]. В частности, перспективы в области оптоэлектроники обусловлены тем, что отдельные МС дихалькогенидов молибдена и вольфрама в наиболее стабильной H-фазе являются прямозонными полупроводниками. Объёмные ДТМ – это слоистые кристаллы, структура которых подобна структуре α-графита и отдельные мономолекулярные слои которых связаны друг с другом слабыми силами Ван-дер-Ваальса. Методами микромеханического отслаивания [2] или химического осаждения из газовой фазы [3] возможно получение двумерных кристаллов, представляющих собой отдельные мономолекулярные слои ДТМ.

Теплопроводность материалов является важной характеристикой для оценки способности материалов к отводу локального нагрева в электрических схемах и для оценки эффективности применения в термоэлектрических устройствах. Поскольку рассматриваемые материалы являются полупроводниками, теплопроводность носителей заряда имеет небольшой вклад в общую теплопроводность кристалла, а основной вклад вносит теплопроводность решётки. Целью данной работы является выявление эффектов понижения размерности слоистого кристалла до одного МС (1МС) на теплопроводность решётки. Очевидно, понимание механизмов действия этих эффектов является необходимым при работе с двумерными материалами (например, для оценки перспектив использования ранее неизученных материалов). С этой целью в работе был проведён теоретический расчёт и анализ теплопроводностей решётки объёмного MoS₂ и мономолекулярного двумерного кристалла MoS₂.

Методы и детали расчёта. Оптимизация решётки и вычисление силовых постоянных второго и третьего порядка осуществлялось в рамках теории функционала плотности [4], с использованием приближения локальной плотности [4] для расчёта обменно-корреляционного взаимодействия. Расчёт проводился в Vienna *Ab initio* Simulation Package (VASP) [5]. В качестве энергии отсечки для плоских волн использовалась энергия 320 эВ. Чтобы избежать взаимодействия между мономолекулярными слоями, элементарная ячейка 1МС MoS₂ содержала слой вакуума толщиной 12 Å. Для расчёта силовых постоянных второго порядка использовались сверхъячейки 4×4×1 и 5×5×1 для 1МС MoS₂ и объёмного MoS₂, соответственно. Соответствующие сетки точек в обратном пространстве имели 6×6×1 и 4×4×5 точек. Для расчёта силовых постоянных третьего порядка использовались сверхъячейки 4×4×1 и 3×3×1 с сетками 6×6×1 и 6×6×4 точек в обратном пространстве для 1МС MoS₂ и объёмного MoS₂, соответственно. Для уменьшения времени расчёта для силовых постоянных третьего порядка использовался радиус отсечки 5.3 Å. Расчёт фононного спектра и удельной теплопроводности решётки проводился с использованием пакетов Phonopy [6] и Phonopy3py [7]. Для расчёта времени релаксации фононов использовалось правило Матиссена для учёта рассеяния фононов на фононах, на природных изотопах атомов решётки и на границах кристалла по методикам, описанным в [7].

Как для теоретического [8], так и для экспериментального [9] определения удельной теплопроводности двумерных материалов необходимо задавать толщину мономолекулярного слоя. Как правило, для этих целей используется толщина, на которую приходится один мономолекулярный слой в соответствующем объёмном слоистом кристалле. При этом, однако, остаётся некоторый произвол в выборе данного параметра, а также возникает вопрос о том, какую необходимо использовать толщину в случае, когда двумерный материал не имеет объёмных слоистых аналогов. Для практического применения важна (не удельная) теплопроводность, для вычисления которой необходимо умножение удельной теплопроводности на толщину двумерного материала так, что результат не будет содержать этой неоднозначной величины. В результате можно прийти к выводу, что объёмная удельная теплопроводность κ^{3D} двумерных материалов лишена физического смысла и необходимо ввести двумерную удельную теплопроводность κ^{2D} , для вычисления которой толщина двумерного материала не требуется. Толщина двумерного кристалла при вычислении κ^{3D} появляется из-за перехода от интегрирования по точкам обратного пространства к суммированию. Величину κ^{2D} для двумерных материалов можно определить следующим соотношением:

$$\kappa^{2D} = \kappa^{3D} \cdot h, \quad (1)$$

где h – толщина используемой в расчёте элементарной ячейки, то есть параметр решётки в направлении, перпендикулярном плоскости двумерного материала.

Единственный вопрос, который возникает при использовании двумерных удельных теплопроводностей – это вопрос о том, как сравнивать такие величины двумерных материалов с удельными теплопроводностями объёмных материалов. Поскольку излагаемый метод предполагает отказ от использования какой-либо

толщины двумерного материала, то для сравнения κ^{2D} двумерного материала, необходимо привести κ^{3D} объёмного материала к κ^{2D} по формуле (1), используя в качестве h соответствующий параметр решётки объёмного материала. В результате получается двумерная удельная теплопроводность слоя, который, тем не менее, находится в составе объёмного кристалла. В случае объёмного MoS_2 в качестве h используется параметр c его гексагональной ячейки. Однако, поскольку элементарная ячейка объёмного MoS_2 содержит два мономолекулярных слоя, то такой метод приводит к κ^{2D} структуры из двух МС, которая, находящейся в составе объёмной структуры. Для сравнения с κ^{2D} 1МС MoS_2 можно полагать, что такая структура представляет собой два одинаковых невзаимодействующих проводника тепла, соединённых параллельно. Таким образом, для получения κ^{2D} одного МС, находящегося в составе объёмного MoS_2 , необходимо разделить κ^{2D} этого объёмного материала на два. Деление на два подразумевает, что в формуле для удельной теплопроводности решётки (см., например, формулу (14) в [7]) вместо суммирования по 18-ти ветвям фононных мод идёт суммирование по 9-ти ветвям. Иначе говоря, теплопроводность каждой пары мод усредняется. Стоит отметить, что такое сравнение κ^{2D} объёмного и двумерного материала оказывается математически эквивалентным сравнению κ^{3D} , вычисленных в предположении, что толщина МС MoS_2 равна толщине, которую занимает МС в объёмном MoS_2 .

Результаты и их анализ. Рассчитанные фононные спектры и плотности фононных состояний объёмного MoS_2 и 1МС MoS_2 приведены на рисунке 1. Для удобства сравнения плотность состояний объёмного MoS_2 уменьшена в два раза. Полученные результаты находятся в согласии с ранее опубликованными данными других авторов [10].

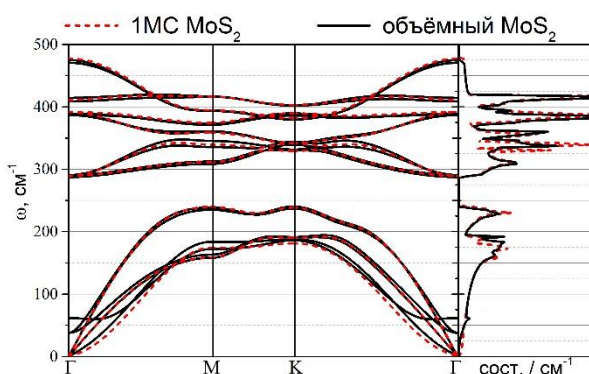


Рис. 1 – Фононные спектры и плотности фононных состояний объёмного MoS_2 и одного мономолекулярного слоя MoS_2 . Плотность фононных состояний объёмного MoS_2 уменьшена в два раза

Фононный спектр объёмного MoS_2 содержит 18 фононных ветвей, среди которых три низкочастотные оптические ветви, моды которых в точке Γ называются дышащей и двумя скользящими модами. Они отсутствуют в фононном спектре 1МС MoS_2 , который содержит 9 мод. В фононном спектре объёмного MoS_2 имеется дисперсия по частотам фононов в направлении, перпендикулярном плоскости ГМК (не показана на рисунке 1), которая не может существовать в двумерном материале. ZA ветвь имеет квадратичную около точки Γ как для слоистых, так и для двумерных материалов, однако для двумерных материалов это выражено сильнее, а соответствующая плотность состояний имеет большую величину. Кроме названных отличий имеются слабые смещения в частотах фононов при понижении размерности, связанные с исчезновением взаимодействия между мономолекулярными слоями [10].

Далее в работе κ^{2D} означает xx -компоненту тензора двумерной удельной теплопроводности, которая, в случае объёмного материала, уже уменьшена в два раза для рассмотрения одного МС в составе объёмного слоистого кристалла. При температуре 300 К при наличии только рассеяния фононов на фононах рассчитанная κ^{2D} составила 60,42 и 74,88 нВт / К для объёмного MoS_2 и 1МС MoS_2 , соответственно. Более низкое значение κ^{2D} у объёмного MoS_2 обусловлено как раз усреднением теплопроводности по каждой паре мод. Так, например, теплопроводность ZA ветви объёмного MoS_2 суммируется с теплопроводностью ветви дышащей моды и результат делится на два. В результате получается теплопроводность, меньшая, чем теплопроводность одной ZA ветви 1МС MoS_2 , поскольку фононы ветви дышащей моды проводят тепло хуже из-за более низких групповых скоростей фононов (см. рисунок 1).

Анализ, однако, показывает, что вклад в κ^{2D} от мод, имеющих частоты выше области, в которой имеются существенные отличия между акустическими и низкочастотными оптическими фононами (выше 100 cm^{-1}), также имеет меньшую величину для объёмного MoS_2 . Этот эффект вызван наличием дополнительного рассеяния фононов в результате наличия взаимодействия между слоями в объёмном MoS_2 . Наличие дисперсии в фононном спектре в направлении, перпендикулярном плоскости ГМК увеличивает число каналов рассеяния фононов, чего не происходит в 1МС MoS_2 .

При включении рассеяния на природных изотопах атомов кристалла и рассеяния на границах при размере кристалла 1 мкм рассчитанные значения κ^{2D} при температуре 300 К составили 44,37 и 53,68 нВт / К для объёмного MoS_2 и 1МС MoS_2 , соответственно. Разница между κ^{2D} этих двух материалов уменьшилась, поскольку уменьшилось значение фонон-фононного рассеяния при включении дополнительных механизмов рассеяния.

Заключение. В работе предложена методика расчёта удельной теплопроводности двумерных материалов с введением двумерной удельной теплопроводности. Метод может использоваться и при расчёте электропроводности двумерных материалов.

На примере MoS_2 было проведено сравнение между теплопроводностью объёмного слоистого кри-

сталла и отдельного мономолекулярного слоя. Продемонстрировано влияние рассеяния фононов, вызванного наличием взаимодействия между отдельными мономолекулярными слоями в объёмном кристалле.

Для более наглядной демонстрации влияния взаимодействия между мономолекулярными слоями имеет смысл сравнить теплопроводность объёмного слоистого кристалла с теплопроводностью двумерного кристалла, состоящего из двух мономолекулярных слоёв, поскольку такой двумерный кристалл будет иметь то же количество мод, что и объёмный кристалл (включая дышащую и скользящие моды). Такой расчёт, однако, крайне требователен к вычислительным ресурсам.

Список использованных источников:

1. Electronics and optoelectronics of two-dimensional transition metal dichalcogenides / Q. H. Wang [et al.] // *Nature nanotechnology*. – 2012. – Vol. 7, № 11. – P. 699–712.
2. Two-dimensional atomic crystals / K. S. Novoselov [et al.] // *Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America*. – 2005. – Vol. 102, № 30. – P. 10451–10453.
3. Controlled Scalable Synthesis of Uniform, High-Quality Monolayer and Few-layer MoS₂ Films / Y. Yu [et al.] // *Scientific reports*. – 2013. – Vol. 3. – № 1866.
4. Iterative minimization techniques for ab initio total-energy calculations: molecular dynamics and conjugate gradients / M. C. Payne [et al.] // *Reviews of Modern Physics*. – 1992. – Vol. 64, № 4. – P. 1045–1097.
5. Kresse, G. Efficiency of ab-initio total energy calculations for metals and semiconductors using a plane-wave basis set / G. Kresse, J. Furthmüller // *Computational Materials Science*. – 1996. – Vol. 6, № 1. – P. 15–50.
6. Togo, A. First principles phonon calculations in materials science / A. Togo, I. Tanaka // *Scripta Materialia*. – 2015. – Vol. 108. – P. 1–5.
7. Togo, A. Distributions of phonon lifetimes in Brillouin zones / A. Togo, L. Chaput, I. Tanaka // *Physical Review B*. – 2015. – Vol. 91, № 9. – P. 094306.
8. Gu, X. Phonon transport in single-layer transition metal dichalcogenides: A first-principles study / X. Gu, R. Yang // *Applied Physics Letters*. – 2014. – Vol. 105, № 13. – P. 131903.
9. Balandin, A. A. Superior thermal conductivity of single-layer graphene / A. A. Balandin [et al.] // *Nano letters*. – 2008. – Vol. 8, № 3. – P. 902–907.
10. Molina-Sanchez, A. Phonons in single-layer and few-layer MoS₂ and WS₂ / A. Molina-Sanchez, L. Wirtz // *Physical Review B*. – 2011. – Vol. 84, № 15. – P. 155413.

СЛАБОПОЛЕВОЕ МАГНЕТСОПРОТИВЛЕНИЕ ПЛЕНОК $\text{Sr}_2\text{FeMoO}_6$, ПОЛУЧЕННЫХ МЕТОДОМ ЦЕНТРИФУГИРОВАНИЯ

ГО "НПЦ НАН Беларуси по материаловедению"
г. Минск, Республика Беларусь

Артюх Е.А.

Каланда Н. – канд. физ.-мат. наук

Пленки $\text{Sr}_2\text{FeMoO}_6$ (SFMO) получены из нанопорошков, синтезированных золь-гель методом. Для получения пленки капля раствора (1,5 г. SFMO, 1,0 г. поливинилпирролидона, 15 мл. этанола) наносилась в центр подложки (поликор), установленной в центрифуге. При вращении подложки с угловой скоростью 5000 об/мин капля растекалась по поверхности. Полученная пленка сушилась при 70 °С в течение 2 часов.

Измерение электросопротивления проводилось при комнатной температуре в поперечном магнитном поле (В) до 0,16 Тл. Полученные зависимости магнитосопротивления MR были идентичны для обоих направлений магнитного поля, график зависимости изображен на рисунке 1. Обнаружена особенность поведения MR(B): в полях до 0,15 Тл MR достигает максимального значения + 23 % при В= 0,053 Т, после чего уменьшается, переходя в отрицательную область (7%) в поле 0,155 Т.

Отрицательные значения MR обусловлены тем, что частицы SFMO, окруженные полимером, предполагают проявление туннельного MR в сильных магнитных полях. Поскольку электроперенос в пленках осуществляется между зернами SFMO с металлическим типом проводимости, разделенными диэлектрическими прослойками, то нелинейность и положительный знак MR в слабых полях обусловлен доминирующим активационным характером электропереноса.

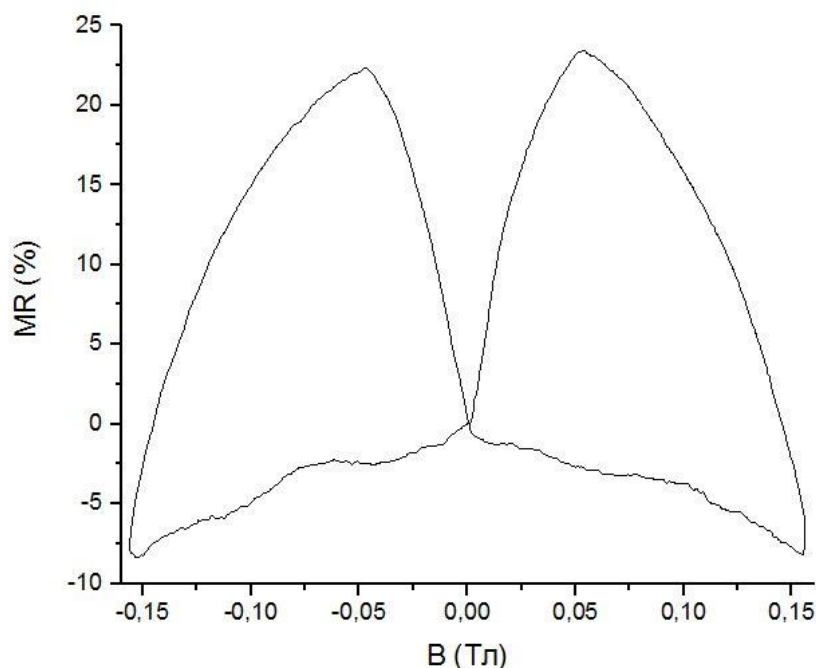


Рисунок 1 – график зависимости магнитосопротивления от индукции магнитного поля

Список использованных источников:

1. Serrate D. Double perovskites with ferromagnetism above room temperature / D. Serrate, J.M. De Teresa, M.R. Ibarra // Journal of Physics: Condensed Matter. - 2007. - №19 - С. 1–86.
2. Chana T.S. Structure and physical properties of double perovskite compounds $\text{Sr}_2\text{FeMoO}_6$ (M = Mo, W) / T.S. Chana, R.S. Liu, S.F. Hub, J.G. Linc // Materials Chemistry and Physics. - 2005. - №93. - С 314–319.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПЛАЗМЕННОГО ФАКЕЛА, ФОРМИРУЕМОГО В КОАКСИАЛЬНОЙ РАЗРЯДНОЙ СИСТЕМЕ ПРИ АТМОСФЕРНОМ ДАВЛЕНИИ

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

Бачило В. В., Никитюк С.А.

Осипов А.Н. – к.т.н, доцент

В настоящее время в области высоких технологий широко используется обработка с помощью плазмы и потоками заряженных частиц. Такие технологии позволяют получать, как атомарно чистую поверхность, так и формировать пленочные микро- и наноструктурированные функциональные слои и покрытия с уникальным комплексом физических характеристик для нужд машиностроения, оптики, микроэлектроники и ряда других отраслей науки и техники. Однако реализация этих технологий требует создания и поддержания высокого вакуума, что значительно усложняет и удорожает их, тем самым ограничивая потенциальное их применение, как по цене, так и по возможности нахождения объектов обработки при пониженном давлении. В тоже время, благодаря интенсивному развитию систем питания и газоразрядных устройств с начала века стали появляться и активно совершенствоваться системы для генерации плазмы атмосферного разряда.

Для установления особенностей формирования и режимов горения разряда при атмосферном давлении проведены исследования зависимости длины плазменной струи от расхода рабочего газа при различных напряжениях на первичной обмотке высоковольтного преобразователя.

По длине факела косвенно можно судить о свойствах разряда, а также она является параметром для оптимизации расхода газа и затрат мощностей при технологической обработке.

При увеличении расхода газа с 30 до 120 л/ч зависимость длины факела от расхода имеет линейный характер. Свыше 130 л/ч наблюдается насыщение. Такое поведение объясняется следующим образом: с одной стороны - увеличение расхода газа увеличивает расстояние, которое проходит возбужденная частица за время своей жизни. С другой стороны, увеличение расхода приводит к увеличению «оттока» заряженных и возбужденных частиц из зоны разряда, что уменьшает интенсивность плазмообразования.

Увеличение напряжения приводит лишь к незначительному увеличению длины факела, но при этом интенсивность горения увеличивается. Это говорит о том, что геометрические параметры плазменного факела определяются особенностями газодинамики, а увеличение напряжения увеличивает степень ионизации рабочего газа.

Список используемых источников:

- [1] Plasma Apparatuses for Biomedical Applications / Y. J. Kim [and etc.]// IEEE Transactions on plasma science, 2015. – Vol. 4. –P. 944-950.
- [2] David, B. Graves Low temperature plasma biomedicine: A tutorial review / B. David Graves.// Physics of Plasmas. – 2014. –Vol. 21. – P. 24-26.
- [3] Bruggeman, P. Atmospheric pressure discharge filaments and microplasmas: Physics, chemistry and diagnostics / P. Bruggeman, R. Brandenburg // Journal of Physics D: Applied Physics. – 2013. –Vol. 46. 464001.–P. 23-27.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ГЕТЕРОСТРУКТУР С КВАНТОВЫМИ ЯМАМИ

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

Гаронин В.П.

Стеланов А.А. – к.т.н.

В настоящее время одним из перспективных методов создания светоизлучающих и фоточувствительных устройств является использование гетероструктур на основе материалов $A^III B^V$. Приборное применение таких структур может быть разнообразно: полупроводниковые гетеролазеры и светодиоды, в том числе и создание излучающих структур полного видимого спектра. Так же данные светодиоды могут быть применены при создании микродиодов для телевизоров и дисплеев.

В данной работе было проведено моделирование с использованием AlGaIn структуры (рисунок 1,а): n-слой $Al_{0,15}Ga_{0,85}N$, легированный кремнием, активный слой $In_{0,06}Ga_{0,94}N$, легированный цинком и p-слой $Al_{0,15}Ga_{0,85}N$, легированный магнием.[1] Для расчётов использовался программный комплекс COMSOL Multiphysics и одномерное представление активной структуры.[2] Эмиссионный спектр данной структуры представлен на рисунке 1,б.

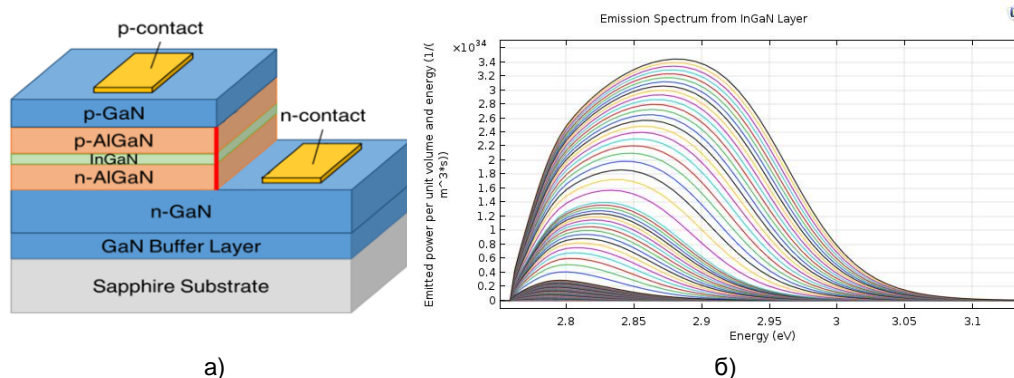


Рис. 1 – а) трехмерная модель гетероструктуры с квантовой ямой, б) эмиссионный спектры из активной области

Активный слой толщиной 5 нм с шириной запрещенной зоны 2,7 эВ располагается между двумя слоями p-AlGaIn и n-AlGaIn, каждый толщиной в 150 нм с шириной запрещенной зоной 3,7 эВ.[3]

В зависимости от приложенного напряжения (от 0 до 3,3 В) изменяется диапазон выделяемой мощности, что изменяет интенсивность и длину волны излучения от 450 нм до 650 нм. Данная структура может быть улучшена введением слоев, блокирующих электроны, для того что бы более точно контролировать процесс рекомбинации.

Список использованных источников:

1. S. Nakamura, T. Mukia, and M. Senoh, "Candela-class high brightness InGaIn/AlGaIn double heterostructure blue light emitting diodes", Appl. Phys. Lett. 64, 1687 (1994).
2. M. V. Kisin, H. S. El-Ghoroury, in COMSOL Conference 2010, Boston, MA, USA. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.comsol.com/paper/download/45042/Kisin.pdf>
3. Nakamura, Shuji, and Shigefusa F Chichibu. Introduction to Nitride Semiconductor Blue Lasers and Light Emitting Diodes. London: Taylor and Francis, 2000.

ФОРМИРОВАНИЕ ЗОЛЬ-ГЕЛЬ МЕТОДОМ И ФОТОКАТАЛИТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА НАНОСТРУКТУРИРОВАННОГО ДИОКСИДА ТИТАНА НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОРИСТЫХ ПОДЛОЖКАХ

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

Гнитько А.А.

Баглов А.В. – науч. сотр.
Центра 4.11 НИЧ БГУИР

Фотокатализ в настоящее время находит всё более широкое применение в различных областях промышленности. Наиболее часто используемым фотокатализатором является диоксид титана. Следовательно, актуальной задачей современного фотокатализа является повышение фотокаталитической активности катализаторов на основе диоксида титана. Перспективным направлением для решения данной задачи является использование в качестве подложек для нанесения наноструктурированного диоксида титана диэлектрических пористых подложек, а в частности подложек со слоем пористого анодного оксида алюминия.

Фотокатализ – это изменение скорости или возбуждение химических реакций под действием света в присутствии веществ (фотокатализаторов), которые поглощают кванты света и участвуют в химических превращениях участников реакции, многократно вступая с ними в промежуточные взаимодействия и регенерируя свой химический состав после каждого цикла таких взаимодействий [1].

