

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РЕСПУБЛИКИ БЕЛАРУСЬ

Учреждение образования

**«БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИНФОРМАТИКИ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»**

**УПРАВЛЕНИЕ ПОДГОТОВКИ НАУЧНЫХ КАДРОВ
ВЫСШЕЙ КВАЛИФИКАЦИИ**

СЕКТОР СТУДЕНЧЕСКОЙ НАУКИ

**61-я НАУЧНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
АСПИРАНТОВ, МАГИСТРАНТОВ И
СТУДЕНТОВ**

**РАДИОТЕХНИКА
И ЭЛЕКТРОНИКА**

22-23 АПРЕЛЯ 2025 ГОДА

СБОРНИК МАТЕРИАЛОВ КОНФЕРЕНЦИИ

Минск БГУИР 2025

Комиссия конференции «РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА»:

- Гранько А. В. – декан ФРЭ, кандидат технических наук, доцент, председатель комиссии по организации и проведению конференции «Радиотехника и электроника»;
- Мигас Д. Б. – д-р физ.-мат. наук, доцент, заведующий кафедрой МНЭ;
- Листопад Н. И. – д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой ИРТ;
- Сацук С. М. – канд. техн. наук, доцент, заведующий кафедрой электроники;
- Ловшенко И. Ю. – старший преподаватель каф. МНЭ, ответственный за подготовку, выпуск программы и электронного сборника материалов конференции «Радиотехника и электроника».

Секция «Информационные радиотехнологии»