В настоящее время существует большое количество веществ обладающих фотокаталитическими свойствами. В основном к ним относятся оксиды различных металлов, являющиеся полупроводниками. Диоксид титана (TiO_2) является наиболее часто используемым фотокатализатором.

Диоксид титана при поглощении кванта света с энергией более 3,2 эВ (свет с длиной волны менее 390 нм) генерирует свободные носители заряда. Электрон в результате светового возбуждения переходит из валентной зоны в зону проводимости, а в валентной зоне появляется вакансия – дырка. Электроны и дырки выходя на поверхность TiO_2 вступают в окислительно-восстановительные реакции с парами воды и кислородом из воздуха либо водой. В процессе этих реакций образуются сильные окислители (O_2^- , OH^- радикалы), которые вступают в реакцию с различными органическими загрязнениями разлагая их до H_2O и CO_2 .

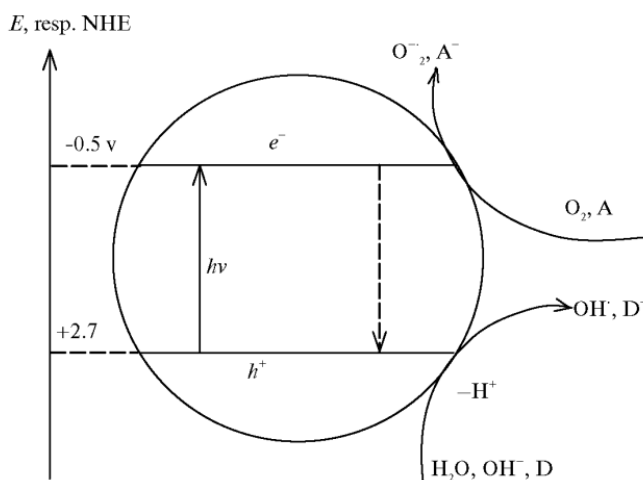


Рис. 1 – Схема фотогенерирования окислительных агентов на поверхности TiO_2

Золь-гель технология получения является одним из наиболее перспективных методов массового получения наночастиц и материалов на их основе. Золь-гель технология позволяет гибко регулировать условия проведения процесса, что дает возможность получить желаемые структурные характеристики, такие как однородность, размер частиц, их морфология, размер и объем пор, и удельная площадь поверхности [2].

Нанесение наноструктурированного диоксида титана на подложки с пористым анодным оксидом алюминия значительно улучшает его фотокаталитические свойства. Это связано, вероятнее всего, с влиянием наноструктурированной поверхности такой подложки на кристаллическую структуру осаждаемого диоксида титана, в частности, на его кристаллические модификации.

Список использованных источников:

1. Пармон В.Н. Фотокатализ: Вопросы терминологии // Фотокаталитическое преобразование солнечной энергии / Ред. К.И. Замираев, В.Н. Пармон. Новосибирск: Наука, 1991.
2. Ying J. Y., Wang C.-C. Low-Temperature Crystallization of Titania Nanoparticles // 14th International Symposium on Industrial Crystallization. Warwickshire: IChemE, 1999. 230 p.

ФОРМИРОВАНИЕ СЛОЕВ ПОРИСТОГО КРЕМНИЯ МЕТОДОМ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОГО АНОДИРОВАНИЯ В ОХЛАЖДЕННОЙ ФТОРИСТОВОДОРОДНОЙ КИСЛОТЕ

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

Гурбо А. Д.

Бондаренко В. П. – доцент, заведующий НИЛ 4.3, кандидат технических наук

Исследование физических и химических свойств пористого кремния представляет большой интерес. Уникальные свойства пористого кремния в совокупности с простотой управления параметрами пористой структуры обеспечивают широкие перспективы его практического использования в оптоэлектронике и фотонике, сенсорных системах, биотехнологии и медицине [1].

Целью данной работы являлось исследование влияния температуры электролита на свойства пленок пористого кремния, формируемых методом электрохимического анодирования в растворе плавиковой кислоты при плотностях анодного тока от 10 до 30 мА/см².

Для проведения экспериментов использовались пластины монокристаллического кремния электронного типа проводимости, легированные сурьмой, с удельным сопротивлением 0,01 Ом·см, с кристаллографической ориентацией (100). Электролит для анодирования состоял из 1 объемной части концентрированной (45%) плавиковой кислоты (HF), 3 частей дистиллированной воды и 1 части изопропилового спирта. Электрохимическое анодирование пластин при комнатной температуре проводили в электрохимической ячейке, изготовленной из фторопласта, без освещения в зоне проведения эксперимента. Электрохимическое анодирование пластин в охлажденном растворе электролита проводили в морозильной камере аналогично процессу при комнатной температуре, но до проведения электрохимического анодирования ячейка с электролитом помещалась на 30 минут в морозильную камеру. Для формирования пористого кремния использовали гальваностатический режим анодирования, при котором анодный ток через образец остается постоянным во времени.

Установлены существенные различия в кинетике роста и структуре слоев пористого кремния, сформированного при комнатной температуре, и слоев пористого кремния, сформированных в охлажденном растворе электролита. Различны форма, диаметр, степень ветвления пор. Толщина слоев, полученных при комнатной температуре, почти вдвое больше толщины слоев, полученных в охлажденном растворе.

Полученные результаты позволяют оценить влияние температуры электролита на основе плавиковой кислоты на свойства пористого кремния и уточнить механизм растворения кремния при электрохимическом анодировании.

Список использованных источников:

1. Korotcenkov G. (Editor). Porous silicon: from formation to application // CRC Press, Taylor and Francis Group, LLC, 2016.

ФОТОЛЮМИНЕСЦЕНТНЫЕ И ФОТОКАТАЛИТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПРОДУКТОВ ТЕРМООБРАБОТКИ ТИОМОЧЕВИНЫ

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

Денисов Н.М.

Борисенко В.Е. – д.ф.-м.н., профессор

Порошковые материалы синтезированы методом термообработки тиомочевина при 550°C и 600°C в условиях ограниченного доступа воздушной атмосферы. Исследованы фотолюминесцентные и фотокаталитические свойства синтезированных порошков.

Нарастающее загрязнение окружающей среды отходами промышленной, хозяйственной и бытовой деятельности человека приводит к снижению доступности и качества питьевой воды. Особую угрозу представляют органические загрязнители ввиду их высокой токсичности и устойчивости по отношению к традиционным методам очистки воды. Фотокатализ является одним из наиболее перспективных методов устранения органических загрязнений. Он позволяет полностью разлагать органические соединения на углекислый газ и воду в присутствии материала-фотокатализатора, используя при этом лишь энергию солнечного излучения. В настоящее время усиленно исследуются фотокатализаторы на основе нитрида углерода (C_3N_4). Ширина запрещенной зоны данного материала (2,7 эВ для C_3N_4 с графитоподобной кристаллической структурой [1]) позволяет ему поглощать излучение с длиной волны менее 459 нм, захватывая, таким образом, видимую область спектра, составляющую основную часть спектральной мощности излучения Солнца. К его преимуществам также относят высокую химическую стабильность (в концентрированных кислотах, щелочах и органических растворителях), фотостабильность и простоту синтеза методом термической полимеризации органических азотсодержащих прекурсоров (меламин, цианамид, тиомочевина и др.). Соответственно, целью данной работы является синтез порошковых материалов методом термообработки тиомочевина при режимах, соответствующих применяемому при формировании C_3N_4 , а также исследование их фотолюминесцентных и фотокаталитических свойств.

Синтез вышеупомянутых порошков мы производили методом термообработки 2 г тиомочевина в фарфоровых тиглях, накрытых крышками, при 550°C и 600°C в течение 30 мин в воздушной атмосфере. После естественного охлаждения тиглей извлеченные из них порошки перемалывали в агатовой ступке. Спектры фотолюминесценции порошков регистрировали при комнатной температуре с помощью камеры, оснащенной матрицей Hamamatsu S7031-1006S, при возбуждении монохроматическим излучением с длиной волны 345 нм, выделенным из широкого спектра излучения ксеноновой лампы (мощностью 1 кВт) двойным монохроматором Solar TII DM 160. Фотокаталитическую активность синтезированных порошков оценивали по обесцвечиванию водных растворов органического красителя Родамина В (концентрация 10 мг/л, объем 3 мл) в присутствии 10 мг порошков при облучении светом ртутной лампы (8 Вт, длина волны излучения 365 нм), светодиодной лампой белого света (20 Вт) или лампой накаливания (60 Вт).

В результате термообработки тиомочевина при 550°C получен равномерно-желтый порошок, а при 600°C – смесь из порошков желтого, бледно-желтого и оранжевого цветов. Согласно более ранним исследованиям [2], при данных режимах термообработки из продуктов термического разложения тиомочевина синтезируется меламин, последующая термическая полимеризация которого приводит к образованию C_3N_4 , имеющего желтый цвет.

Спектры фотолюминесценции синтезированных порошков показаны на рисунке 1. Порошок, синтезированный при 550°C, имеет максимум интенсивности фотолюминесценции на длине волны 479 нм. С повышением температуры синтеза до 600°C наблюдается смещение положения максимума к длине волны 496 нм, при этом общая интенсивность фотолюминесценции снижается. Аналогичные результаты были ранее получены в [3] для порошков C_3N_4 , сформированных методом термической полимеризации меламин, при этом красное смещение пика фотолюминесценции с повышением температуры авторы связывали с повышением степени полимеризации C_3N_4 и, как следствие, уменьшением ширины его запрещенной зоны в результате перекрытия молекулярных орбиталей, делокализации возбужденных электронов через сопряженные π-связи и их релаксации на энергетические уровни с более низкой энергией.

Заметное обесцвечивание растворов красителя в присутствии порошков, полученных при 550°C и 600°C, не наблюдалось как при выдержке растворов в темноте, так и при облучении ультрафиолетовым излучением ртутной лампы. В то же время, при облучении светом светодиодной лампы порошки продемонстрировали наиболее высокую фотокаталитическую активность, выраженную в полном обесцвечивании растворов красителя за 25 мин (рисунок 2). Наличие фотокаталитической активности у синтезированных порошков при облучении видимым светом может указывать на присутствие C_3N_4 в их составе. Полное обесцвечивание раствора красителя достигнуто и при облучении лампой накаливания, но для этого потребовалось больше времени (около 60 мин). По всей видимости, это связано с меньшей долей синего света, необходимого для воз-

буждения электронов из валентной зоны в зону проводимости C_3N_4 , в спектре ее излучения.

В заключение, метод термической полимеризации тиомочевины при 550–600°C позволяет синтезировать порошковые материалы, перспективные для применения в области фотокаталитической очистки воды. Синтезированные порошки демонстрируют ряд свойств, характерных для C_3N_4 : желтый цвет, фотолюминесценция с максимумами в диапазоне длин волн 450–500 нм и высокая фотокаталитическая

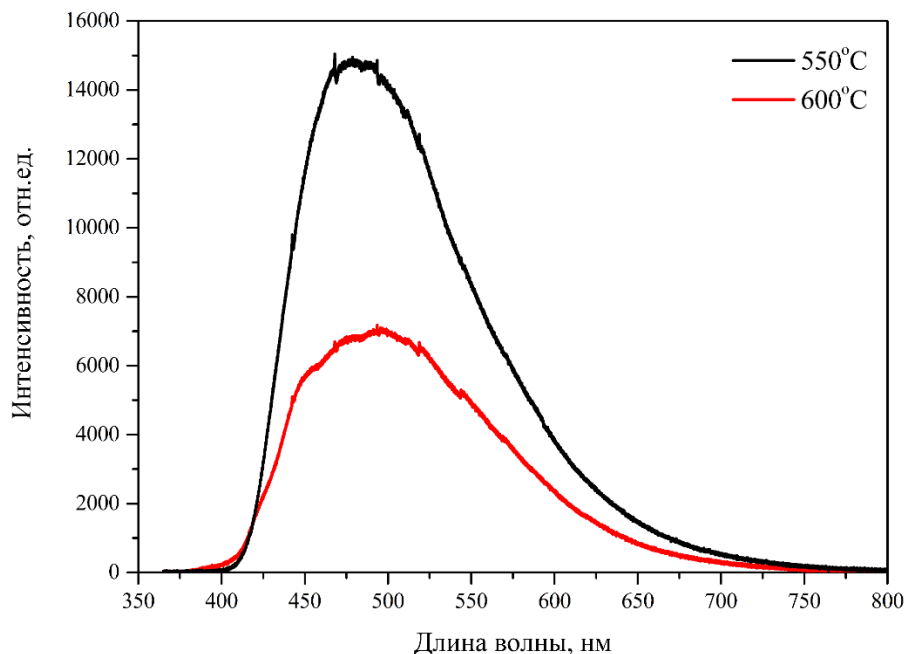


Рис. 1 – Спектры фотолюминесценции порошков, полученных в результате термообработки тиомочевины при 550°C и 600°C

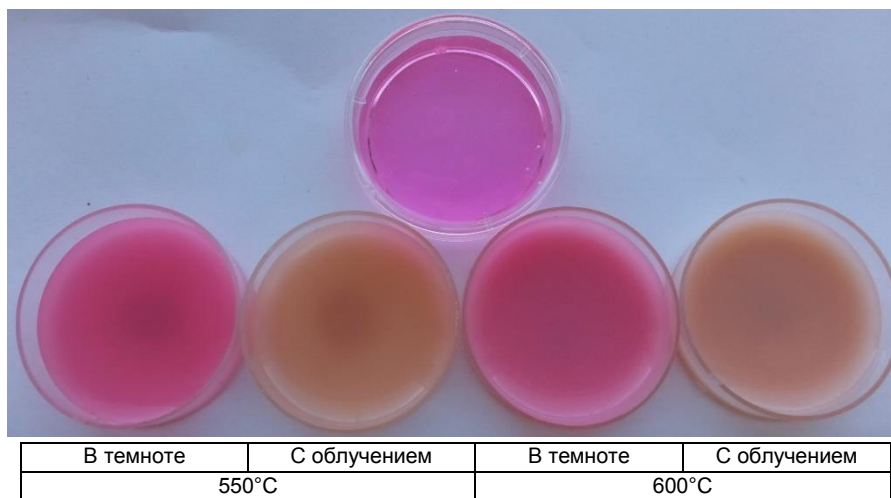


Рис. 2 – Фотографии растворов Родамина В, выдержанных в темноте или подвергнутых облучению видимым светом светодиодной лампы в присутствии порошков, синтезированных при 550°C и 600°C, в течение 25 мин. В верхней части фотографии показан исходный раствор Родамина В без добавления порошков

активность при облучении видимым светом. Тем не менее, с целью установить точный состав и структуру синтезированных порошков планируется проведение дальнейших исследований.

Список использованных источников:

1. Ong, W. J. Graphitic Carbon Nitride ($g-C_3N_4$)-Based Photocatalysts for Artificial Photosynthesis and Environmental Remediation: Are We a Step Closer to Achieving Sustainability? / W. J. Ong [et al.] // *Chemical Reviews*. – 2016. – Vol. 116. – P. 7159–7329.
2. Zhang, G. Polycondensation of thiourea into carbon nitride semiconductors as visible light photocatalysts / G. Zhang [et al.] // *Journal of Materials Chemistry*. – 2012. – Vol. 22. – P. 8083–8091.
3. Zhang, Y. Synthesis and luminescence mechanism of multicolor-emitting $g-C_3N_4$ nanopowders by low temperature thermal condensation of melamine / Y. Zhang [et al.] // *Scientific Reports*. – 2013. – Vol. 3. – P. 1–8.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРОФИЛЯ ЗОНЫ ЭРОЗИИ МАГНЕТРОННОЙ РАСПЫЛЕННОЙ СИСТЕМЫ

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

Диас Л. Роселина А., Палмера Д. Мигель А,

Котов Д.А. – кандидат. техн. наук, доцент

Представлена математическая модель моделирования профиля эрозии в магнетронном распылении. Разработано модель основана на математическом описании функциитделится на 2 экспоненты и параболу. Для проверки предложенной модели были сделаны измерения алюминиевой мишени диаметра 100 мм и толщины 6 мм. Анализ результатов исследования показывает, что погрешность моделирования не превышает 20,0%.

В настоящее время магнетронное распыление является одним из лучших вакуумных методов получения тонкопленочных структур. При этом требования заказчика к распылительным системам и процессам магнетронного распыления все более возрастают. Такие требования, как например: высокая равномерность толщины наносимой тонкой пленки; высокий коэффициент использования материала мишени; увеличивающийся размер подложек; высокая скорость нанесения слоев при реактивном магнетронном распылении с равномерным химическим составом по подложке; возможность нанесения тонких пленок на объемные детали с высокой равномерностью толщины. Поэтому, чтобы удовлетворить эти требования, а также уменьшить время и стоимость оптимизации, возникла разработка методов компьютерного моделирования магнетронных распылительных систем и процессов магнетронного распыления. Моделирование магнетронного распыления состоит из нескольких модулей, в которых определение зоны эрозии очень важно.

Равномерность эрозии мишени является основной проблемой магнетронного распыления. Оценки с помощью компьютерного моделирования уменьшают экспериментальные усилия по оптимизации дизайна. Существуют разные методы определения профиля зоны эрозии мишени: работы, выполненные Фан (1994)[1] и Перейра (2014)[2].

Мы предлагаем расчет зоны эрозии с использованием сегментированной функциональной модели: 2 экспоненты и парабола $y_1 = y_0 + A_1 e^{-x/t_1}$; $y_2 = a + bx + cx^2$; $y_3 = y_i + B_1 e^{-x/r_1}$. Где: y_0, y_i = смещение; A_1, B_1 = амплитуды; t_1, r_1 = постоянная; a, b, c = число.

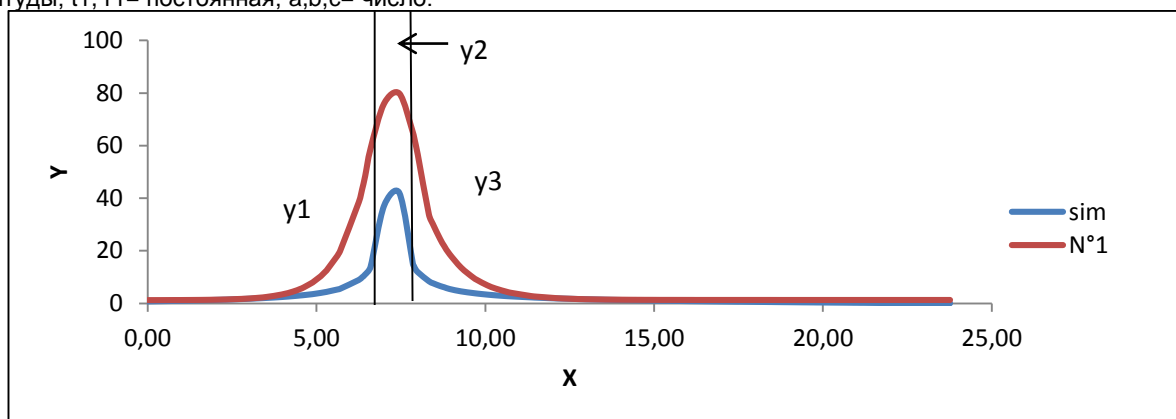


Рис. 1. Профили зоны эрозии мишени

Разработана сегментированная модель позволяет рассчитать форму эрозии в любой точке (зоне), и таким образом, иметь возможность предсказать форму осаждения слоев и их толщину. Анализ результатов исследования показывает, что погрешность не превышает (20%).

Список использованных источников:

1. Fan, Q. H., Chen, X. H., & Zhang, Y. (1995). Computer simulation of film thickness distribution in symmetrical magnetron sputtering. *Vacuum*, 46 (3), 229-232.
2. Pereira, P. J. D. S., Escrivao, M. L., Teixeira, M. R., Maneira, M. J. P., & Nunes, Y. (2014). Analytical model and measurements of the target erosion depth profile of balanced and unbalanced planar magnetron cathodes. *Plasma Sources Science and Technology*, 23(6), 065031.

ПРОТЯЖЕННЫЙ ИСТОЧНИК ИОНОВ ДЛЯ ОБРАБОТКИ В ВАКУУМЕ

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

Занько А.И.

Котов Д.А. – кандидат. техн. наук, доцент

В настоящее время источники ионов широко используются в технике для осуществления различных технологических процессов: очистки и активации поверхности перед нанесением покрытия, размерной обработки поверхности прецизионных деталей, пассивирования поверхности металлов, синтеза алмазоподобных пленок на поверхности твердого тела, либо удаления пленок с этой поверхности. Одним из наиболее распространенных источников является ускоритель с анодным слоем. Достоинствами этих источников являются – отсутствие ограничения по плотности ионного тока, сравнительная простота конструкции, использование только одного источника питания, высокая газовая эффективность и др.

Физический принцип работы источника ионов с анодным слоем (ИИАС) основан на ускорении ионов самосогласованным электрическим полем, которое создается в плазме в результате уменьшения подвижности электронов поперек силовых линий магнитного поля. Особенностью разряда является то, что он горит в области скрещенных магнитного и электрического полей

Основная задача в процессе моделирования заключалась в коррекции величины индукции магнитных полей на линейном участке, в торце и на поворотном участке ускорительного канала с целью получения его одинаковой величины в максимуме вдоль всего канала. Это важно для обеспечения генерации одинакового по плотности тока ионного пучка вдоль всего ускорительного канала и исключения диагонального эффекта характерного для систем протяженной геометрии с разрядом в скрещенных электрическом и магнитном полях.

В ходе работы спроектирован протяженный ионно-лучевой источник с величиной магнитной индукции в области ускорительного канала более 200 мТ. В качестве источника поля использованы постоянные магниты из NdFeB с намагниченностью $9,5 \cdot 10^5$ А/м. Подбором геометрических параметров магнитной системы была выполнена оптимизация и достигнута практически одинаковая величина индукции магнитного поля на протяжении всего ускорительного канала.

Список использованных источников:

1. Маишев Ю.П. Ионно-лучевая обработка // Электронные, ионные и плазменные технологии. – 1999. – 7. – С.59 – 62.
2. Zhurin V.V. Industrial ion sources: broadbeam gridless ion source technology. - Weinheim: Wiley-VCH. -2012. – С.2-5, 24-25.

ПОЛУЧЕНИЕ ПЛЕНОК Er_2O_3 ЗОЛЬ-ГЕЛЬ МЕТОДОМ НА ОСНОВЕ ЭТИЛЦЕЛЛЮЛОЗЫ

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

Корнилова Ю.Д.

Гапоненко Н.В. – д.ф-м.н., профессор

В настоящее время легированные эрбием материалы активно применяются в оптоэлектронике в качестве лазеров и усилителей. В данной работе приведена методика формирования пленок оксида эрбия золь-гель методом.

Пленки оксида эрбия могут быть получены золь-гель методом с использованием этилцеллюлозы. Раствор с этилцеллюлозой был получен по технологии получения коллоиды из целлюлозы. Основу раствора составили этилцеллюлоза и монометиловый эфир этиленгликоля и этанол в качестве растворителей. Концентрация полученного коллоида составляла в разных случаях 1 и 2%. Однородность раствора обеспечивали использованием ультразвуковой установки. Следует заметить, что без использования ультразвука невозможно добиться полного растворения этилцеллюлозы в указанной смеси. Далее коллоид добавляли в раствор нитрата эрбия в этаноле для обеспечения повышенной вязкости состава и лучшей адгезии к поверхности подложки. Пленки наносились погружением и центрифугированием. Центрифугирование проводилось в течение 30 сек при скоростях 1000-1500 об/мин. После формирования одного слоя на воздухе следовала сушка при 100 °С в течение 15 мин. Отжиг образцов проводили при температуре 600 °С в течение 30 минут, скорость нагрева составляла 5 °С/мин.

На рисунке 1 представлены РЭМ изображения однослойных пленок, полученных погружением и центрифугированием.

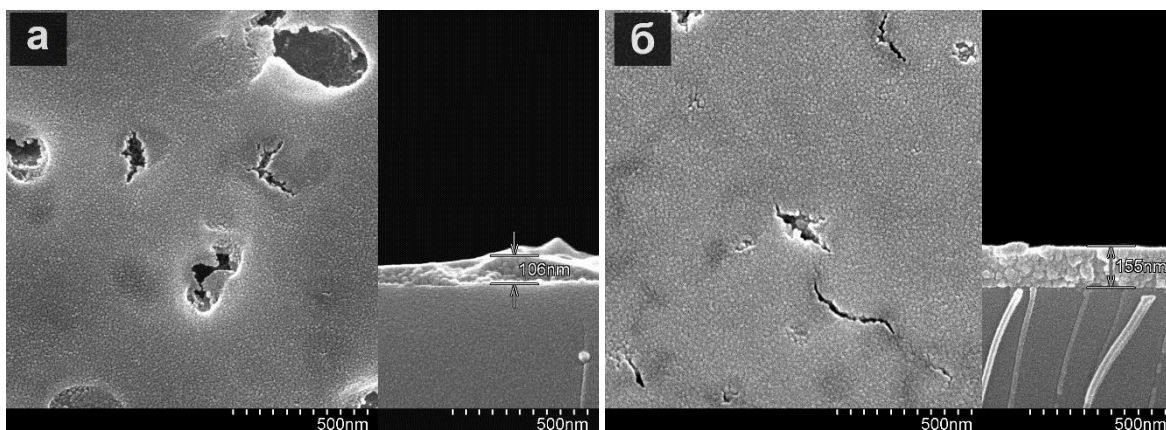


Рис. 1 – РЭМ изображения пленок Er_2O_3 , полученных: а) погружением; б) центрифугированием

Морфология поверхности пленок оксида эрбия, полученных погружением, показала выраженную зернистость и наличие большого количества пор и трещин.

Центрифугированием были получены пленки с разным количеством слоев, которые показали хорошую воспроизводимость, связанную линейной зависимостью с количеством слоев. На рисунке 1, б видно, что пленка показывает хорошую однородность по толщине; поверхность пленки, как и в случае с полученной погружением, обладает выраженной зернистостью, однако характер дефектов отличается. Дефекты в основном представляют собой небольшие трещины, пор практически не наблюдается.

Рентгеноспектральный микроанализ полученных пленок показал наличие кислорода, эрбия и углерода в составе пленок. Фазовый анализ для двух образцов показал наличие кристаллической фазы оксида эрбия кубической сингонии с параметром решетки 10,54 Å и аморфной фазы. Средний размер зерна оксида эрбия для пленки, полученной погружением, составил 13,1 нм, для пленки, полученной центрифугированием – 9,2 нм. Пленки показали фотолюминесценцию на 1,53 мкм [1].

Таким образом, разработана лабораторная технология формирования пленок оксида эрбия золь-гель методом, предварительные результаты показывают, что при центрифугировании получают пленки более однородные, чем при погружении.

Список использованных источников:

1. Корнилова Ю.Д., Хорошко Л.С. Получение оксидных пленок с высоким содержанием эрбия// XI всероссийская школа - конференция молодых ученых "Теоретическая и экспериментальная химия жидкофазных систем" (Крестовские чтения): тез. докл., Иваново, 30 окт. – 4 ноя. 2017 года, Иваново. – Иваново: ИХР РАН, 2017. – 190с.

Электрическое инициирование воспламенения и горения наноструктурированного кремния

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

Крисевич С.Н.

Ларазук С.К, д. ф-м. н., профессор.

В настоящее время существует актуальный вопрос защиты информации от несанкционированных доступов, для этого было проведено исследование, и создания прототипа кремниевой подложки КДБ-10 со слоем пористого кремния. Анодное травление осуществлялось в электрохимической ячейке с вольфрамовым катодом. Напряжение $U=10\text{В}$ и плотность тока $j=22,2\text{ мА/см}^2$ задавались источником постоянного тока. В качестве электролита использовался раствор 48% плавиковой кислоты HF и этилового спирта в объемном соотношении 3:1. Время травления образца составляло 45 мин.

При изготовлении партии КДБ-10 при времени анодирования 45 мин, измерения на сколе показали толщину слоя пористого кремния 60 мкм (Рисунок 1).

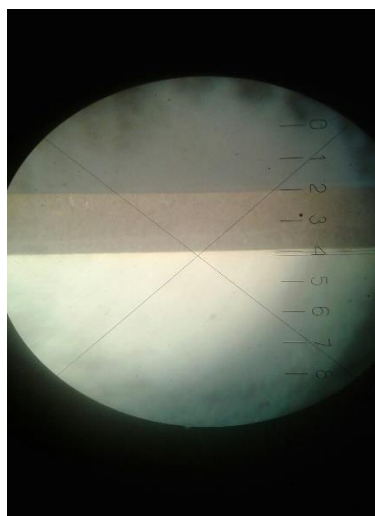


Рисунок 1 — Толщина слоя пористого кремния для КДБ-10, $j=22.2\text{ мА/см}^2$, $t=45\text{ мин}$. Шаг линейки на рисунке равен 30 мкм.

После этого данный образец пропитали перхлоратом натрия и просушили в течении 30 мин в печи при температуре равно 40 градусов по Цельсию. После того, как образец высох мы провели опыт, подключив его к высоковольтному инициирующему прибору и подали высоковольтный разряд (Рисунок 2).

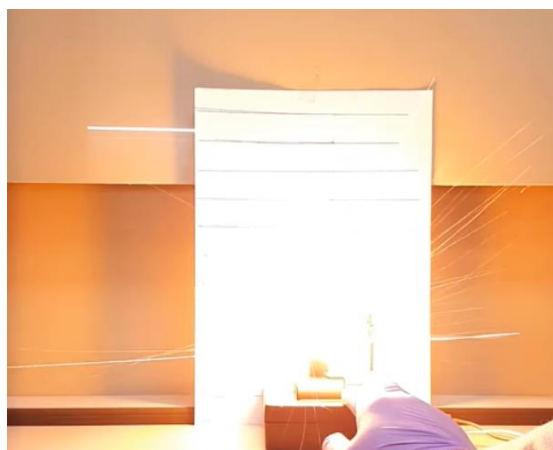


Рисунок 2 — Электрическое инициирования образца со слоем пористого кремния.

На рисунке видно, как наш образец разлетелся на множество мелких осколков.

При исследовании темы, установлены условия саморазрушения кремниевых чипов со слоем пористого кремния при электрическом инициировании. На основании проведенных нами исследований, сделан вывод, что подложка для саморазрушающегося чипа должна изготавливаться из кремния р-типа. При этом условии, пористый кремний имеет губкообразную структуру с толщиной стенок пор 3-6 нм. Высокоразвитая

поверхность пористого кремния поддерживает быстрые окислительные реакции, приводящие к процессу взрыва.

Из этих данных мы делаем вывод, что разрушение кремниевого чипа приводит к уничтожению микросхемы на нем, что может являться одним из вариантов защиты информации, хранимой на данном чипе.

Список использованных источников:

1. Korotcenkov, G. Porous Silicon: From Formation to Application Optoelectronics, Microelectronics, and Energy / G. Korotcenkov, // Technology Applications, CRC Press – 2016 –V 3, - p 387-403
2. Mikulec, F. Explosive nanocrystalline porous silicon and its use in atomic emission spectroscopy / F. Mikulec, J. Kirtland, M. Sailor, // Advanced Materials. – 2002. – V. 14. – №. 1. – p. 38-41.
3. Churaman, W. Initiation and reaction tuning of nanoporous energetic silicon / W. Churaman, L. Currano, C. Becker, // Journal of Physics and Chemistry of Solids. – 2010. – V. 71. – №. 2. – p. 69-74.

МЕТОД ПОЛУЧЕНИЯ СУБМИКРОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В ТЕХНОЛОГИИ ЛАЗЕРНОЙ БЕСШАБЛОННОЙ ЛИТОГРАФИИ

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

Кукуть Ю. М.

Лабунов В. А. - доктор технических наук, профессор

Разработан метод получения субмикронных элементов топологии в технологии бесшаблонной лазерной литографии. Метод основан на правилах модификации топологического слоя.

На сегодняшний день разрешающая способность современных литографических установок исчисляется десятками нанометров. Однако базовыми в технологии микроэлектроники все еще используются литографические установки с меньшим разрешением. Поэтому одним из актуальных направлений работ является разработка технологий и методов повышения разрешающей способности литографических установок.

Нами разработан метод получения субмикронных элементов топологии в технологии бесшаблонной лазерной литографии. Метод основан на правилах модификации топологического слоя. Формирование изображений топологических структур в фоторезисте проводилось на лазерном генераторе изображений (ЛГИ) ЭМ-5189-01 на базе лазера Coherent Genesis CX 355-250 STM Фирма-производитель «КБТЭМ-ОМО», Республика Беларусь. Длина волны экспонирующего излучения – 355 нм. Размер минимального элемента – 600 нм.

Для повышения разрешающей способности установки ЭМ-5189-01 был выбран метод коррекции оптических эффектов близости, основанный на правилах модификации топологического слоя [1]. Используя программное обеспечение, входящее в программно-технический комплекс генератора, было промоделировано распределение интенсивности световых потоков для острых элементов [2]. Из набора топологий была отобрана топология, позволяющая получить минимально возможный радиус кривизны острия.

Для тестовых элементов в качестве подложек использовались кремниевые пластины с термическим окислом толщиной 0,2 мкм. Тестовые элементы были получены в слое фоторезиста - AZ MiR 701, толщина слоя 1 мкм. На рисунке 1 представлено изображение (РЭМ), тестовых элементов в задублинном слое фоторезиста. Минимально достигнутый радиус кривизны острия R равен 21 нм.

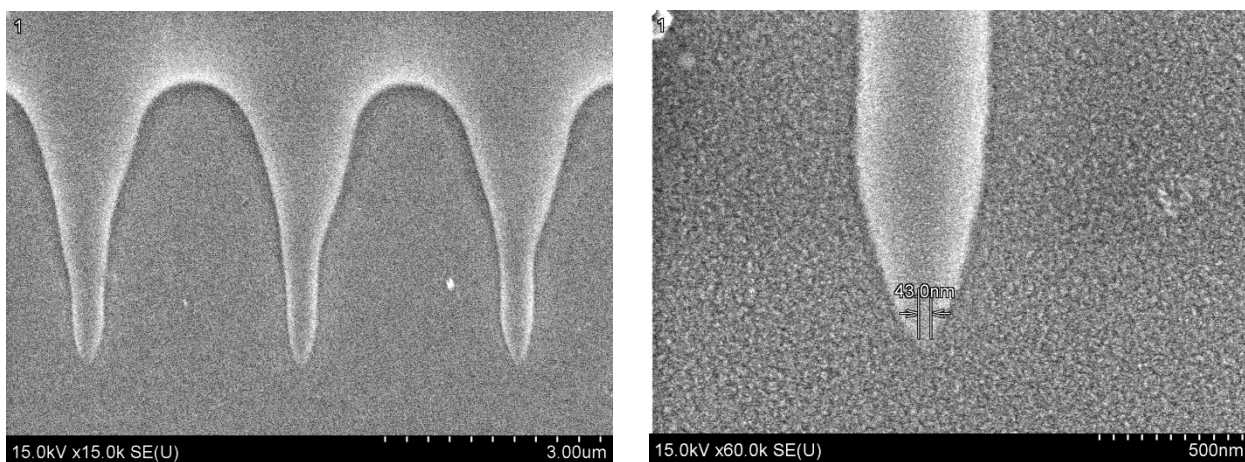


Рис. 1 – Микрофотографии острых элементов, сформированных в слое фоторезиста с использованием коррекции оптических эффектов близости (растровая электронная микроскопия)

Полученный результат является перспективным для использования в области нанотехнологии при создании наноразмерных горизонтально ориентированных острых элементов, пригодных для создания полевых эмиссионных катодов вакуумной микро- и наноэлектроники.

Список использованных источников:

1. Родионов И.А. Коррекция оптических эффектов близости при проектировании микросхем // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – Одесса; Политехпериодика; 2007. – № 3. – С. 30-32.
2. Аваков, С. М. Лазерная литография. Коррекция формы субмикронных элементов / С. М. Аваков [и др.] // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – Москва; Техносфера; 2009. – № 8. – С. 82–85.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ГЕТЕРОСТРУКТУРЫ ОКСИД ТИТАНА – КРЕМНИЙ ПРИ ОБЛУЧЕНИИ СОЛНЕЧНЫМ СВЕТОМ

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

Курапцова А.А.

Данилюк А.Л. – к.ф.-м.н., доцент

В данной работе приводятся результаты моделирования влияния солнечного света на скорость генерации носителей заряда и вольт-амперную характеристику гетероструктуры диоксид титана/кремний. Моделирование проводилось с использованием программы PC1D 5.9. Исследовалось влияние длины волны солнечного излучения на выходной фототок гетероструктуры n-TiO₂/p-Si.

Диоксид титана (TiO₂) достаточно широко используется в разных устройствах фотовольтаики: в процессах фотокатализа, при фотолизе воды, очистке воздуха и воды от загрязнений, в том числе от тяжелых металлов и органических соединений. Целью данной работы является исследование электрических свойств гетероперехода оксид титана/кремний (n-TiO₂/p-Si.) в условиях солнечного излучения.

Моделирование электрических параметров гетероструктуры n-TiO₂/p-Si проводилось с помощью программы PC1D 5.9 [1] на основе диффузионно-дрейфовой одномерной модели. В этой модели решается система одномерных уравнений с использованием дискретной сетки. Система представлена уравнением Пуассона и двумя уравнениями переноса заряда в случае электронов и дырок [2]:

$$\begin{cases} \frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0}{q} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} = p(x) + n(x) + N_d - N_a; \\ -\frac{1}{q} \frac{\partial j_n(x)}{\partial x} = G_n(x) - R_n(x); \\ -\frac{1}{q} \frac{\partial j_p(x)}{\partial x} = G_p(x) - R_p(x), \end{cases}$$

где ε – относительная диэлектрическая проницаемость, ε_0 – электрическая постоянная, q – заряд электрона, $p(x)$ и $n(x)$ – концентрация дырок и электронов в слоях, φ – электростатический потенциал, N_D и N_A – концентрации доноров и акцепторов в слоях, j_n и j_p – плотности электронного и дырочного токов, $G_n(x)$ и $G_p(x)$ – скорости генерации электронов и дырок, $R_n(x)$ и $R_p(x)$ – скорости рекомбинации электронов и дырок.

Использованные параметры для оксида титана и кремния соответственно: толщина 1 мкм и 5 мкм; подвижность электронов 4 см²/(В·с) и 1417 см²/(В·с); подвижность дырок 0,1 см²/(В·с) и 470 см²/(В·с); относительная диэлектрическая постоянная 40 и 11,9; ширина запрещенной зоны 3,2 эВ и 1,12 эВ; сродство к электрону 4,3 эВ и 4,01 эВ; степень легирования $N_D=10^{15}$ см⁻³ и $N_A=10^{17}$ см⁻³; время жизни электронов и дырок 25 мкс в оксиде титана и 500 мкс в кремнии. Площадь гетероперехода $S=10$ см², температура 300 К. Коэффициент поглощения и коэффициент отражения солнечного света TiO₂ варьируются в зависимости от длины волны [3, 4].

Полученные зависимости скорости генерации носителей заряда от расстояния от фронтальной поверхности (рис. 1а) и вольт-амперные характеристики (рис. 1б) в структуре оксид титана / кремний (n-TiO₂/p-Si) для различных длин волн солнечного излучения структуры (мощность излучения 0,06 Вт/см²).

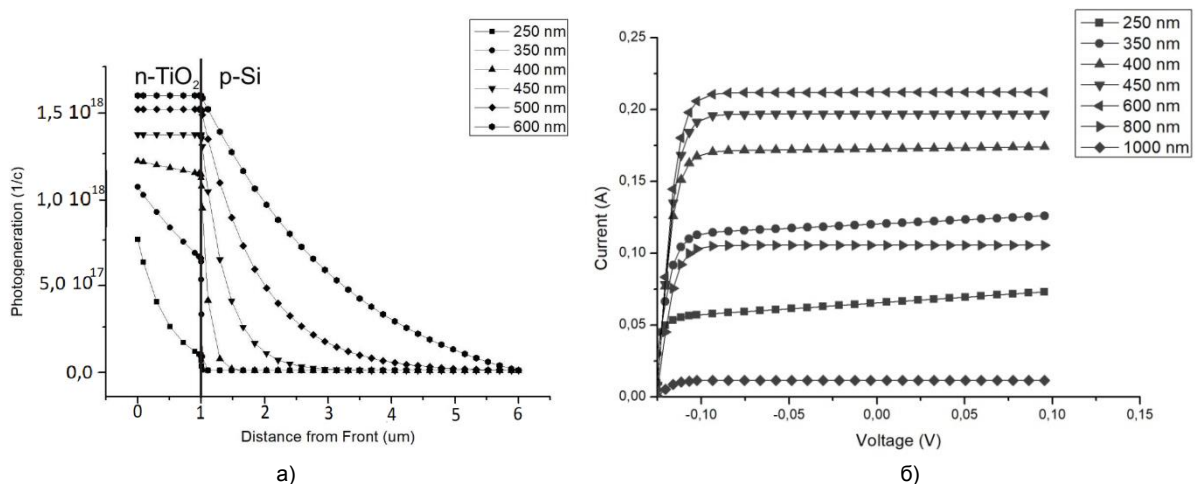


Рис. 1 – а) зависимость скорости генерации от расстояния от фронтальной поверхности;

б) вольт-амперные характеристики структуры n-TiO₂/p-Si

Из полученных ВАХ можно видеть, что они при определенном внешнем смещении характеризуются насыщением тока при определенном внешнем смещении, величина которого ограничивается концентрацией генерированных солнечным излучением неравновесных носителей заряда. Полученная нелинейная зависимость тока насыщения обуславливается закономерностями генерации неравновесных носителей заряда солнечным излучением с различной длиной волны в оксиде титана и кремнии. На рисунке 2 наглядно представлено сравнение полученной зависимости тока короткого замыкания от длины волны излучения мощностью 0,01 Вт/см² и мощности солнечного освещения от длины волны для спектра am1.5g [5] (спектр у поверхности земли при точке зенита Солнца в 48,2 градуса относительно вертикали, выбран и закреплен в международных стандартах для сравнения мощности различных солнечных батарей, устройств фотовольтаики и т.д.).

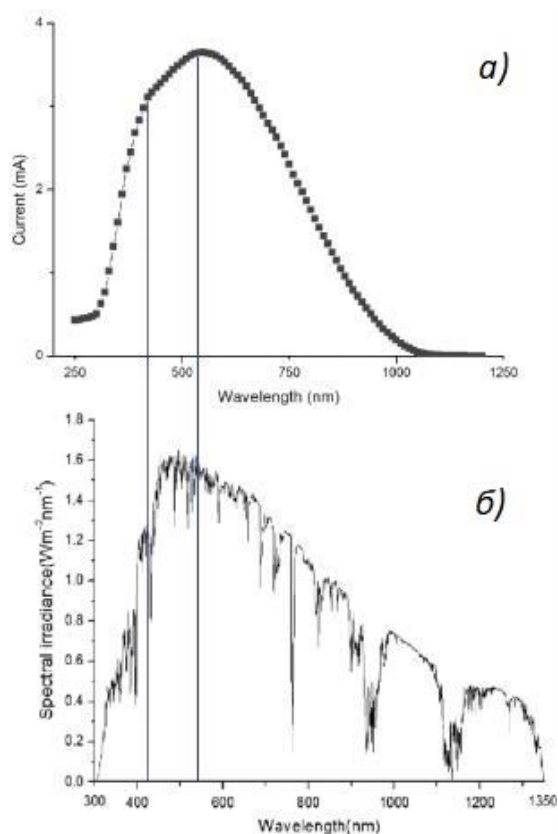


Рис. 2 – а) зависимость фототока ($I_{кз}$) в структуре n-TiO₂/p-Si от длины волны излучения; б) спектр am1.5g

Ширине запрещенной зоны оксида титана (анатаз) 3,2 эВ соответствует энергия кванта с длиной волны 388 нм, что попадает в ультрафиолетовую часть спектра. Для расширения диапазона фотопоглощения, оксид титана легируют различными катионными и анионными примесями, что приводит к образованию полос поглощения в видимой области спектра. На длине волны ~420 нм наблюдается небольшой излом, что может быть связано с тем, что при возрастании длины волны солнечного света кремний начинает вносить больший вклад в генерируемый в структуре фототок.

Таким образом, проведенное моделирование электрических характеристик гетероструктуры показало, что ВАХ в условиях освещения солнечным светом характеризуется насыщением тока, величина которого нелинейным образом зависит от длины волны солнечного света. Сравнение зависимости тока короткого замыкания структуры от длины волны излучения со спектром солнечного излучения показало, что его максимум в гетероструктуре приблизительно соответствует максимуму мощности солнечного излучения.

Полученные результаты необходимы для исследования электронных процессов, протекающих на поверхности оксида титана, которые обуславливают его фотокаталитические свойства.

Список использованных источников:

- [1] PC1D Version 5: 32-bit Solar Cell Modelling on Personal Computers, 26th IEEE Photovoltaic Specialists Conference, Anaheim, Sep-Oct 1997, pp.207- 210.
- [2] Luque A., Hegedus S. Handbook of Photovoltaic Science and Engineering / A. Luque, S.Hegedus– New York: John Wiley & Sons Ltd, 2003. - 1117 p.

- [3] Иевлев В.М. Спектры поглощения тонких пленок TiO_2 , синтезированных реактивным высокочастотным магнетронным распылением титана / В.М. Иевлев, С.Б. Куцев, А.Н. Латышев, Л.Ю. Леонова, О.В. Овчинников, М.С. Смирнов, Е.В. Попова, А.В. Костюченко, С.А. Солдатенко // Физика и техника полупроводников. - 2014, том 48, вып. 7 – С. 875-884.
- [4] Берсирова О.Л. Тонкие пленки оксидов титана и олова и полупроводниковые структуры на их основе, полученные пиролитической пульверизацией: изготовление, характеристика и коррозионные свойства /О.Л. Берсирова, Л.И. Брук, А.И. Дикусар, М.И. Караман, С.П. Сидельникова, А.В. Симашкевич, Д.А. Шербан, Ю.С. Японцева // Электронная обработка материалов. – 2007.
- [5] Corkish, R. Applied Photovoltaics / Richard Corkish, Martin A Green, Muriel E Watt, Stuart R Wenham – NY: Routledge. – 2013, pp. 250-253.

ИММИТАНСНЫЕ И ОПТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ЖИДКИХ ДИЭЛКТРИКОВ

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

Кухарчик Е.Н., Петрович В.А.

Петрович В. А – к.ф.-м.н, доцент

Данная работа предназначена для учебного процесса; лабораторные работы по предмету физика конденсированного состояния; свойства жидких полупроводников, проводников и диэлектриков.

В ходе работы использовалось масло марки М14В2 которое используется для различных силовых агрегатов. Качество масел является ключевым моментом для надежной работы силовых агрегатов. Находясь в замкнутом смазывающем контуре в процессе эксплуатации масло меняет свои физико-химические свойства. Являясь смесью углеводородов (диэлектриков) и присадок, каждый тип масла обладает свойственными ему иммитансными характеристиками – диэлектрической проницаемостью, проводимостью, тангенсом угла диэлектрических потерь, углом сдвига фаз между действительной и мнимой частями проводимости. Эти характеристика существенно изменяются в процессе эксплуатации масел. В работе использовались приборы: источник питания Белвар Б5-84/1, источник питания Мнипи Б5-86/1, измеритель рН-150, вольтметр В7-27, измеритель иммитанса Е7-25. В качестве датчика для регистрации параметров использовали конденсатор помещенный в среду образца.

В ходе выполнения работы была определена вольт-амперная характеристика масла М14В2 Рис.1

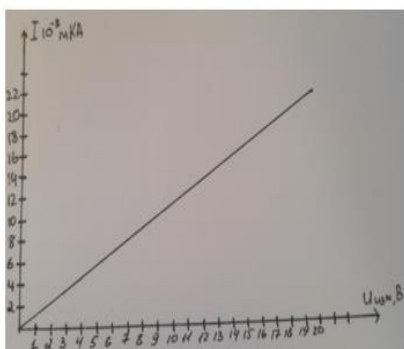


Рис.1. ВАХ масла М14В2

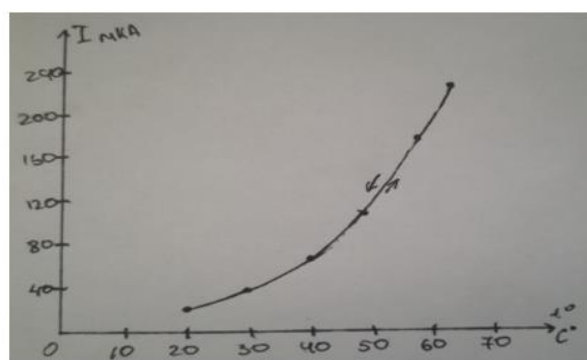


Рис.2 Температурная зависимость сопротивления

Из рис.1 видно что линейные величины тока прямо пропорциональны сопротивлению, это свидетельствует что механизм движения носителей заряда одинаков.

Была получена температурная зависимость сопротивления с сетчатым датчиком Рис.2, видно что с повышением температуры сопротивление сильно уменьшается. Гистерезиса на зависимости практически нет.

Нами так же была определена энергия активации процесса увеличения электропроводности масла Рис.3

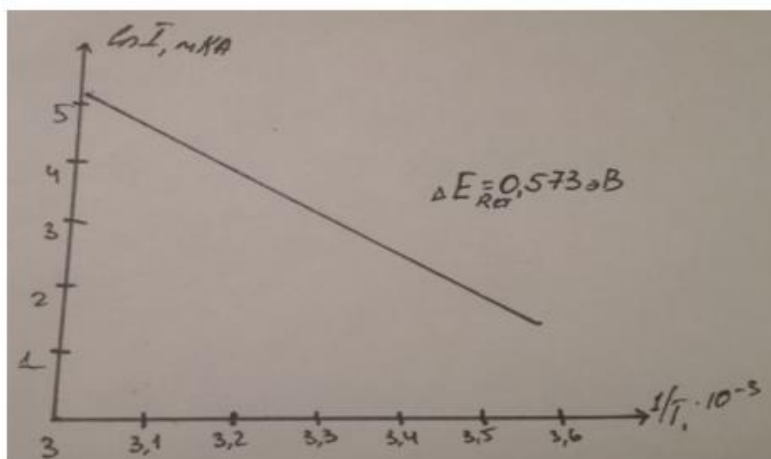


Рис.3 Определение энергии активации

Следует отметить, что полученная энергия активации 0,57эВ отвечает по своей идее закону $R=R_0C + \frac{\Delta E}{kT}$, где R_0 от температуры не зависит. Энергия активации для $\text{tg}\delta$ носит относительный характер и будет меняться с изменением частоты измерений. Поскольку $\text{tg}\delta < 1$ то ни R_s ни R_p входящее в соответствующую формулу для $\text{tg}\delta$, не связаны с R.

При облучении масла светом с $E = 3,4$ эВ и мощности $1 \frac{\text{Вт}}{\text{см}^2}$ фотоэффекта не выявлено. Не исключено что фотоэффект существует но поскольку соотношение освещенной площади к неосвещенной порядка 1 к 5, то В7-27 фототока не выявил.

СВЕТОИЗЛУЧАЮЩИЕ ДИОДЫ НА ОСНОВЕ НАНОПОРИСТОГО КРЕМНИЯ

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

Ле Динь Ви

Лазарук С. К. – д-р физ-мат. наук, проф

Рассмотрена конструкция лавинного светодиода на основе нанопористого кремния для внутрочиповых оптических межсоединений, способна работать в наносекундном диапазоне, обеспечивая преобразование электрического сигнала в световой и обратно в электрический с эффективностью преобразования 0,2 %.

Кремний является основным материалом микроэлектроники, но не нашел широкого применения в оптоэлектронных интегральных микросхемах из-за непрямозонного характера его запрещенной зоны. Однако после обнаружения эффективной фото- и электролюминесценции в нанопористом кремнии (ПК) появилась надежда развития и кремниевой оптоэлектроники [1].

В данном тезисе рассмотрена конструкция лавинного светодиода на основе нанопористого кремния для внутрочиповых оптических межсоединений.

В работе [2] были описаны основные технологические операции изготовления лавинных светодиодов на основе нанопористого кремния, поэтому в этом тезисе мы приведем только последовательность операций. В качестве исходного материала использовались кремниевые подложки n-типа с удельным сопротивлением 0,01 Ом/см. Пористый кремний получен анодированием в 1% растворе плавиковой кислоты. Толщина этой пленки составляла 0,5 мкм. Алюминиевая пленка толщиной 1,0 мкм осаждалась магнетронным распылением на слое пористого кремния. Далее при помощи операций фотографии и локального пористого анодирования алюминия формировали рисунок алюминиевых электродов. Схематическое изображение разработанной конструкции и её эквивалентная схема представлены на рисунке 1.

Разработанное устройство включает два контакта Шоттки между алюминиевыми электродами и пленкой пористого кремния. Один из них при смещении, превышающем величину лавинного пробоя работает как светодиод (СД), а другой при смещении менее величины лавинного пробоя функционирует как фотодетектор (ФД). Между этими контактами расположен слой оксида алюминия, выполняющего функции световода. Свет, излучаемый первым контактом, распространяется по оксиду алюминия за счет того, что его коэффициент преломления 1,65 превышает аналогичную величину пленки пористого кремния, таким образом, обеспечивается волноводный эффект. При этом второй контакт, выполняющий функции ФД, регистрирует световой сигнал, преобразуя его в электрический.

Поскольку изоляция обратносмещенных переходов не является совершенной, поэтому данная конструкция не обеспечивает полной гальванической развязки. Тем не менее, учитывая, что в данном случае ток фотодетектора противоположен току гальванической связи (I_G), можно говорить, что регистрируемый на выходе сигнал является откликом фотодетектора на световой сигнал светодиода. Поэтому данное устройство может рассматриваться как прототип системы внутрочиповых оптических межсоединений.

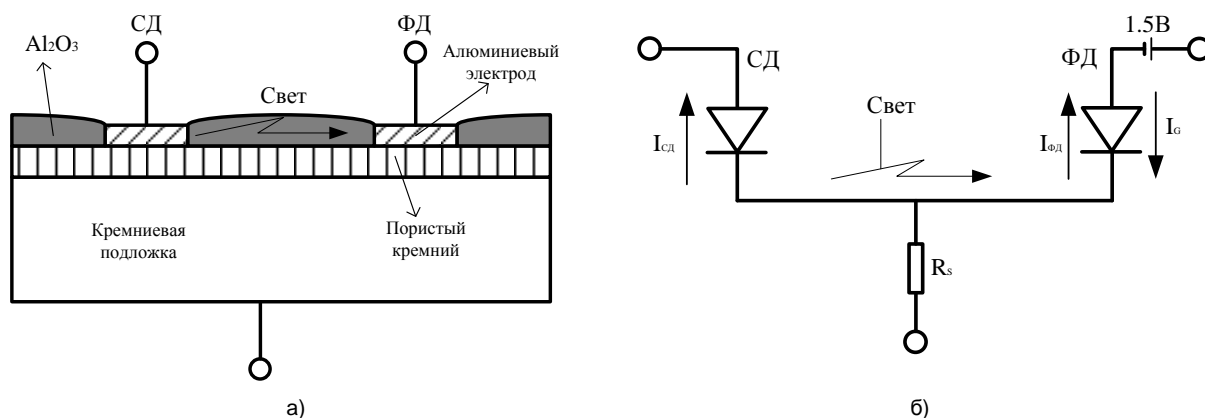


Рисунок 1 - Схематическое изображение разработанной структуры (а) и ее эквивалентная схема (б).

Таким образом было показано, что интеграция СД и ФД на единой кремниевой подложке значительно увеличивает эффективность работы приборов и разработанная интегрированная система СД-ФД способна работать в наносекундном диапазоне, обеспечивая преобразование электрического сигнала в световой и обратно в электрический с эффективностью преобразования 0,2%, что является перспективным для разработки на ее основе системы внутрочиповых оптических межсоединений.

Список использованных источников:

1. Canham, L.T. Silicon quantum wire array fabrication by electrochemical and chemical dissolution of wafers / L.T. Canham // Applied Physics Letters. 1990. Т. 57. № 10. — С. 1046-1048.
2. Lazarouk, S. Stable electroluminescence from reverse biased n-type porous silicon–aluminum Schottky junction device / S. Lazarouk, et al.// Applied Physics Letters. 1996. Т. 68. № 12. — С. 1646-1648.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МИКРОСТРУКТУРЫ НАНОПОРИСТЫХ МАТЕРИАЛОВ С ПОМОЩЬЮ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СЭМ ИЗОБРАЖЕНИЙ

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

Лушпа Н.В., Мачерко Д.А.

Чернякова Е.В. – к.ф.-м.н., доцент
Врублевский И.А. – к.т.н., доцент

Изучение морфологии и структуры нанопористых материалов и установление взаимосвязи с условиями их получения является важной задачей современного материаловедения. Создание и разработка новых наноструктурированных материалов, содержащих массивы наноразмерных пор, невозможно без точного определения размера пор и плотности их распределения. Одним из перспективных материалов, благодаря своей уникальной самоорганизованной структуре и возможности контроля структурных параметров на этапе их формирования, является пористый анодный оксид алюминия [1].

Для определения геометрических параметров пленок пористого анодного оксида алюминия по снимкам СЭМ (рисунок 1) использовался автоматизированный алгоритм в программе ImageJ. Эта программа позволяет вычислить площади и статистические показатели пиксельных значений различных выделенных вручную или при помощи пороговых функций областей на изображениях [2].

Согласно результатам, представленным на рисунке 2, пленки пористого анодного оксида алюминия имели размер пор 53,05 нм.

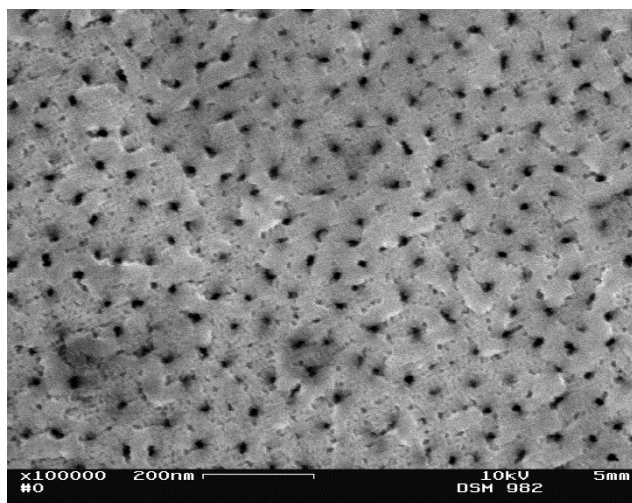


Рисунок 1 – СЭМ-изображение поверхности пленки пористого анодного оксида алюминия

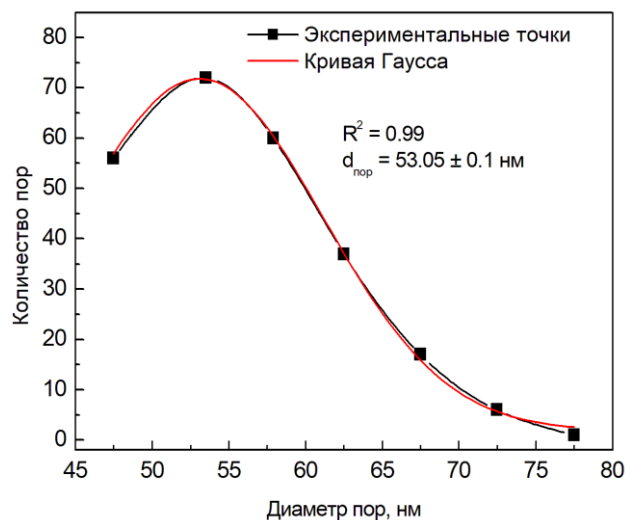


Рисунок 2 – Зависимость количества пор от диаметра по результатам обработки изображений в программе ImageJ поверхности пленок пористого анодного оксида алюминия

Проведенное исследование позволило сделать вывод, что программа ImageJ является подходящим инструментом для анализа микроизображений и количественного анализа морфологии пленок анодного оксида алюминия с наноразмерными порами. Результаты обработки СЭМ снимков в программе ImageJ позволили рассчитать значение среднего диаметра пор пленок анодного оксида алюминия. Для визуализации процесса анализа были построены графические зависимости распределения диаметра пор по размерам с использованием пакета Origin.

Список использованных источников:

[1] Lee, W. Porous anodic aluminum oxide: anodization and template synthesis of functional nanostructures / W. Lee, S.-J. Park // Chem. Rev. – 2014. – Vol. 114. – P. 7487–7556.

[2] Лушпа Н.В. Морфологический анализ нанопористой структуры пленок анодного оксида алюминия с помощью цифровой обработки СЭМ изображений / Н.В. Лушпа и др. // Современные электрохимические технологии и оборудование : мат. док. Международной научно-технической конференции. – Минск : БГТУ, 2017. – С. 126-129.

УПРАВЛЕНИЕ ПРОЦЕССОМ ФОРМИРОВАНИЯ ГЕЛЕВЫХ ОСАДКОВ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ НАНОСТРУКТУРИРОВАННЫХ ДИ-ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЛОЕВ

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

Макарский В.А., Панцулая Ш.Н.

Петрович В.А. – к.ф.-м.н., доцент

В данном материале предлагаются варианты усовершенствования золь-гель технологии, путём различных воздействий на систему «золь-подложка», с целью управления процессами осаждения. В частности, использование явления электрофореза путем воздействия на подложку постоянного по величине и знаку электрического поля с помощью погруженного в золь вспомогательного электрода, что приводит к утолщению и уплотнению получаемых диэлектрических слоёв.

В настоящее время на кафедре «Микро- и нанoeлектроника» БГУИР разрабатываются различные технологические процессы формирования наноструктурированных слоёв. Одним из вариантов этих технологий является так называемая «золь-гель» технология [1].

Сущность этой технологии заключается в следующем. В золь, содержащий раствор, включающий интересные наноструктурированные частицы, погружается подложка. В другом варианте, небольшое количество золя наносится на подложку; после этого подложку с локально нанесенным золем подвергают центрифугированию для обеспечения равномерного покрытия.

В обоих случаях сформированная золевая плёнка подвергается процессу сушки и последующей высокотемпературной обработке. При этом золь-плёнка трансформируется в гель-плёнку. Для обеспечения значительных толщин процессы нанесения и высокотемпературной обработки повторяются.

Недостатки упомянутых процессов:

1. Невозможность за один цикл сформировать слои значительной толщины.
2. Сформированные слои значительной толщины по существу являются многослойными, с наличием большого количества переходных областей от слоя к слою.
3. Невозможность обеспечить проникновение золя, а в дальнейшем и формирование геля в пористых материалах с трехмерной конфигурацией пор [1, стр. 54].
4. Процесс по существу является неуправляемым, так как основан только на эффектах смачивания межфазной границы. Изменение смачиваемости границы раздела «золь-подложка» обеспечивается только за счёт подбора состава золя.

Мы предлагаем следующие варианты управления процессами в золь-гель технологии:

1. Для обеспечения проникновения золя в пористые структуры предлагается осуществлять нагрев подложки и (или) золя при процедуре смачивания золевую подложку. Далее, не извлекая подложку из золя, осуществить трансформацию золя в гель путём понижения температуры.
2. В процессе смачивания золевую подложку осуществить ультразвуковое воздействие на систему «золь-подложка», со стороны подложки. Частота ультразвукового воздействия подбирается индивидуально для каждой конкретной пары «золь-подложка».
3. Осуществить ультразвуковое воздействие на систему путём погружения в раствор магнестриктора, испускающего ультразвуковые волны со строго определённой частотой. Частота воздействия так же, как и в варианте 2, подбирается для конкретной пары «золь-подложка».
4. Воздействовать на систему золь/подложка переменным электрическим полем на вполне определённой частоте. Эта частота существенно изменяет смачиваемость конкретной золевую подложку (резонансная частота воздействия).
5. Использовать явление электрофореза путем воздействия постоянного по величине и знаку электрического поля на подложку с помощью погруженного в золь индифферентного электрода.

Электрофорез - это перемещение под действием электрического поля частиц дисперсной фазы относительно дисперсионной среды. Это происходит по причине возникновения заряда на дисперсных частицах, находящейся в контакте с жидкостью. Заряды на границе фаз связаны с наличием двойного электрического слоя и определяются ζ -потенциалом, который называют электрокинетическим. Заряд на поверхности частицы может принимать как положительный, так и отрицательный потенциал, который зависит от химического состава и свойств контактирующих фаз.

Электрофорез применяемый в золь-гель технологии позволяет оперативно управлять процессом осаждения, даёт возможность получения слоёв значительной толщины за 1 цикл нанесения, обеспечивает глубокое проникновение частиц золя в пористые структуры, позволяет проводить селективное осаждение частиц на подложку.

Список использованных источников:

1. Гапоненко Н. В. Пленки, сформированные золь-гель методом на полупроводниках и в мезопористых матрицах. Мн.: Беларуская навука, 2003. - 136 с.

ВИЗУАЛИЗАЦИЯ ТЕПЛОВЫХ ПОЛЕЙ В ДВУМЕРНЫХ СИСТЕМАХ МЕТОДОМ СПЕКТРОСКОПИИ КОМБИНАЦИОННОГО РАССЕЯНИЯ СВЕТА

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

Нигериш К.А., Ковальчук Н.Г., Михалик М.М.

Комиссаров И.В. – канд. физ.-мат. наук, в. н. с. НИЛ 4.6

В связи с уменьшением топологических размеров в электронике, транзисторы, обладающие достаточно большой удельной мощностью, должны обладать эффективным теплоотводом от рабочей зоны устройства. Эта проблема может быть решена введением теплового распределителя вблизи горячих точек, отводящего тепло непосредственно от них. Таким образом, визуализация тепловых полей в двумерных системах является актуальной и нетривиальной задачей. В данной работе представлен бесконтактный метод визуализации тепловых полей в двумерных структурах методом лазерно-ассистированной Рамановской термометрии.

В качестве исследуемого 2D-материала использовался CVD-графен, производство которого налажено в БГУИР. Синтез проводился при атмосферном давлении. Более детально этот процесс описан в работе [1]. В данной работе был использован влажный способ переноса графена, который осуществлялся при комнатной температуре. Медная подложка-катализатор была тщательно растворена в водном растворе $FeCl_3$, после чего пленка промывалась несколько раз в дистиллированной воде. Затем графен был перенесен на медную сетку, содержащую сквозные отверстия диаметром 100 мкм.

Основная идея визуализации тепловых полей в двумерных структурах методом лазерно-ассистированной Рамановской термометрии заключается в следующем: детектирующий лазерный луч малой мощности фокусируется в центре подвешенной мембраны графена, не вызывая нагрев центрального участка, в то же место фокусируется ассистирующий лазерный луч, вызывающий нагрев пленки (рисунок 1). Положения пиков КРС спектра графена очень чувствительны к температуре, поэтому температура нагретого участка определяется по результатам сдвига G или 2D полосы (рисунок 2).

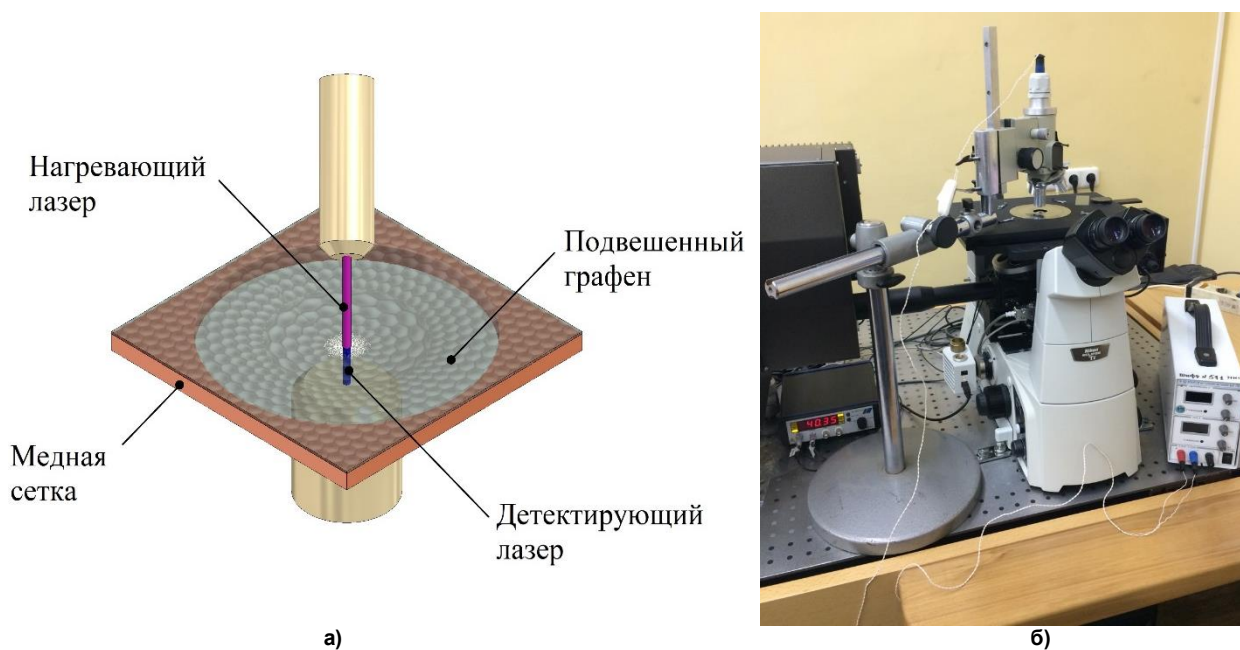


Рис. 1 – Экспериментальная установка – а) схема, б) внешний вид

Образец был исследован на 3D Рамановском конфокальном микроскопе Confotec NR500, при следующих условиях: длина волны детектирующего лазерного излучения 473 нм, диаметр пучка ~ 500 нм, диапазон исследования $1100 - 2900$ cm^{-1} . Для нагрева использовался лазерный модуль фирмы ЛТТ [2] с длиной волны лазерного излучения 620 нм, диаметр пучка ~ 2 мкм. Для исследования был выбран участок размером 20×20 мкм в центре подвешенной пленки.

По полученным данным было получено тепловое поле и тепловой профиль графена при нагреве внешним лазером (рисунок 3). Калибровочная кривая зависимости положения пиков КРС графена от температуры была взята из литературы [3].

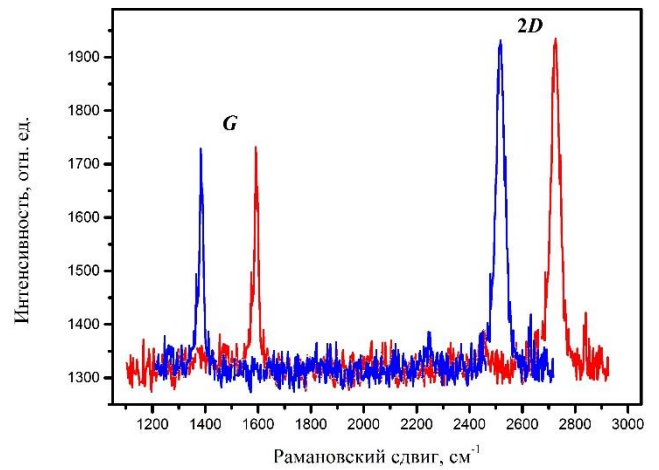
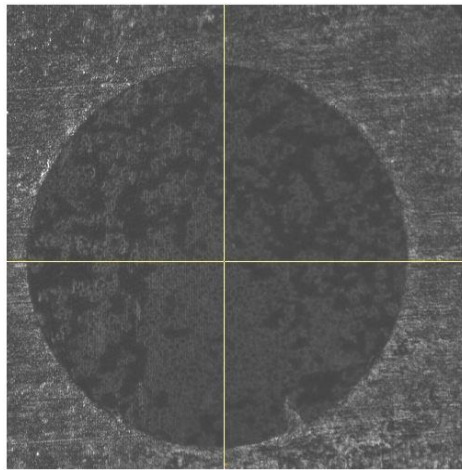


Рис. 2 – а) Рэлеевское изображение сквозного отверстия в меди покрытого графеном, б) смещение пиков спектра КРС подвешенного графена при изменении температуры

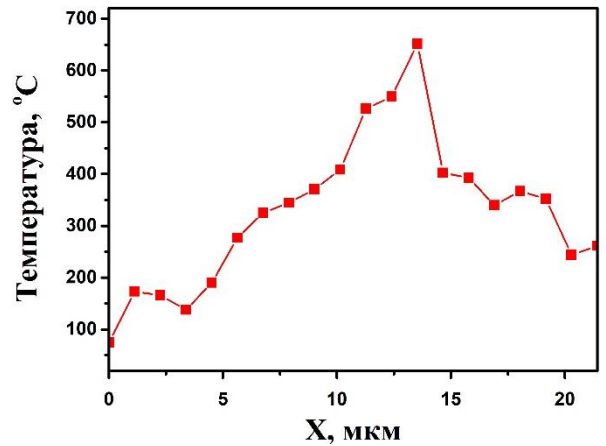
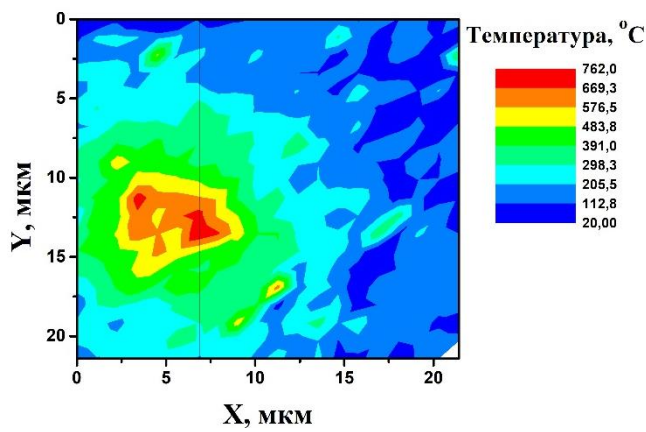


Рис. 3 – а) Тепловое поле подвешенного графена при нагреве внешним лазером, б) тепловой профиль графена

Следует отметить, что данная методика может быть использована для получения коэффициентов теплопроводности исследуемых образцов, а также она позволяет проводить исследования в области теплопереноса и эффективности введения различных теплопроводов в микро- и наноэлектронике.

Список использованных источников:

1. Komissarov I. V. et al. Nitrogen-doped twisted graphene grown on copper by atmospheric pressure CVD from a decane precursor //Beilstein journal of nanotechnology. – 2017. – Т. 8. – С. 145.
2. <http://www.ltt.by>
3. Calizo I. et al. Temperature dependence of the Raman spectra of graphene and graphene multilayers //Nano letters. – 2007. – Т. 7. – №. 9. – С. 2645-2649.

ТОРЦЕВОЙ ХОЛЛОВСКИЙ ИСТОЧНИК ИОНОВ ДЛЯ АССИТИРОВАНИЯ ОСАЖДЕНИЯ

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

Палмера Д. Мигель А., Диас Л. Роселина А.

Котов Д.А. – кандидат. техн. наук, доцент

Актуальной задачей тонкопленочной технологии является формирование качественных функциональных покрытий из диэлектрических и проводящих материалов для оптики и оптоэлектроники. На сегодняшний день представляются перспективными методы формирования пленок, основанные на ионной бомбардировке. Бомбардировка поверхности подложки ионами в процессе роста пленок называется ионно-ассистированным осаждением (ion beam assisted deposition - IBAD), и позволяет в широких пределах управлять свойствами наносимых слоев независимой регулировкой потоков материала и энергетических частиц на подложку

В настоящее время источники ионов широко используются в технике для осуществления различных технологических процессов: очистки и активации поверхности перед нанесением покрытия, размерной обработки поверхности прецизионных деталей, пассивирования поверхности металлов, удаления пленок с этой поверхности, либо создание оптических покрытий для улучшения свойств оптических деталей. Одним из наиболее современных источников является торцевой холловский источник ионов (ТХИ). Данные ионные источники обеспечивают желательную рабочую характеристику. Они создают большой ток ионов с низкой энергией, и выдают равномерный ионный поток по большой зоне покрытия. Источники могут работать как на аргоне, так и на кислороде, а требования к обслуживанию, как правило, ниже, чем для сеточных ионных источников.

Однако данные ионные источники чаще всего используются в процессах ионно-ассистированного нанесения, что предполагает наличие систем охлаждения которая значительно усложняет конструкцию. Кроме того, разрядные и эмиссионные характеристики ТХУ сильно зависят от интенсивности и конфигурации магнитного поля в разрядной зоне.

Ионный источник «СТРЕЛОК-2» предназначен для использования в составе вакуумных установок, которые формируют оптическое покрытие методом электронное лучевое испарение для создания интенсивных низкоэнергетичных потоков ионов в вакууме. Применяется для ионной очистки подложек и ассистирования процессов нанесения пленочных покрытий методами испарения и распыления в вакууме. Может также применяться для синтеза покрытий из газовой фазы, реактивного травления, осуществления плазма - химического осаждения и других технологических процессов, а также для научных исследований. Источник создает конический расходящийся поток ионов рабочего газа.

Применение ТХИ в качестве ассистирующего источника при электронно-лучевом испарении накладывает на его работу ограничения по диапазону рабочего давления. При давлении в камере ниже $4 \cdot 10^{-2}$ Па происходит блокировка электронно-лучевого испарителя, предотвращающая разрушение системы питания. Следовательно, в ТХИ необходимо обеспечить стабильную генерацию потока ионов с максимальным током при как можно более низком давлении. Этого в свою очередь можно добиться увеличением значения индукции магнитного поля над рабочей поверхностью анода.

Основная задача в процессе моделирования заключалась в коррекции величины индукции магнитных полей на аноде с целью получения его одинаковой величины в максимуме вдоль всего канала. Это важно для обеспечения генерации одинакового по плотности тока ионного пучка вдоль всего ускорительного канала и для исключения дефекта характерного систем геометрии с разрядом в скрещенных электрическом и магнитном полях.

В этой работе были проведены симуляции с использованием программы COMSOL для изучения индукции магнитного поля исходной ТХИ и новой предлагаемой модели. Подбором геометрических параметров магнитной системы для предлагаемой модели была выполнена оптимизация для канала анода. Индукция магнитного поля обоих источников сравнивалась в зоне плазмообразования. Видно, что происходит изменение интенсивности магнитного поля исходного источника относительно предложенной модели предложенного источника и достигнута увеличение индукции магнитного поля на протяжении всего ускорительного канала на 20%.

Список использованных источников:

1. D.B. Fenner, J.K. Hirvonen, and J.D. Demaree, Engineering Thin Films and Nanostructures with Ion Beams // Taylor & Francis Group, (2005) 167- 204
2. End-hall ion source: US. Pat. No. 4,862,032 / H.R. Kaufman, R.S. Robinson; appl. H.R. Kaufman; appl. 20.10.1986; pub. 29.08.1989 / UPSTO. – 1989. – P. 1–6.
3. http://izovac.com/components/ion_source/strelok/

ВРЕМЕННАЯ НЕСТАБИЛЬНОСТЬ КОНДЕНСАТОРНЫХ СТРУКТУР НА ОСНОВЕ ДИОКСИДА ТИТАНА

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

*Панцулая Ш.Н., Макаровский В.А.
Петрович В.А. - доцент, канд. физ.-мат. наук*

В настоящем сообщении представлены результаты исследования электрических свойств пленок диоксида титана в зависимости от температуры, времени и размеров зерен. Были исследованы электрические свойства пленок диоксида титана также, как и их зависимость от структуры диоксида титана, температуры. По результатам исследований рассматривается целесообразность использования диоксида титана в качестве конденсаторных структур.

Диоксид титана (TiO₂) является важным коммерческим материалом и широко используется во многих сферах жизни. Чаще всего диоксид титана используют при фотокатализе, в солнечной энергетике и газовых сенсорах.

Получаемые пленки диоксида титана различаются по физическим и химическим свойствам в зависимости от структуры пленки, химической композиции и присутствия допантов.

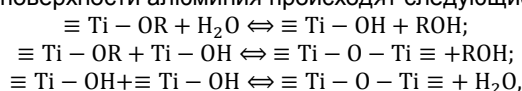
В литературе указывается на несколько способов получения тонких пленок диоксида титана: ультразвуковой распылительный пиролиз, химическое осаждение, жидкофазное осаждение и золь-гель метод [1]. При этом золь-гель метод показывает хорошие результаты при формировании пленок диоксида титана. Благодаря прямой зависимости между диэлектрической проницаемостью и коэффициентом отражения, диоксид титана представляет интерес при использовании в электронике. В данном докладе обсуждается возможность создания конденсаторных структур на основе пленок диоксида титана для улучшения эффективности фотокатализа.

Образцы диоксида титана создавались по золь-гель методу.

Для создания золя использовался этанол (C₂H₅OH) и бутанол-1 (C₄H₉OH), которые смешивались в соотношении 1:1. После этого в раствор добавлялся ацетилацетон (C₅H₈O₂). Далее, раствор перемешивался и в процессе перемешивания, путем пипетирования добавлялись тетраизопропоксид титана (C₁₂H₂₈O₄Ti) и дистиллированная вода. После 20 минут перемешивания в золь засыпался порошок TiO₂. Было подготовлено 3 раствора золь с микроструктурированным, наноструктурированным и смесью (1:1) порошков TiO₂.

В качестве подложки использовался предварительно очищенный алюминий. Алюминий погружался в раствор соответствующего золя на 1 минуту, после чего подвергался сушке в печи в воздушной атмосфере при температуре 200 °С в течение 3 минут. Таким образом было нанесено 3 слоя общей толщиной около 1,5·10⁻⁷ м, после чего проводился отжиг образцов в муфельной печи при 500 °С в течение 30 в воздушной атмосфере.

При погружении в золь на поверхности алюминия происходят следующие последовательные реакции:



где R - C₃H₇. В процессе отжига из золя формировался гель. Для создания конденсаторной структуры использовался контактол – проводящая серебросодержащая паста. Для повышения достоверности результатов на каждом образце было создано по несколько конденсаторных структур.

Измерения емкостных характеристик проводились на приборе Е7-24 на различных контактах образцов. Измерения проводились при частоте 10 кГц, измерительном напряжении 40 мВ. Результаты измерений представлены в таблице 1.

Таблица 1 – Емкостные характеристики конденсаторных структур диоксида титана

	Номер структуры	C _p , пФ	C _s , пФ	R _s , кОм	R _p , МОм	Q
Микроструктурированный	1	208	210	5	1,2	15,5
	2	133	132	8,3	1,61	15
	3	253	253	2,9	1,27	21
	4	309	308	3,27	78	15,5
	5	156	157	7,19	1,4	14
	6	264	267	4	950	15
Наноструктурированный	7	150	179	385	2,73	2,3
	8	173	210	353	1,86	2
	9	154	187	370	2,37	2,27
	10	99	112	513	4,5	2,71
	11	123	143	467	2,99	2,31

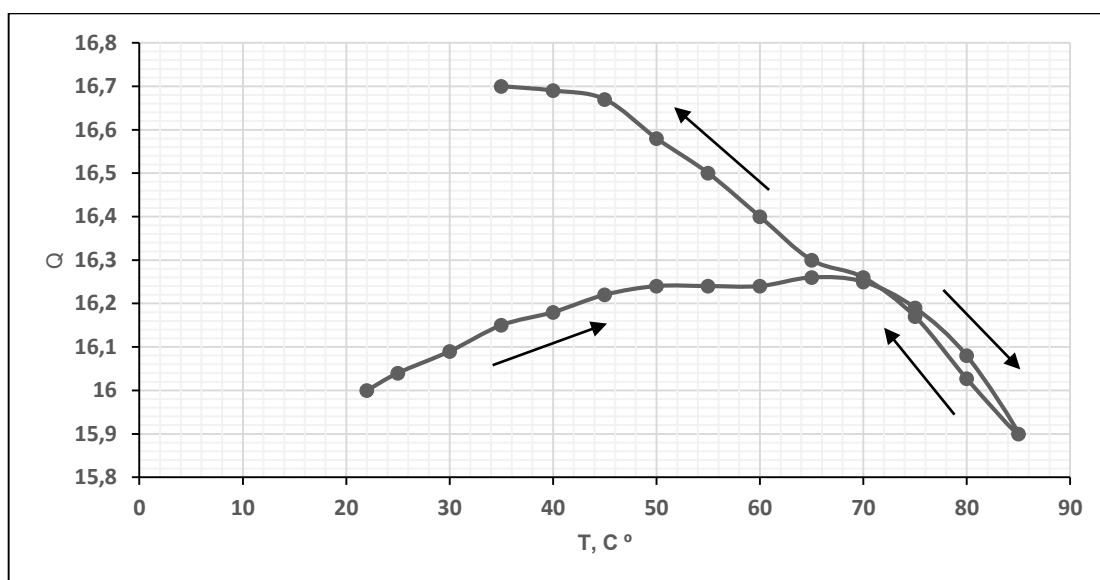
Продолжение таблицы 1

	Номер структуры	C_p , пФ	C_s , пФ	R_s , кОм	R_p , МОм	Q
Смесь микро- и наноструктурированного	12	400	490	119	1,28	2,7
	13	422	510	121	1	2,5
	14	233	270	200	2,16	2,9
	15	227	259	190	2,4	3,7
	16	342	298	158	1,7	2,86
	17	269	311	167	1,9	2,9

В данной таблице C_p , R_p и C_s , R_s – соответственно, емкость и сопротивление при параллельной и последовательной эквивалентных схемах замещения, Q – добротность.

Как видно из таблицы 1, добротность данных образцов довольно низкая для использования в качестве конденсаторов, соответственно, необходимо улучшение технологии производства образцов и дополнительные исследования. Следует обратить внимание на значительное увеличение в добротности в образцах, сформированных с использованием микроструктурированного диоксида титана. Подобное различие объясняется крупной пористостью данных образцов и наличием воздуха в порах между гранулами диоксида титана.

С целью выяснения причин невысоких значений добротности были проведены исследования по поведению добротности в диапазоне температур при нагреве и охлаждении.



Из рисунка видно различие результатов при нагреве и охлаждении - это, предположительно, объясняется десорбцией воды и релаксацией на границах раздела «TiO₂/Al» и «TiO₂/контакт»». Учитывая, что при нагреве происходит десорбция воды, разумно предполагать, что кривая добротности при охлаждении (большее значение Q) и отсутствие максимума при 70 °C связано с окончанием процесса десорбции и стабилизацией свойств поверхностных состояний.

После температурных измерений на образце с микроструктурированным диоксидом титана путем постепенного повышения напряжения вплоть до пробоя конденсаторной структуры было оценено пробивное напряжение которое находится в пределах 6-8 В. Рассчитанная электрическая прочность $E_{проб}$ составила 53 кВ/мм.

ВЛИЯНИЕ ОБМЕННОГО СМЕЩЕНИЯ НА МАГНИТОСОПРОТИВЛЕНИЕ СПИНОВОГО ВЕНТИЛЯ

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

Сергеев В.С.

Данилюк А.Л. – к.ф.-м.н., доцент

В рамках данной работы рассмотрены кривые магнетосопротивления для многослойных систем типа $Ni_{80}Fe_{20}/Cu/Ni_{80}Fe_{20}/Fe_{50}Mn_{50}$. Осуществлено интерпретирование кривых GMR в рамках модели минимальной энергии для ориентации намагниченности слоев $Ni_{80}Fe_{20}$. Обнаружено, что межслойная обменная связь ферромагнитна и монотонно убывает с ростом толщины слоя Cu. Взаимодействие этой связи с эффектом смещения обмена приводит к критической толщине прослойки, ниже которой не может быть реализовано идеальное антипараллельное выравнивание намагниченностей $Ni_{80}Fe_{20}$.

В последние годы возрос интерес к обменным смещениям в спиновых клапанах на основе многослойных структур типа $Ni_{80}Fe_{20}/Cu/Ni_{80}Fe_{20}/Fe_{50}Mn_{50}$. Исследование магниторезистивных эффектов таких структур могут быть полезными для применения в магниторезистивных считывающих головках, что важно для увеличения плотности записи. В большинстве отчетов до сих пор слой $Ni_{80}Fe_{20}$ практически не участвует из-за относительно толстой медной прослойки. Однако при уменьшении толщины промежуточного слоя Cu обменные смещенные спиновые клапаны демонстрируют колебательное межслойное обменное соединение, похожее на то, что было обнаружено, например, в распыленных Fe/Cu и Co/Cu, многослойных мультислоях $Ni_{80}Fe_{20}/Cu$ и при полученных с помощью молекулярно-лучевой эпитаксии системы Co/Cu/Co и Fe/Cu/Fe. Осциллирующая межслоевая обменная связь обеспечивала бы возможность создания смешанного смещенного спинового клапана многослойной структуры с несвязанными слоями $Ni_{80}Fe_{20}$ при относительно низкой толщине промежуточного слоя Cu, что обеспечивало бы относительно высокое магнетосопротивление. Однако до сих пор осциллирующая связь в обменных смещенных структурах спиновых клапанов сообщалась только для обменно-смещенных систем Co/Cu/Co с многослойным слоем Ru/Cu в качестве буферного слоя. Вторая цель изучения зависимости толщины межслойной толщины магнетосопротивление заключается в том, что любое неосцилляторное соединение, ферромагнитное или антиферромагнитное, может сильно влиять на форму кривых магнетосопротивления многослойных слоев с переменным диапазоном спинов.

В этом данной работе рассматривается влияние межслойной обменной связи на кривые $R(h)$, т. е. сопротивление обменных смещенных спиновых клапанных мультислоев в зависимости от приложенного магнитного поля. Одновременно с спиновым клапаном или гигантским магнетосопротивлением (GMR) необходимо учитывать анизотропное магнетосопротивление (AMR), поскольку переориентация магнитных слоев намагничивания подразумевает изменение угла между током и направлением намагничивания. Из расчетов модели следует, что ферромагнитная связь приводит к уменьшению разности полей переключения для обоих магнитных слоев. Когда сцепление превышает критическое значение, идеальное антипараллельное выравнивание намагниченностей не может быть реализовано, что приводит к уменьшению эффекта GMR.

Была использована следующая модель для расчета кривых $R(h)$ GMR для многоканального смешивания с замедленным обменом. Полная энергия системы определяется формулой:

$$E_{TOT}(H) = -\mu_0 M_1 t_1 H \cos \vartheta_1 - \mu_0 M_2 t_2 H \cos \vartheta_2 - E_{ED} \cos \vartheta_2 - J \cos(\vartheta_1 - \vartheta_2) \quad (1)$$

Первые два члена представляют собой зеемановскую энергию магнитных слоев с намагниченностью M и толщиной t в магнитном поле H . Третий член соответствует энергии однонаправленной обменной анизотропии E_{EB} в обменно-смещенный слой $Ni_{80}Fe_{20}$, возникающий в результате обменного взаимодействия $Ni_{80}Fe_{20}/Fe_{50}Mn_{50}$. Одноосная анизотропия, индуцированная внешним полем при росте, очень мала и поэтому пренебрегается. Четвертый член дает обменную связь между обеими $Ni_{80}Fe_{20}$ над прослойкой Cu с параметром обменной связи J . Направления векторов намагниченности $Ni_{80}Fe_{20}$ M_1 и M_2 в зависимости от приложенное поле можно определить, минимизируя полную энергию системы по отношению к ϑ_1 и ϑ_2

$$\left(\frac{\partial E_{TOT}}{\partial \vartheta_1}\right)_{\vartheta_2, H} = 0, \quad \left(\frac{\partial E_{TOT}}{\partial \vartheta_2}\right)_{\vartheta_1, H} = 0, \quad (2)$$

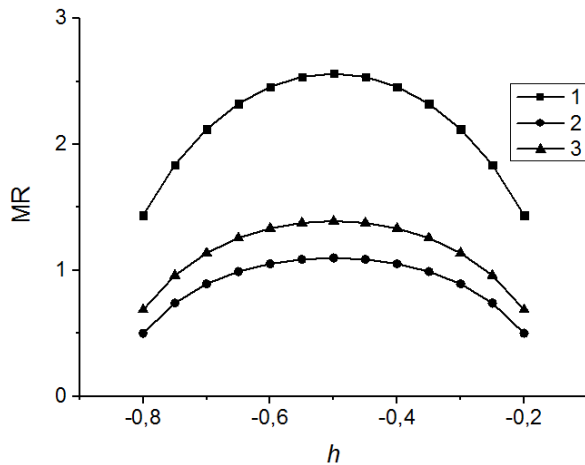
Чтобы упростить обозначение, введем теперь следующие безразмерные величины:

$$j = \frac{J}{E_{EB}}, \quad h = \frac{\mu_0 M_2 t_2 H}{E_{EB}} = \frac{H}{H_{EB}} \quad (3)$$

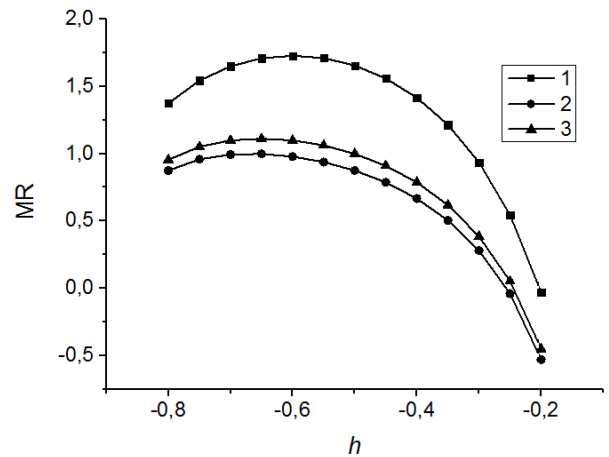
$$x = \frac{M_1 t_1}{M_2 t_2} = \frac{t_1}{t_2} \quad (M_1 = M_2). \quad (4)$$

Несколько наборов углов $\vartheta_1(h)$ и $\vartheta_2(h)$ удовлетворяют уравнению (2). Решение минимальной полной энергии, $\vartheta_{1, \min}(h)$ и $\vartheta_{2, \min}(h)$ можно найти, вставив все возможные решения в уравнение (1). Гигантское магнетосопротивление может быть рассчитано как:

$$r(h) = 1 + \frac{1}{2} \{1 - \cos[\vartheta_{1,min}(h) - \vartheta_{2,min}(h)]\} \quad (5)$$



(a)



(б)

Рисунок 1. (а) Вычисленные кривые $r(h)$ для $x = 1$ в зависимости от безразмерного параметра связи j : 1 – $j=0.2$; 2 – $j=0.8$; 3 – $j=1$. Критический параметр связи $j_{crit} = 1/4$. Максимум в сопротивлении сильной связи находится при $h = -1 / (1 + x) = -0,5$. (б) Вычисленные кривые $r(h)$ для $x = 4/3$ в зависимости от параметра безразмерной связи j . Критический параметр связи $j_{crit} = 0.287$, максимум сопротивления для сильной связи находится при $h = -1 / (1 + x) = -0,427$.

Таким образом в рамках данной работы было проведено исследование влияние межслойной обменной связи на магниторезистивное поведение многослойных спиновых клапанов с обменным смещением $Ni_{80}Fe_{20}/Cu$. Обнаружено, что обменная связь по прослойке Cu носит ферромагнитный характер и монотонно убывает с ростом толщины слоя Cu. Критическая толщина промежуточного слоя, ниже которой невозможно реализовать идеальное антипараллельное выравнивание намагниченностей, оказалась равной 1,5 нм, что соответствует константе обменной связи $J_{crit} = 0,037$ мДж / м². Это определяется взаимодействием между межслоевое обменное взаимодействие и эффектом обменного смещения. Максимальное GMR, равное 4,3%, достигается при $t_{Cu} = 2,2$ нм. Присутствие максимума и его положения определяется балансом между двумя противодействующими эффектами, т. е. эффектами шунтирования в слое Cu и изменением в передаче без рассеяния поляризованных электронов на слое Cu, по сравнению с ферромагнитной межслойной обменной связью с неоднородной силой сцепления.

Список использованных источников:

1. Diény B., Speriosu V. S., Metin S., Parkin S. S. P., Gurney B. A., and Wilhoit D. R., *J. Appl. Phys.* **69**, 4774 (1991).
2. Diény B., Speriosu V.S., Parkin S.S.P., Gurney B.A., Wilhoit D.R. and Mauri D., *Phys. Rev. B* **43**, 1297 (1991).
3. Parkin S. S. P., *Appl. Phys. Lett.* **61**, 1358 (1992).
4. Mosca H., Petroff F., Fert A., Schroeder P. A., Pratt W. P., Laloe R., *J. Magn. Magn. Mater.* **94**, L1 (1991).

МИКРОАКТЮАТОРЫ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ ЭНЕРГИЮ ГОРЕНИЯ НАНОПОРИСТОГО КРЕМНИЯ

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

Сычевич А.С.

Лазарук С.К., д-р физ.-мат. наук, проф., БГУИР

Горение нанопористого кремния с межпоровым пространством, заполненным твердотельным окислителем, исследовалось с целью его использования в качестве источника энергии в микроэлектромеханических системах (МЭМС). Исследования показали, что в микросистемах с кремниевым чипом площадью $1,2 \text{ см}^2$ может быть получен импульс $170 \text{ мН}\cdot\text{с}$ за счет применения структуры состоящей из двух кристаллов кремниевых пластин.

В данной работе представлены результаты измерений механического импульса при горении нанопористого кремния внутри кремниевых чипов, закрепленных на металлических платформах.

Морфологию пористого кремния контролировали путем выбора состава электролита, плотности тока и типа легирующей примеси. Особое внимание уделили пористым структурам, получаемым на основе кремниевых пластин р-типа. С удельным сопротивлением кремния $10 \text{ МОм}\cdot\text{см}$. Так как на данных пластинах образуются нанопоры от 2 до 5 нм [1]. Анодирование проводили в 33% растворе плавиковой кислоты (HF). Для получения необходимой структуры пористого кремния плотность тока варьировалась в диапазоне $50\text{-}100 \text{ мА}/\text{см}^2$. График зависимости толщины пористого слоя от времени анодирования представлен на рисунке 1.

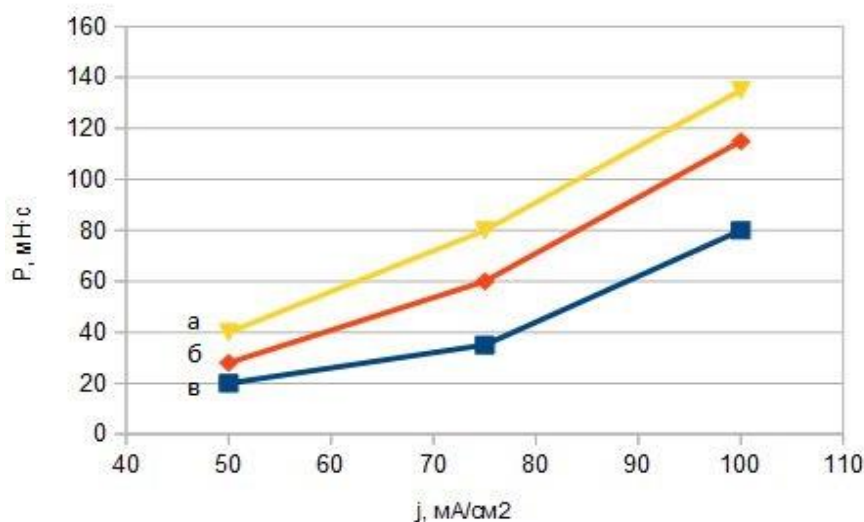


Рисунок 1 — график зависимости толщины от времени анодирования: а — $j=50 \text{ мА}/\text{см}^2$, б — $j=75 \text{ мА}/\text{см}^2$, в — $j=100 \text{ мА}/\text{см}^2$

Для достижения необходимых энергетических свойств пористость должна быть в пределах 70% [2].

Существует несколько типов окислителей инициации реакции. Наиболее эффективными являются окислители перхлората кальция и натрия, не только из-за их реакций, но и способности оставаться в порах [3]. По мере увеличения плотности тока размер пор уменьшается до $3 - 4 \text{ нм}$, что является оптимальным для применения в качестве окислителя перхлората натрия (NaClO_4).

Окислители могут быть задействованы термически, электрически, оптически. Термическое воздействие осуществляли путем нагрева образца.

При прохождении реакции инициации происходит беспорядочное выделение энергии. Скоростью реакции можно управлять по структурным модификациям. Диапазон скорости варьируется от 1 до 500 м/с [4].

Во время окисления воспламеняется поверхность Si-H связей и создаются оборванные связи Si. Атомы водорода, покрывающие пористый кремний, являются буферным слоем между Si атомом и молекулярным кислородом, который предотвращает взаимодействие кислорода с кремнием, а затем водород удаляется с поверхности с помощью экзотермической реакции. Происходит взаимодействие поверхностных атомов Si непосредственно с кислородом и окисление наноструктуры кремния. Водород вступает в реакцию с пористым слоем и окислителем с образованием Si-H и O-H.

Иницирование процессов горения слоев пористого кремния, для определения величины механического импульса, осуществляли путем помещения образцов, состоящих из кремниевых чипов и несущей платформы, соединенных с помощью клея.

Несущая платформа есть не что иное как груз, который необходимо переместить в пространстве за счет энергии горения наноструктурированного кремния. Общая масса системы составила 20 г . Готовый образец помещали на нагретую $>320 \text{ }^\circ\text{C}$ поверхность. На рисунке 3 можно увидеть наглядный пример перемещения образца.



Рисунок 3 — перемещение образца после инициации реакции горения

Импульс оценивался по формуле:

$$P = \sqrt{2gh}$$

Из рисунка 4 можно увидеть, что значения импульса увеличиваются с увеличением толщины пористого слоя, так как более толстые слои пористого кремния выделяют большее количество энергии экзотермической реакции окисления, которая преобразуется в механическую энергию движения.

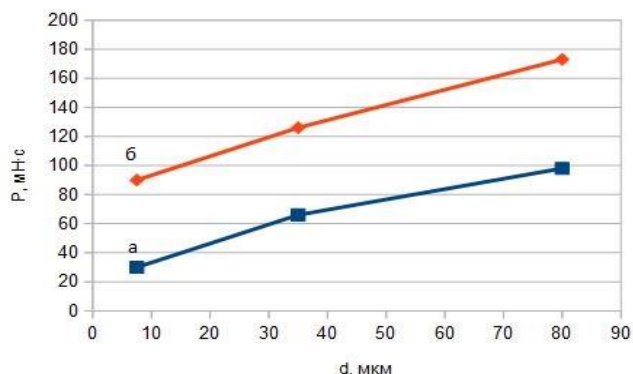


Рисунок 4 – график зависимости импульса от толщины пористого слоя: а — одинарный образец, б — образец состоящий из двух кристаллов кремниевых пластин

На основе энергетических свойств пористого кремния могут быть разработаны разнообразные приборы: МЭМС (микроэлектромеханические системы) для управления ориентацией спутников в области космической техники; микроактюаторы для пиротехнические инъекции в медицине, комплексное средство самоуничтожения микросхем, жестких дисков, CD, DVD в полупроводниковой и компьютерной технике, воспламенитель для подушек безопасности и систем натяжения ремней безопасности в автомобильной промышленности [5].

Список использованных источников:

[1] Nguyen, V.C. Giant and Tunable Mechanical Impulse of Energetic Nanocrystalline Porous Silicon / Pita K., Kam C.H. et al. - Journal of propulsion and power. 2015. Vol. 31, №2. – P. 694-698.
 [2] du Plessis, M. A decade of porous silicon as nano-explosive material. Propellants Explos. Pyrotech. 2014. 39(3), 348-364.
 [3] Becker, C. Characterization and improvements to porous silicon processing for nanoenergetics / C. Becker - Army Research Laboratory Report ARL-TR-4717, US Army Research Laboratory, Adelphi, MD. 2009
 [4] Becker, C.R. Thermal analysis of the exothermic reaction between galvanic porous silicon and sodium perchlorate / C.R. Becker, L.J. Currano, W.A. Churaman and Stoldt – Appl. Mater. Interfaces 2(11), 2998-3003.
 [5] Völlmeke, S. Poröses Silizium - Basiswerkstoff für pyrotechnische Bauelemente / S. Völlmeke - 51 internationales Wissenschaftliches Kolloquium Technische Universität Ilmenau September 11-15, 2006.

ОПТИМИЗАЦИЯ ЦВЕТОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ИСТОЧНИКА БЕЛОГО СВЕТА НА ОСНОВЕ ЛАЗЕРНОГО ДИОДА И СМЕСИ ЛЮМИНОФОРОВ

Институт физики НАН Беларуси, Минск, Беларусь,

Б. Д. Урманов, А. В. Данильчик, М. С. Леоненя

Использование полупроводниковых светоизлучающих диодов (СИД) и лазерных диодов (ЛД) в осветительных приборах позволяет получить эффективные и мощные твердотельные источники белого света. Наиболее распространенной на данный момент является система из InGaN-СИД и люминофора YAG:Ce³⁺, которая позволяет получить белый свет за счет смешивания синего излучения СИД и зелено-оранжевого излучения люминофора. В лазерных диодах, в отличие от СИД, не происходит снижения эффективности излучения с увеличением максимального тока, что делает ЛД более привлекательными источниками для возбуждения излучения в люминофорах [1]. Источники белого света на основе системы из InGaN-ЛД и люминофора уже нашли свое применение в автомобильной сфере, биофотонике и в технологии лазерной беспроводной связи Li-Fi [2]. Тем не менее, существенным недостатком таких систем является низкий коэффициент цветопередачи (CRI) и высокая цветовая температура.

Целью данной работы является повышение CRI и уменьшение цветовой температуры источников белого света на основе системы из InGaN-ЛД и YAG:Ce³⁺-люминофора. Идея заключается в устранении спектрального провала интенсивности излучения системы в сине-зеленой и красной областях за счет введения дополнительных люминофоров. В качестве последних использовались: коммерческий люминофор YAG:Ce³⁺; люминофор BaGa₂S₄:Eu²⁺ с сине-зеленым спектром излучения, обладающий высокой стабильностью эффективности и спектральных характеристики в широком интервале уровней возбуждения вплоть до 10⁴ Вт/см² [3]; коммерчески доступный люминофор с излучением в красной области спектра.

В ходе экспериментальных исследований определялся оптимальный состав смеси люминофоров для достижения высокого значения индекса цветопередачи (CRI > 80) и оптимальной цветовой температурой (T < 5000 K). Исследовались следующие смеси люминофоров:

- 1 – YAG:Ce³⁺, с добавлением BaGa₂S₄:Eu²⁺;
- 2 – YAG:Ce³⁺, с добавлением коммерческого красного люминофора;
- 3 – YAG:Ce³⁺ с одновременным добавлением BaGa₂S₄:Eu²⁺ и коммерческого красного люминофора.

Смеси 1 – 3 возбуждались непрерывным излучением InGaN-ЛД с высокой выходной оптической мощностью около 6 Вт на длине волны 445 нм. На рисунке 1 представлены спектры излучения системы из InGaN-ЛД и смеси 3 при комнатной температуре и разных значениях мольной доли (x_B) люминофоров в исследуемой смеси. Оценка цветовых характеристик полученных источников белого света проводилась путем анализа их спектров излучения по стандартной методике CIE.

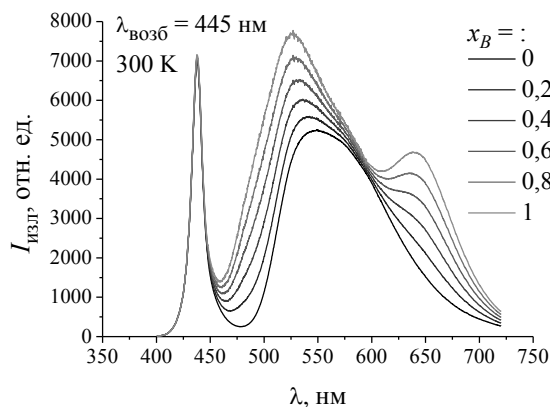


Рис. 1. Спектры излучения системы из InGaN-ЛД и смеси 3 при комнатной температуре и разных значениях мольной доли (x_B) люминофоров

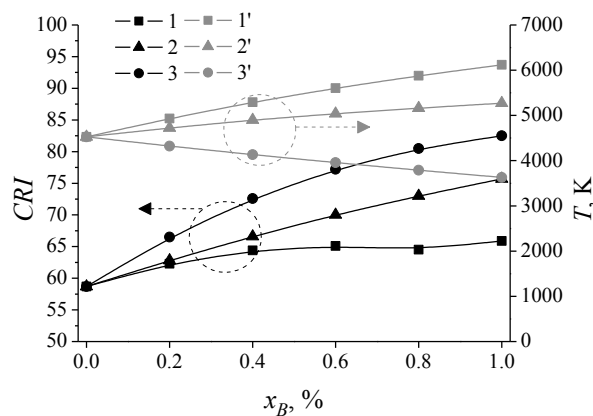


Рис. 2. Зависимость CRI (1, 2, 3) и цветовой температуры (1', 2', 3') источников белого света от мольной доли люминофоров в смесях 1 (1, 1'), 2 (2, 2') и 3 (3, 3')

Полученные значения индекса цветопередачи и цветовой температуры источников белого света на основе системы из InGaN-ЛД и люминофоров представлены на рисунке 2 в качестве зависимостей от мольной доли люминофоров в смесях 1 – 3. В результате, максимальное значение величины CRI составило 82,5 для смеси 3 при смешивании люминофоров в соотношении 1:1:1. Оно является достаточно высоким по сравнению с соответствующим значением в 56,5 для системы из InGaN-ЛД и YAG:Ce³⁺-люминофора. При этом значение цветовой температуры составило 5230 K, что является допустимым для применения в системах освещения. Дальнейшим этапом работы является использование InGaN-ЛД с излучением в фиолетовой области и дополнительного синего компонента в смеси люминофоров для дальнейшей оптимизации цветовых характеристик таких источников белого света.

Список использованных источников:

- [1] K. A. Denault, M. Cantore, S. Nakamura // *AIP Advances*. 2013. Vol. 3. P. 072107.
- [2] Kim. P. Hansen // *Photonics*. 2013. Vol. 4. P. 46–49.
- [3] M. S. Leanenia, E. V. Lutsenko, M. V. Rzhetski, et. al. // *Journal of Luminescence*. 2017. Vol. 181. P. 121–127.

ПЬЕЗОСЕНСОР ИЗМЕРЕНИЯ ТОЛЩИНЫ ПЛЁНОК В ПРОЦЕССЕ НАНЕСЕНИЯ

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

Федосенко В.С.

Родионов Ю.А. – к.т.н., доцент

Пьезоэлектрическим методом, с использованием кварцевого измерителя, контролируется и определяется толщина плёнок в процессе их нанесения.

Для получения высококачественных плёнок с заранее заданными и воспроизводимыми параметрами очень важен строгий контроль при их нанесении.

Поэтому основная цель - мгновенно остановить процесс нанесения плёнки при достижении требуемой толщины (обеспечение точности и воспроизводимости технологического процесса).

В данном методе измерения толщины плёнок главную роль играет кварцевый измеритель толщины. Монокристалл кварца необходим с определённой кристалло-графической ориентацией. Данная ориентация имеет собственную резонансную частоту генерации. При нанесении на поверхность кварца плёнки кварц нагружается. Резонансная частота кварца, будет изменяться в зависимости от массы плёнки.

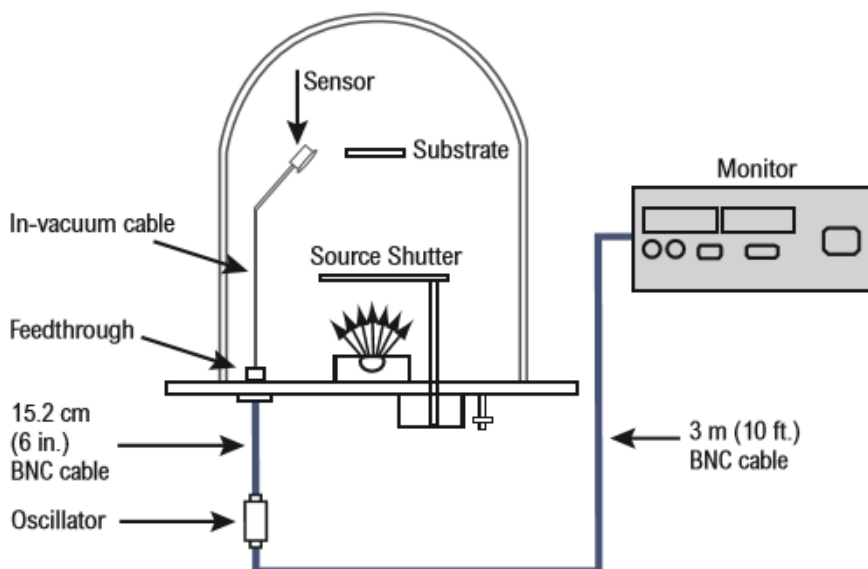
Кварцевые пьезоэлектрические преобразователи состоят из тонких пластин. Для контроля толщин плёнок используются дисковые кристаллы, тип среза АТ (35°) АТ – Кварцевый кристалл (20-100°C), стандартный 5 МГц детектор 14 мм в диаметре (и его производные, отличающиеся смещением угла среза в 1-2° и толщиной диска). Данный тип кварцевых пьезоэлементов имеет приемлемую чувствительность и температурные пределы.

После того как кварцевый измеритель нагружается, частота колебания кварца уменьшается. Необходимо найти дивиаию частоты для вычисления массы плёнки, а в следствии и её толщины. Из Уравнения зависимости изменения резонансных частот пьезокварца от изменения массы вещества нанесенного на кристалл установленного В 1959 году Сауэрбрэй.

$$\Delta f = -\frac{2f_s^2 \Delta m}{A\sqrt{\rho\mu}}$$

Вычисляем массу плёнки, а далее и толщину. Толщина или высота плёнки будет вычисляться $h=m/S \cdot \rho$, где m - масса плёнки, ρ -плотность осаждаемой плёнки.

Кварцевые пьезоэлементы в реальном производстве:



Для точного контроля толщин пьезосенсор располагается в непосредственной близости от подложки на которой осаждается материал и образуется плёнка.

Для контроля толщины пленки во время её роста сигнал с пьезосенсора обрабатывается контроллером, способным мгновенно аппроксимировать сигнал и выдавать толщину пленки в режиме реального времени.

Многоканальные контроллеры способны получать сигнал сразу с нескольких сенсоров, и выводить общий результат.

Рассмотрен пьезоэлектрический метод, с использованием кварцевого измерителя для определения толщины плёнок в процессе их нанесения, также был выявлено, что для контроля толщин пленок используются дисковые кристаллы, тип среза АТ 35° (Кварцевый кристалл (20-100°C), стандартный 5 МГц детектор 14 мм в диаметре (и его производные, отличающиеся смещением угла среза в 1-2° и толщиной диска))

ПЛАЗМОННЫЕ ЭФФЕКТЫ В ГРАФЕНОВОЙ НАНОСТРУКТУРЕ

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

Фельшерук А. В.

Данилюк А. Л. – к. ф.-м. н., доцент

Представлены результаты математического моделирования коэффициентов распространения и поглощения электромагнитного излучения (ЭМИ) в наноструктуре металл/диэлектрик/графен в терагерцевом частотном диапазоне. Установлено, что ЭМИ в рассмотренном диапазоне частот может, как распространяться за счет плазмонных колебаний, так и усиливаться за счет них.

За последнее десятилетие исследователи пришли к выводу, что на границе между металлом (проводником) и диэлектриком возможно получить поверхностные плазмоны с той же частотой, что и внешние электромагнитные волны, но с намного меньшей длиной волны. Это позволит использовать плазмоны в наноструктурах для переноса информации внутри чипа. В этом плане перспективным направлением для решения подобной задачи является исследование плазмонных колебаний в терагерцевом диапазоне частот и, в частности, с использованием графена на диэлектрической подложке. Однако на этом пути еще предстоит решить ряд не только технологических, но и физических задач по возбуждению, распространению и детектированию плазмонных колебаний с контролируруемыми параметрами.

В данной работе представлены результаты моделирования плазмонных эффектов в однослойной графеновой наноструктуре в зависимости от величины химического потенциала μ и температуры T в терагерцевом частотном диапазоне. Ключевую роль в этом случае играет динамическая проводимость графена. В качестве модели проводимости графена было использовано следующее выражение [1]:

$$\sigma(\omega) = \left(\frac{e^2}{4\hbar} \right) \left\{ \frac{8kT\tau}{\pi\hbar(1-i\omega\tau)} \ln \left[1 + \exp \left(\frac{\mu}{kT} \right) \right] + \tanh \left(\frac{\hbar\omega - 2\mu}{4kT} \right) - \frac{4\hbar\omega}{i\pi} \int_0^{\infty} \frac{G(\varepsilon, \mu) - G(\hbar\omega, \mu)}{(\hbar\omega)^2 - 4\varepsilon^2} d\varepsilon \right\}, \quad (1)$$

где τ – время релаксации электронов, \hbar – редуцированная постоянная Планка, k – постоянная Больцмана, T – температура, c – скорость света, e – заряд электрона, ω – круговая частота, функции

$$G(\varepsilon, \varepsilon') = \frac{\sinh \left(\frac{\varepsilon}{kT} \right)}{\cosh \left(\frac{\varepsilon}{kT} \right) + \cosh \left(\frac{\varepsilon'}{kT} \right)}, \quad (2)$$

Уравнения, характеризующие взаимодействие электромагнитного излучения (ЭМИ) с графеном, выводятся из уравнений Максвелла, а дисперсионное соотношение, содержащее коэффициенты поглощения и прохождения, из условия нетривиальности решений для таких уравнений [1]:

$$\sqrt{n^2 - p^2} + n^2 \sqrt{1 - p^2} + \frac{4\pi}{c\varepsilon_0} \sigma(\omega) \sqrt{n^2 - p^2} \sqrt{1 - p^2} = 0, \quad (3)$$

где n – показатель преломления на границе среды и образца, p – комплексный коэффициент прохождения (распространения) волны ЭМИ, ε_0 – диэлектрическая постоянная. Величина коэффициента поглощения ЭМИ определяется в виде $\text{Im}(p\omega/c)$, а величина коэффициента распространения (прохождения) ЭМИ определяется в виде $\text{Re}(p)$.

На рис. 1 приведена частотная зависимость коэффициента поглощения при различных показателях преломления на границе среды и образца при температуре 300 К. Как видно из рис. 1, его величина не монотонно изменяется в данном частотном диапазоне, принимая как положительные значения, так и отрицательные. Это говорит о том, что в зависимости от соотношений параметров наноструктуры и частоты, могут реализоваться режимы как поглощения ЭМИ, так и его усиления за счет плазмонных колебаний, а с ростом показателя преломления на границе среды и образца поглощение ЭМИ усиливается.

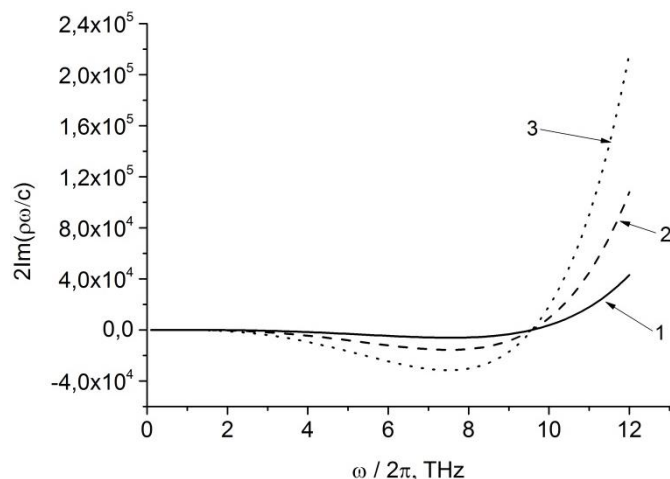


Рисунок 1 – Частотные зависимости коэффициента поглощения ЭМИ при различных n (1 — $n = 1$; 2 — $n = 2$; 3 — $n = 3$) и при химическом потенциале $\mu = 0,02$ эВ

На рис. 2 приведены частотные зависимости коэффициента распространения при различных значениях химического потенциала и показателях преломления на границе среды и образца. Как можно видеть, его величина может, как возрастать с частотой, так и немонотонно изменяться в данном частотном диапазоне.

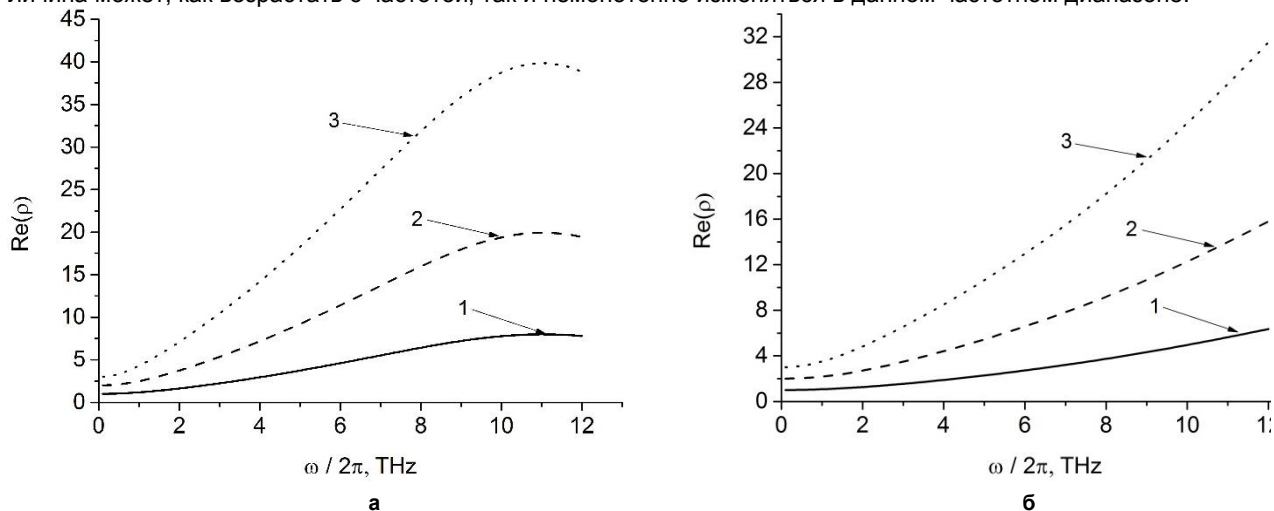


Рисунок 2 – Частотные зависимости коэффициента распространения ЭМИ при различных n (1 — $n = 1$; 2 — $n = 2$; 3 — $n = 3$) и при различных химических потенциалах μ а) 0 эВ и б) 0,02 эВ

Таким образом, проведено моделирование плазмонных эффектов в однослойной графеновой наноструктуре в зависимости от химического потенциала и температуры. Полученные частотные зависимости коэффициентов распространения и поглощения ЭМИ показали, что в рассмотренном диапазоне частот ЭМИ может не только распространяться за счет плазмонных колебаний, но и усиливаться за счет них.

Список использованных источников:

1. Dubinov, A. A. Terahertz surface plasmons in optically pumped graphene structures / A. A. Dubinov, V. Mitin, T. Otsuji // J. Phys.: Condens. Matter. – 2011. – Vol. 23, No. 14. – P. 145302.
2. Zebrev, G. I. Graphene Field Effect Transistors: Diffusion-Drift Theory/ 23 Chapter in Physics and Applications of Graphene-Theory. Ed. by S. Mikhailov. – InTech, 2011. – P.476–498.

ВЛИЯНИЕ МОРФОЛОГИИ НА СТАБИЛЬНОСТЬ GaAs НАНОШНУРОВ

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

Холяво И.И., Мигас Д.Б., Хомец А.Л., Самусевич И., Сафронов И.В.

В данной работе исследовалось влияние морфологии на стабильность GaAs нанострун со структурами цинковой обманки (ВЗ) и вюрцита (В4) в диапазоне размеров ~1-45 нм с помощью метода молекулярной статистики, реализованного в пакете LAMMPS. Равновесные структуры нанострун с ориентациями $\langle 111 \rangle$ и различными морфологиями (I, II, III) представлены на рисунке 1. Для оценки их стабильности находилась величина, равная разности полных энергий кристалла и нанострун, приведенных на формульную единицу ($FU = \text{Ga}+\text{As}$). Результаты исследований показывают, что наноструны со структурой вюрцита с морфологией типа I-B4 (большая грань $\{011\}$ и малая грань $\{112\}$), являются наиболее стабильными из всех предложенных вариантов (рисунок 2; сравнение с I-B3). Также расчеты показывают, что для обоих типов структур ВЗ и В4 при диаметрах нанострун $d > 30$ нм морфология не оказывает влияние на полную энергию.

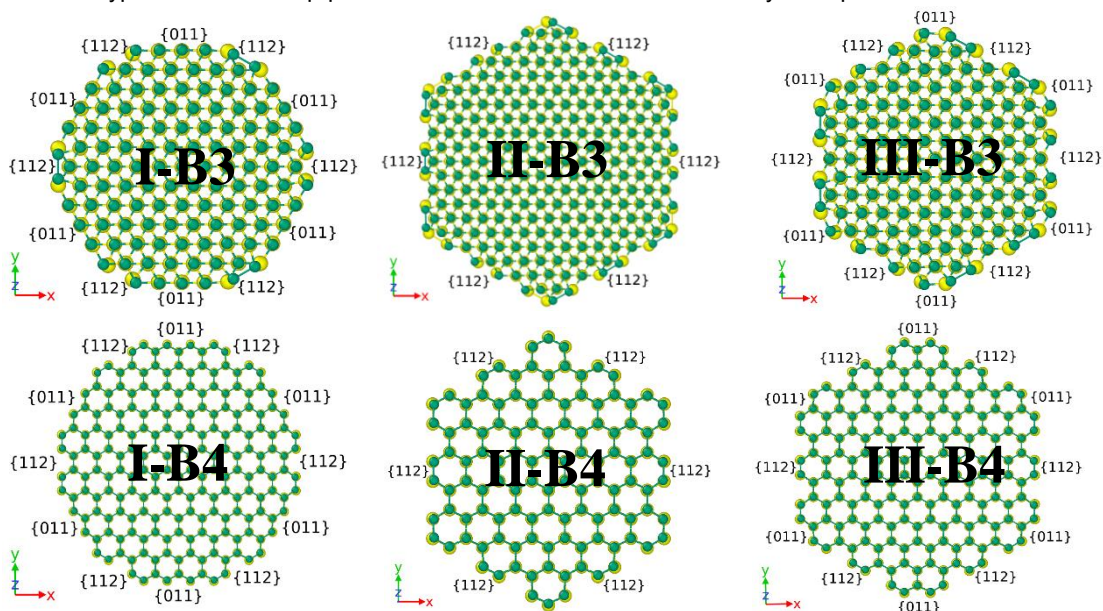


Рисунок 1 Сечения GaAs нанострун с различными морфологиями. Все грани указаны.

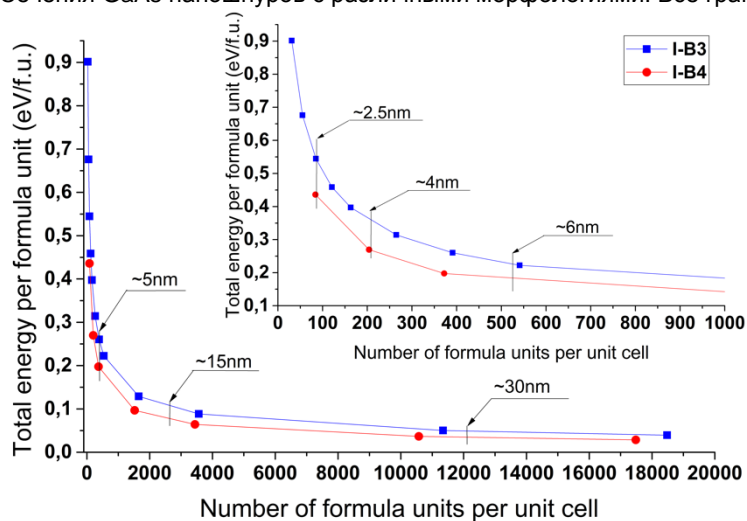


Рисунок 2 Сравнение по полной энергии GaAs нанострун с различными морфологиями и диаметрами.

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛОПРОВОДНОСТИ МНОГОСЛОЙНЫХ, ТОНКОПЛЁНОЧНЫХ СТРУКТУР Si/Ge МЕТОДОМ МОЛЕКУЛЯРНОЙ ДИНАМИКИ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
Минск, Республика Беларусь

Белорусский государственный университет
Минск, Республика Беларусь

Хомец А.Л., Холяво И.И., Сафронов И.В. Мигас Д.Б.

В данной работе сравнивалась фононная составляющая теплопроводности многослойных, тонкоплёночных структур на основе Si/Ge с различными ориентациями, различным количеством слоёв и различной толщиной слоёв Si и Ge, представленных на рисунке 1. Расчет проводился с помощью метода равновесной молекулярной динамики, реализованного в пакете LAMMPS. Формула Грина-Кубо ($\kappa_i = \frac{1}{k_B T^2 V} \int_0^\infty \langle J_i(t) J_i(0) \rangle dt$) использовалась для вычисления коэффициентов фононной теплопроводности. Предварительные результаты исследований показывают, что при увеличении числа слоёв в перпендикулярном направлении имеет место рост теплопроводности, однако, возможно, зависимость будет нелинейной (рисунок 1). Коэффициенты теплопроводности вдоль слоёв в направлении {110} являются наибольшими по сравнению с направлением {001} (вдоль слоя) и {110} (перпендикулярной слоям), указывая таким образом на наличие анизотропии теплопроводности в многослойных, тонкоплёночных структурах на основе Si/Ge.

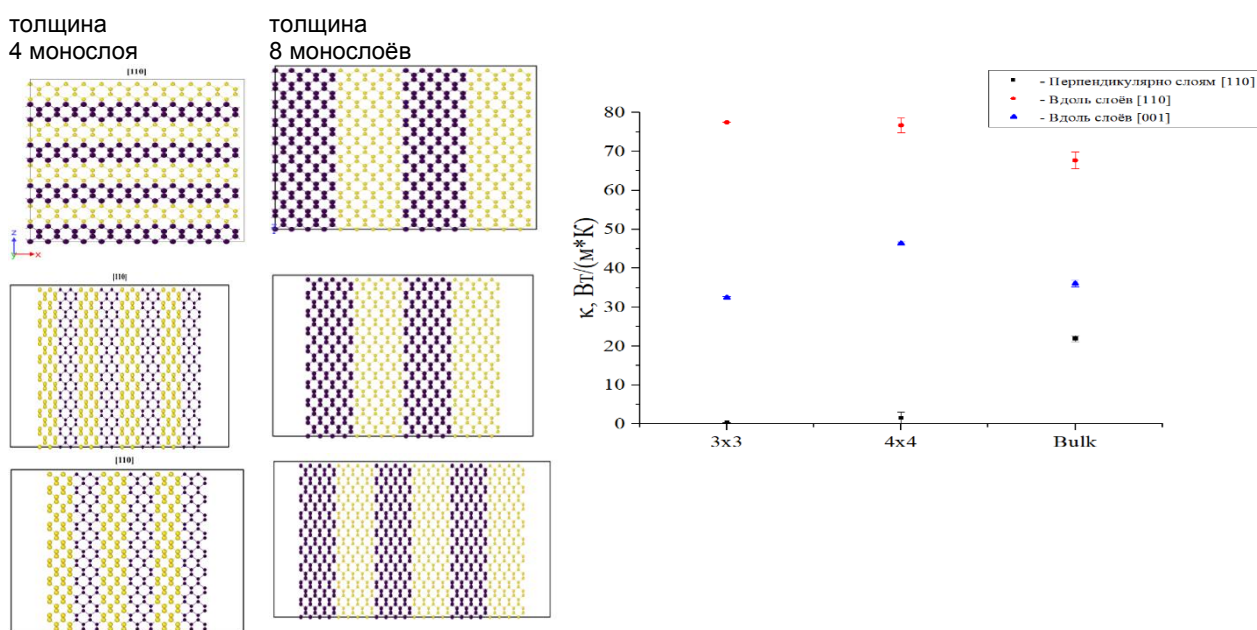


Рисунок 1. Структурные модели многослойных, тонкоплёночных структур на основе Si/Ge с ориентацией {110} и различной толщиной (панель слева). Зависимость коэффициента теплопроводности данных наноструктур от размера слоев (панель справа).

ФОРМИРОВАНИЕ И СВОЙСТВА МНОГОСЛОЙНЫХ СТРУКТУР МЕЗОПОРИСТОГО КРЕМНИЯ

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

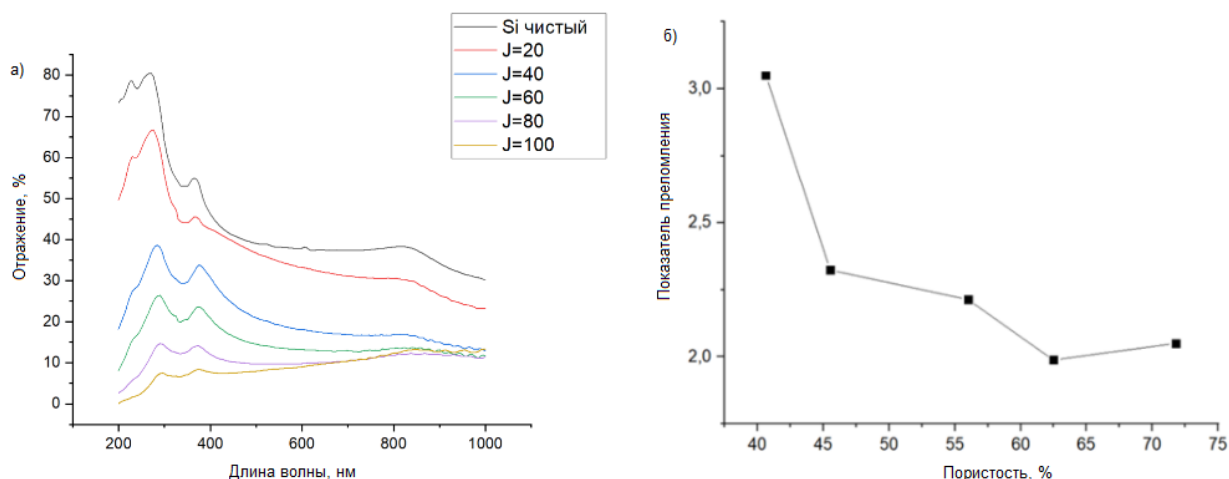
Шилович С.А.

Бондаренко В.П. – д.т.н., доцент

В настоящее время наблюдается повышенный интерес к полупроводниковым материалам, содержащим наноразмерные структурные элементы, наличие которых существенно изменяет традиционные свойства обычных материалов. Появилась возможность изготовления на основе слоев пористого кремния светозлучающих структур, фотоэлектрических преобразователей солнечной энергии, химических датчиков и других полупроводниковых приборов. Основным препятствием для широкого применения пористого кремния в производстве полупроводниковых приборов является нестабильность его люминесцентных и электрофизических характеристик. В то же время пористый кремний обладает рядом уникальных свойств, что делает этот материал перспективным для применения.

Основными задачами исследования являлись: изучение исследований по разработке пористого кремния; выбор оптимальных методик изготовления и изучения структур пористого кремния; изучение и анализ свойств полученной структуры.

Пористый кремний получен электрохимическим анодированием пластины n-Si КЭС-0,015. Анодирование проводилось в растворе плавиковой кислоты. Изменяя плотность тока и время анодирования, были получены пленки пористого кремния толщиной ≈ 5 мкм (Рисунок 1).



а) Спектр отражения образцов, полученных при разной плотности тока, б) Зависимость показателя преломления от пористости

Рисунок 1 — Спектры полученных структур и зависимость показателя преломления от пористости

Существует множество применений устройств с использованием пористого кремния, таких как электролюминесцентные устройства, газовые датчики, датчики влажности, биосенсоры, волноводы, конденсаторы и биоактивные имплантаты. Кроме того, в пористом кремнии могут быть реализованы пассивные оптические компоненты, такие как интерференционные фильтры.

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ В МАССИВЕ ОСТРЫХ КАТОДОВ

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

Шинкевич И.А.

Данилюк А.Л. – к.ф.-м.н., доцент

В данной работе приводятся результаты математического моделирования зависимости величины напряженности электрического поля на острие катода от геометрии исследуемой структуры. Для моделирования была выбрана простейшая катод-анодная структура, состоящая из подложки, нескольких углеродных нанотрубок и анода. Моделирование проводилось с использованием модуля "Electrostatics" программы "Comsol Multiphysics" версии 5.2.

Одной из основополагающих операций в вакуумной электронике является инжекция носителей заряда из металла (либо полупроводника) в вакуум в достаточном количестве и с малым разбросом по энергиям для последующего использования в конструируемом приборе [1]. На сегодняшний день одним из наиболее перспективных способов инжекции электронов из катода в вакуум является автоэлектронная эмиссия из системы острых катодов [2]. Зависимость плотности тока эмиссии от напряженности электрического поля на острие катода E описывается уравнением Фаулера-Нордгейма [3]. Для расчета величины E в данной работе используется программный пакет Comsol Multiphysics, в котором решается уравнение Лапласа для массива вертикально ориентированных острых катодов, находящихся в электрическом поле $E_0=U/h$, где U – потенциал, прикладываемый между анодом и подложкой, h – расстояние между ними.

Для моделирования электрического потенциала использовался модуль «Electrostatics» программы «Comsol Multiphysics». Работа данного модуля основывается на решениях систем уравнений Максвелла в том или ином виде, которые дополнены материальными соотношениями, законом Ома и уравнением непрерывности для токов. Для расчета величин электрического потенциала в выбранной нами структуре использовалось решение уравнения Гаусса в диэлектрической среде.

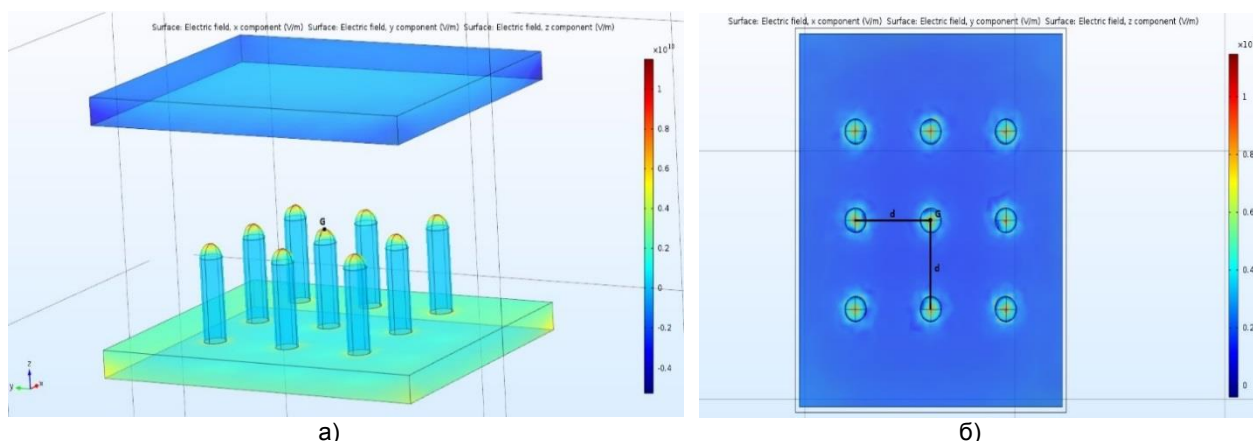


Рис. 1 – 3d модель исследуемой структуры; а) вид сбоку; б) вид сверху.

На рисунке 1 представлена исследуемая структура, состоящая из подложки, массива углеродных нанотрубок, выполняющих роль катодов, и анода. Высота каждой трубки – 174 нм, радиус – 50 нм. Производилось измерение величины напряженности электрического поля на острие центральной нанотрубки (точка G) при изменении расположения соседних нанотрубок относительно центральной (изменение величины d). Расстояние изменялось от 100 нм до 250 нм с шагом в 10 нм. Величина напряжения между анодом и подложкой оставалась неизменной, и составляла 1000 В. Величина среднего поля между пластинами при этом составляет $E_0=2 \cdot 10^9$ В/м.

Результаты математического моделирования представлены в таблице 1.

Таблица 1. Изменения напряженности электрического поля в зависимости от расстояния между нанотрубками

d, нм	100	110	120	130	140	150	160	170
E, В/м	$4,29 \cdot 10^9$	$4,47 \cdot 10^9$	$4,04 \cdot 10^9$	$4,13 \cdot 10^9$	$4,54 \cdot 10^9$	$4,30 \cdot 10^9$	$4,03 \cdot 10^9$	$4,14 \cdot 10^9$
d, нм	180	190	200	210	220	230	240	250
E, В/м	$3,97 \cdot 10^9$	$4,13 \cdot 10^9$	$4,26 \cdot 10^9$	$4,31 \cdot 10^9$	$4,04 \cdot 10^9$	$4,21 \cdot 10^9$	$3,95 \cdot 10^9$	$4,10 \cdot 10^9$

Для наглядности на рисунке 2 результаты моделирования представлены в виде графика.

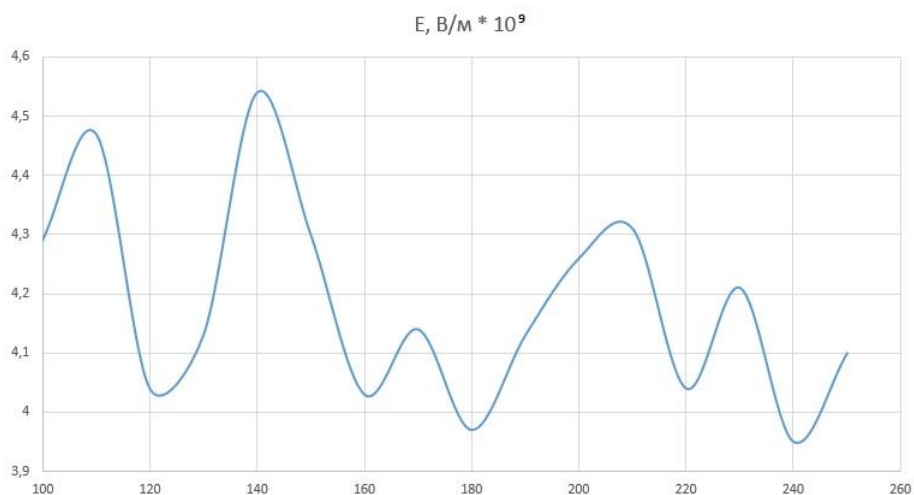


Рис. 2 – Графическое изображение зависимости напряженности электрического поля от геометрии расположения нанотрубок.

Как видно из графика на рисунке 2 зависимость напряженности электрического поля на острие центрального катода от взаимного расположения нанотрубок носит сложный нелинейный характер, близкий к синусоидальному. Средний коэффициент усиления поля, определяемый отношением напряженности поля на вершине нанотрубки к ее средней величине E_0 составляет от 2 до 2.25.

Полученные результаты отличаются от известных в литературе тем, что обычно наблюдается нелинейная зависимость от расстояния d только с одним максимумом. Наличие многопиковой зависимости говорит о том, что в трехмерном случае возникают дополнительные факторы, влияющие на распределение напряженности электрического поля в массиве нанотрубок. Эти факторы могут быть связаны с распределением заряда в нанотрубках и экранированием электрического поля отдельной нанотрубки полями соседних нанотрубок. Исследование этих факторов требует проведения дополнительных расчетов.

Полученные результаты необходимы для дальнейших исследований трехмерного распределения электрических полей в вакуумных наноструктурах.

Список использованных источников:

1. Трубецков Д.И. Лекции по сверхвысокочастотной вакуумной микроэлектронике / Трубецков Д.И., Рожнев А.Г., Соколов Д.В. – Саратов: Изд-во ГосУНЦ "Колледж", 1996. 238 с.
2. Тарасенко Н.И. Автоэмиссионные наноструктуры и приборы на их основе / Тарасенко Н.И., Кравченко В.Ф. – М: ФизМатЛит, 2006. – 192 с.
3. Fuzinato F. Field Emission Simulations of Carbon Nanotubes and Graphene with an Atomic Model/ Fuzinato F. / Journal of Nanomaterials and Molecular Nanotechnology – 2014 – Vol. 3, Issue 4 1000153.

ИССЛЕДОВАНИЕ МОРФОЛОГИИ ПОРИСТОГО АНОДНОГО ОКСИДА АЛЮМИНИЯ, СФОРМИРОВАННОГО В РАЗЛИЧНЫХ УСЛОВИЯХ

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

Щадинская Д. А., Метла А. И.

Захлебаева А. И. – научн. сотр. НИЛ 4.10

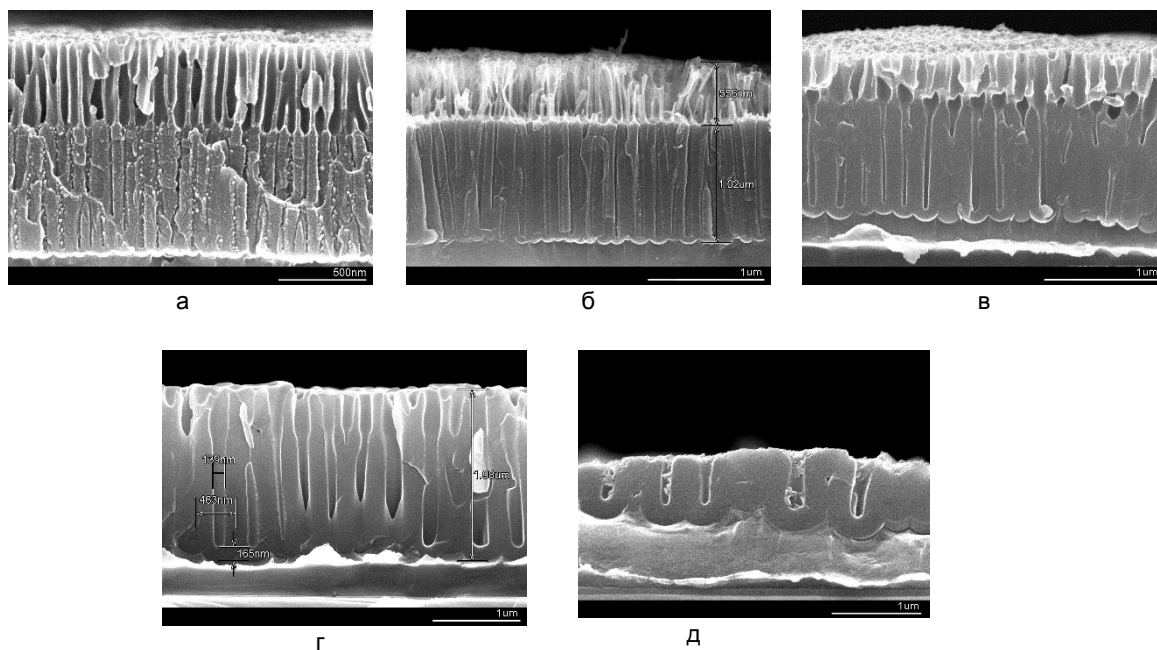
Ранее проведенные исследования показывают [1], что значительное влияние на параметры анодного оксида алюминия (АОА) оказывает напряжение анодирования, температура и состав электролита. В различных публикациях морфологические параметры АОА (барьерный оксидный слой, диаметр оксидной ячейки, диаметр поры), сформированного при одинаковых условиях [2, 3], разнятся ПРИМЕР. Нами проделана работа по уточнению значений коэффициентов, таких как: коэффициент роста барьерного оксидного слоя, диаметра оксидной ячейки, диаметра поры.

Экспериментальные образцы представляют собой матрицы АОА толщиной 1,5 мкм, изготовленные методом двухстадийного анодирования Al [4], напыленного на Si подложку, в растворе 0,3 М щавелевой кислоты, 0,3 М малоновой кислоты, 0,1 М ортофосфорной кислоты, 0,4 М винной кислот при напряжениях 37, 53, 100, 150, 200 В соответственно.

Анодирование проводили в потенциостатическом режиме при напряжениях, указанных выше, плотность тока анодирования находилась в диапазоне от 9,73 до 10,62 мА/см². На первой стадии образцы анодировали на глубину 500 нм. Затем проводили травление в фосфорно-хромовом селективном травителе (CrO₃ + H₃PO₄ + H₂O) для Al₂O₃ при температуре 65-70°C в течение 20 минут. Вторую стадию проводили в аналогичных условиях на глубину 500 нм.

Поверхность и скол сформированных образцов были исследованы методом сканирующей электронной микроскопии. На рисунке 1 представлены микрофотографии сколов образцов. Как видно из рисунка 1, полученные образцы имеют ступенчатую морфологию. Полученная морфология АОА объясняется тем, что в результате неправильно подобранного режима травления оксид, сформированный на первой стадии, был удалён не до конца, поэтому вторая стадия анодирования происходила через поры анодного оксида, оставшегося после первой стадии.

Исследование всех морфологических параметров проводили на оксиде, полученном на второй стадии анодирования.



а – 37 В, щавелевая кислота; б – 53 В, щавелевая кислота; в – 100 В, малоновая кислота;
г – 150 В, ортофосфорная кислота; д – 200 В, винная кислота

Рисунок 1 - Сколы матриц анодного оксида алюминия, сформированные в различных условиях

По полученным фотографиям были рассчитаны средние значения толщины барьерного оксидного слоя, диаметра оксидной ячейки, диаметра поры матриц АОА, сформированных при указанных условиях. Данные приведены на рисунке 2.

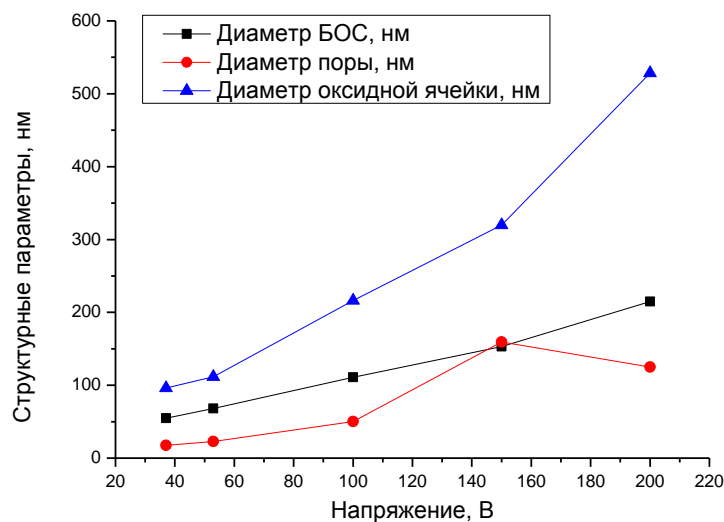


Рисунок 2 - Зависимость параметров структуры анодного оксида алюминия от напряжения анодирования

В результате эксперимента были установлены коэффициенты роста барьерного оксидного слоя, диаметра оксидной ячейки, диаметра поры, которые составляют 1.133, 0.677, 2.329 соответственно.

Полученные зависимости позволяют формировать структуры с заранее определенными величинами диаметра оксидной ячейки, поры и барьерного оксидного слоя.

Полученные матрицы могут использоваться в качестве пористых шаблонов со ступенчатой морфологией, в которые можно помещать материалы, обладающие уникальными свойствами в зависимости от размера их молекулы. Эти материалы будут располагаться слоями, что позволит создавать элементы с различными параметрами, свойства которых будут отличаться от уровня к уровню.

Список использованных источников:

1. Позняк А.А. Модифицированный анодный оксид алюминия и композитные материалы на его основе / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск: Издательский центр БГУ, 2007. С.51.
2. Паркун В.М. и др. Исследование объемного роста пленок пористого оксида алюминия // Материалы конференции, Минск, апрель-июнь 2003 г./ БГУИР – Минск, 2003 – с. 66.
3. Соловей Д.В., Мозалев А.М., Горох Г.Г. Формирование высокоупорядоченных матриц анодного оксида алюминия заданной толщины и морфологии // Сборник тезисов докладов, Минск, 2008 г. / БГУИР. – Минск, 2008, с. 66.
4. Gorokh G.G., Zakhlebayeva A.I., Metla A.I., Zhilinskiy V.V., Murashkevich A.N., Bogomazova N.V. Formation of multicomponent matrix metal oxide films in anodic alumina matrixes by chemical deposition // Journal of Physics: Conference Series. – 2017. – Vol. 917. – P.092011.

ИЗМЕНЕНИЕ ГИДРОФИЛЬНЫХ СВОЙСТВ ПОВЕРХНОСТИ ОБРАБОТКОЙ В ПЛАЗМЕ АТМОСФЕРНОГО РАЗРЯДА

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

Яцевич Е. В., Никитюк С. А.

Котов Д. А. – к.т.н., доцент

Повышение гидрофильности поверхности дает возможность улучшать качество наносимых покрытий, пайки, склеивания. На данный момент самым производительным и экономичным инструментом для изменения гидрофильных свойств является плазма атмосферного разряда. Этот метод может быть интегрирован в единый технологический цикл и в отличие от химических и физических в вакууме не требует токсичных реактивов, сложного и дорогостоящего оборудования для создания и поддержания вакуума. Но обработка в плазме атмосферного разряда пока требует прикладной проработки, как систем генерации сигнала, самих разрядных устройств а также методик их применения, поэтому интересна для исследований.

Изменения свойств поверхности происходит за счет модификации поверхности высокоэнергетичными метастабильными молекулами, которые содержатся в плазме. Модификация заключается в удалении загрязнений и создании химически активного поверхностного слоя. При этом повышается смачиваемость и адгезия поверхности, а объемные свойства образца не меняются.

Количественной характеристикой гидрофильности является угол смачивания, который для гидрофильных поверхностей составляет $0^\circ - 90^\circ$. На контактный угол смачивания влияет время обработки, расстояние от источника до образца, напряжение, вид и скорость потока рабочего газа.

С целью установления влияния плазмы атмосферного разряда на гидрофильность поверхности были проведены исследования зависимости угла смачивания от времени обработки. Измерения угла смачивания проводились по методу лежащей капли, после обработки поверхности в плазме атмосферного разряда. В процессе обработки поверхность проходила очистку и активацию. Данные процессы приводят к увеличению свободной энергии поверхности, о изменение которой можно судить по увеличению смачиваемости и уменьшению контактного угла смачивания. В результате для разных материалов было установлено, что с увеличением времени обработки при прочих равных условиях уменьшался угол смачивания. А именно, за одну минуту обработки для стекла угол смачивания уменьшился с 44° до 5° , для нержавеющей стали – с 80° до 15° .

Список использованных источников:

1. Kwon-Sang Seo. Surface treatment of glass and poly(dimethylsiloxane) using atmospheric-pressure plasma jet and analysis of discharge characteristics / Kwon-Sang Seo [etc.] // Japanese Journal of Applied Physics. – 2015. – № 54.

Секция «ЭЛЕКТРОНИКА»

HTTPS ПРОТОКОЛЫ В GO

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

Брынза Д.В.

Сацук С.М. – к.т.н., доцент

В 2015 году компания Google стала помечать web-сайты использующие протокол HTTP протокол для шифрования, как небезопасные. На смену ему пришел HTTPS. В 2009 году компания начала разработку языка Go(Golang), который на данный момент полностью поддерживает новый защищенный протокол шифрования HTTPS.

HTTPS – расширение протокола HTTP для поддержки шифрования в целях повышения информационной безопасности web-сайтов и приложений. Данные в протоколе HTTPS передаются поверх криптографических протоколов SSL или TLS. В отличие от HTTP с TCP-портом 80, для HTTPS по умолчанию используется TCP-порт 443.

С помощью данной функции в Go можно реализовать простой HTTP сервер, который запустится на 8080 порту:

```
func main() {  
    http.HandleFunc("/", handler)  
    http.ListenAndServe(":8080", nil)  
}
```

Чтобы начать работать по защищенному протоколу HTTPS необходимо вместо

```
http.ListenAndServe(":8080", nil)
```

воспользоваться методом

```
http.ListenAndServeTLS(":8081", "cert.pem", "key.pem", nil), где "cert.pem" - серверный сертификат в PEM формате, "key.pem" – приватный ключ в PEM формате.
```

Затем необходимо сгенерировать сертификат и приватный ключ ключа с помощью OpenSSL:

```
openssl req -x509 -nodes -days 365 -newkey rsa:2048 -keyout key.pem -out cert.pem
```

На этом настройка HTTPS в Go закончена. Исходный код запуска HTTPS сервера указан в приложении.

```
package main
```

```
import (  
    "fmt"  
    "github.com/kabukky/httpscerts"  
    "log"  
    "net/http"  
)
```

```
func handler(w http.ResponseWriter, r *http.Request) {  
    fmt.Fprintf(w, "Привет")  
}
```

```
func main() {  
    // Проверяем, доступен ли cert файл.  
    err := httpscerts.Check("cert.pem", "key.pem")  
    // Если он недоступен, то генерируем новый.  
    if err != nil {  
        err = httpscerts.Generate("cert.pem", "key.pem", "127.0.0.1:8081")  
        if err != nil {  
            log.Fatal("Ошибка: Не можем сгенерировать https сертификат.")  
        }  
    }  
    http.HandleFunc("/", handler)  
    http.ListenAndServeTLS(":8081", "cert.pem", "key.pem", nil)  
}
```

Таким образом можно сделать вывод, что современный язык программирования Go позволяет всего в пару строк создавать безопасное шифрованное HTTPS подключение к ресурсам сети интернет, в отличии от других языков программирования.

Список использованных источников:

1. The Go Programming Language Brian W. Kernighan [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://golang.org/pkg/net/http/>
– Дата доступа: 18.04.2018.

УЛЬТРАЗВУКОВОЙ МЕТОД КОНТРОЛЯ ЭРОЗИОННО-КОРРОЗИОННОГО ИЗНОСА ТРУБОПРОВОДОВ АЭС

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

Екимцов П.В.

Путилин В.Н. – к.т.н., доцент

Ультразвуковой метод контроля основан на свойстве ультразвуковых колебаний распространяться в виде направленных пучков или лучей и почти полностью отражаться от границы раздела двух сред, резко отличающихся значением акустического сопротивления. С этой целью применяются специальные дефектоскопы. Дефектоскоп настраивают по эталонной детали с известным дефектом.

Ультразвуковые датчики используются в системе диагностического контроля для обслуживания локальных участков конструкции, характеризующихся интенсивным износом и высокой вероятностью появления усталостных трещин.

Принцип действия этих датчиков основан на отражении ультразвуковых волн от исследуемой поверхности, изменении их амплитуды и сдвига фаз исходящей и отраженной волн в зависимости от толщины образца сдвиг фаз разный, этот способ позволяет зафиксировать даже незначительное изменение толщины, локализованные очаги питтинговой коррозии и участки межкристаллической коррозии.

При проведении измерения в момент времени T_0 (рис.) ультразвуковой передатчик излучает сигнал – пачку импульсов продолжительностью Δt , которая распространяется в окружающей среде со скоростью звука C . Когда сигнал достигает объекта, часть сигнала отражается и проходит в приёмник в момент времени T_1 . Электронная схема устройства обработки сигнала определяет расстояние до объекта, измеряя время $T_1 - T_0$.



Для измерений расстояния может применяться как схема, использующая одну и ту же головку датчика для излучения и приёма, так и схема, в которой излучение и приём производят две разные головки. Схема с одной головкой имеет существенный недостаток, который состоит в том, что после излучения пачки импульсов должно пройти некоторое время, прежде чем мембрана излучателя успокоится и сможет работать на приём. Этот интервал называется «мёртвым» временем датчика.

Наличие «мёртвого» времени приводит к тому, что ультразвуковые измерители расстояния с одной головкой имеют так называемую «слепую» зону, то есть, когда объект находится слишком близко, отражённая пачка импульсов приходит в измеритель так скоро, что он не успевает перестроиться с передачи на приём и объект не может быть обнаружен.

«Слепая» зона может быть существенно сокращена путём применения схемы, в которой в качестве излучателя и приёмника используются две отдельные головки датчика. Практически у современных датчиков «слепая зона» составляет величину меньше 10–15 мм, что достаточно не только для удаленного контроля в труднодоступных местах, но и для определения коррозионных неоднородностей в реальных трубопроводах АЭС.

Список использованной источников:

1. Совершенствование водно-химического режима. Внедрение на АЭС С РБМК автоматизированных систем коррозионного мониторинга, диагностики и прогнозирования состояния работоспособности оборудования. Анализ результатов опытно-промышленной эксплуатации КТС–1. Технический отчет инв. №3674. ФГУП «ГИ«ВНИПИЭТ». СПб, 2007, 48с.
2. Крицкий В.Г., Стяжкин П.С., Софьин М.В. Применение коррозионного мониторинга для диагностики состояния металла сварных соединений аустенитных трубопроводов реакторов кипящего типа. VI Международная научно-техническая конференция «Безопасность, эффективность и экономика атомной энергетики» МНТК–2008. Москва, 21–23 мая 2008.

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ КОМПЛЕКСЫ СИСТЕМ РАДИОЧАСТОТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ

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

Клюцкий А.Ю., Яловик И.Ф.

Кирильчук В.Б. – к.т.н., доцент

В настоящее время происходит масштабное внедрение систем на основе технологии радиочастотной идентификации в различные сферы человеческой деятельности. Данная технология позволяет идентифицировать различные физические объекты с помощью радиочастотных меток, расположенных непосредственно на объекте. По сравнению с альтернативными технологиями, такое решение обладает рядом преимуществ, среди которых: большая дальность регистрации объектов, возможность регистрации объекта без прямой видимости, одновременная идентификация множества объектов, возможность многократной перезаписи меток [1].

В связи с этим, появляется необходимость в создании комплексов для исследования и верификации систем радиочастотной идентификации (RFID). Также такой комплекс может использоваться в качестве учебного для подготовки специалистов в данной области.

Существует множество различных испытательных систем, используемых компаниями [2]. Такие системы классифицируют в следующие категории: простые системы, пользовательские системы и коммерческие комплексы.

Простые системы, как правило, основаны на генераторе сигналов и анализаторе спектра. Они просты и доступны, могут использоваться в учебных целях, однако не обладают необходимым функционалом для проведения полноценных измерений и аттестации.

Пользовательские системы базируются на RFID-считывателях. Качество современных считывателей позволяет создать на их основе высокоточную измерительную и аттестационную систему, однако на конечный результат будет влиять качество вспомогательного оборудования и точность калибровки системы. Также ряд ограничений накладывают возможности самого считывателя, взятого за основу. Главным преимуществом таких систем перед коммерческими продуктами является экономическая выгода, при должном исполнении конечной системы.

Коммерческие комплексы высококачественны и просты в эксплуатации, зачастую не требуют калибровки, поддерживают современные стандарты и поддерживают обновление системы, однако имеют высокую стоимость, в которую также входит дополнительное оборудование, необходимое для производства измерений и аттестации. Крупными представителями производителей измерительных комплексов RFID-систем являются: Voyantic [3], CISC [4], National Instruments [5].

Таким образом быстроразвивающийся рынок RFID-технологий требует создания современных систем измерения, которые позволяют исследовать характеристики отдельных функциональных узлов и интегральных характеристик RFID-систем. На данный момент пользовательские системы измерения являются наиболее выгодными в соотношении цена/качество. И при тщательной настройке и калибровке не уступают отдельным коммерческим решениям.

Список использованных источников:

1. Лахири С. RFID. Руководство по внедрению / Пер. с англ. – М.: КУДИЦ-ПРЕСС., 2007 – 312с.
2. P. Nikitin, K. V. S. Rao and S. Lam UHF RFID Tag Characterization: Overview and State-of-the-Art, AM-TA 2012, Seattle, WA
3. Voyantic Tagformance Lite [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://voyantic.com/> – Дата доступа: 25.03.2018
4. CISC RFID MeETS System [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.cisc.at/meets.html> – Дата доступа: 07.04.2018
5. National Instruments RF and Wireless Test products and Solutions [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ni.com/rf/> – Дата доступа: 15.04.2018

САМОДВИЖУЩАЯСЯ ПЛАТФОРМА С УПРАВЛЕНИЕМ ПО РАДИОКАНАЛУ

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

Шинкарев А.Ю.

Глецевич П.О. – магистр технических наук

В современном мире большое количество сфер, где необходимо управлять подвижными объектами на расстоянии. К таким объектам можно отнести робот-манипулятор. Робот-манипулятор на колесной базе с беспроводным управлением который способен перемещать небольшие объекты в пространстве, запрограммировав его преждевременно, может выполнять любые действия, такие как транспортировка, изготовление различных заготовок, сварка и т.д. Использование роботизированных комплексов дает возможность полностью исключить воздействие человеческого фактора на производстве (во избежание воздействия вредоносных факторов), а также более точно выполнять технологические операции, такие как точечная сварка или размещение микроэлементов.

Манипулятор или роботизированная рука представляет собой автоматическую машину, чьи механизмы управляют пространственным положением объектов труда и конструктивных узлов и элементов. Состоит из исполнительного устройства, имеющий несколько степеней свободы, и перепрограммируемого устройства, которое реализует сигналы (команды) для требуемого перемещения в пространстве манипулятора. Основной характеристикой манипулятора является степень свободы, которая подразумевает совокупность независимых координат перемещения, полностью определяющее положение системы, а также ее все производные по времени. Второй характеристикой является рабочее пространство самого исполнительного механизма. Последующие критерии, определяющие работоспособность манипулятора, включают в себя сенсорные массивы, грузоподъемность, сила инерции, рабочее напряжение или типы приводов.

На основе программы SolidWorks был смоделирован манипулятор на колесной базе. Моделирование реализуется несколькими этапами: конструирование отдельно взятых деталей и их сборка.

Вид с разнесенными деталями сборки показан на рисунке 1

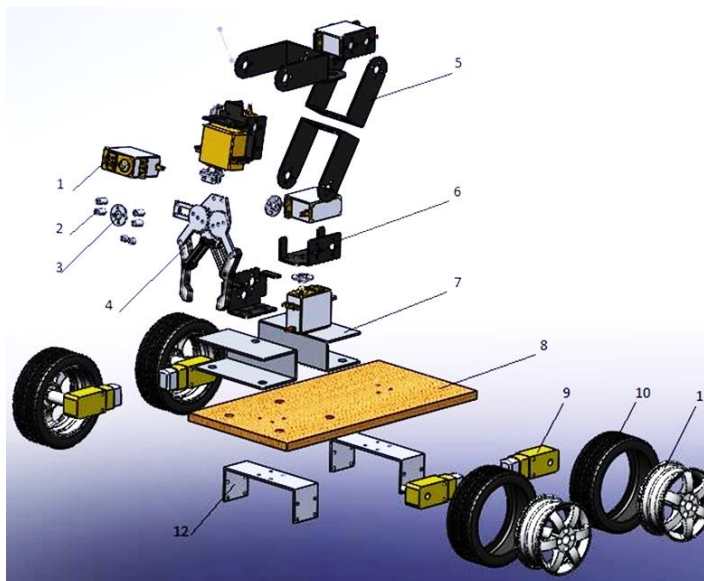


Рис. 1 - Вид с разнесенными деталями

Список всех наименования деталей, показанных на рисунке 1:

- 1 - Servo MG996R
- 2 - Футлка
- 3 - Круглый крепеж для вала
- 4 - Захват манипулятора
- 5 - U-образный кронштейн
- 6 - Кронштейн
- 7 - Жесткий кронштейн
- 8 - Платформа
- 9 - Редуктор
- 10 - Резина
- 11 - Диск
- 12 – Рама

Манипулятор на колесной базе в собранном виде представленный на рисунке 2.

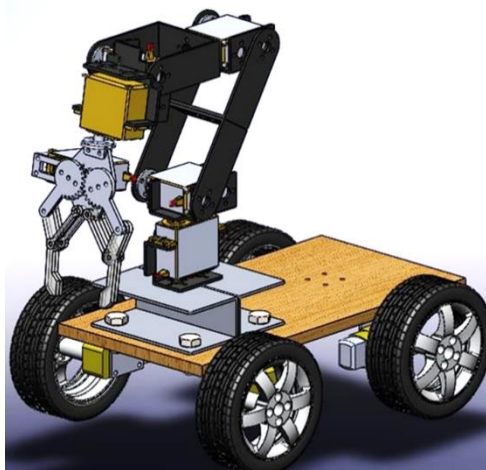


Рис. 2 - Манипулятор на колесной базе

В итоге моделирования были рассмотрены все подвижные части манипулятора и его рабочая область. Проверены действия всех звеньев, предоставляющие степени свободы. Проанализирована максимальная площадь досягаемости захвата, а также рекомендуемая площадь, при которой манипулятор не опрокинется и останется дееспособным.

Главной частью работы устройства является написание программы для программируемых цифровых устройств. Программная часть для системы управления опытным образцом выполнялась в программаторе разработчиков микроконтроллеров Arduino IDE. Ниже приведен фрагмент кода в котором объявляются необходимые библиотеки и декларируются переменные для используемых устройств (джойстик, сервоприводы и электродвигатели):

```
#include <PS2X_lib.h>
#include <Servo.h>
#include <AFMotor.h>
PS2X ps2x; int PS2 = 0;
Servo servo1;
Servo servo2;
Servo servo3;
Servo servo4;
Servo servo5;
Servo servo6;
AF_DCMotor motor1(1, MOTOR12_8KHZ); // motor №1, ШИМ 8 кГц
AF_DCMotor motor2(2, MOTOR12_8KHZ); // motor №2, ШИМ 8 кГц
AF_DCMotor motor3(3, MOTOR12_8KHZ); // motor №3, ШИМ 8 кГц
AF_DCMotor motor4(4, MOTOR12_8KHZ); // motor №4, ШИМ 8 кГц
```

Промышленные манипуляторы как правило очень точны и способны выполнять сложные функции, следовательно, рост производств-потребителей с каждым днем увеличивается. В связи с этим все больше требуются специалисты, имеющие опыт в робототехнике и электронике.

Список использованных источников:

1. Лебедев, С. К. Введение в системы управления роботами и манипуляторами / С. К. Лебедев – 2015.
2. Робот манипулятор на Arduino [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://arduino-diy.com/arduino-robot-manipulyator/> – Дата доступа: 23.03.2018.
3. Руководство для учащихся по изучению программного обеспечения : SolidWorks / SolidWorks Corporation. – Dassault Systèmes, 2015.
4. Петин, В. Проекты с использованием контроллера Arduino / В. Петин. – СПб. : БХВ-Петербург, 2014.
5. Белов, А.В. Разработка устройств на микроконтроллерах AVR / А. В. Белов. – СПб. : Наука и Техника, 2012. – 530 с.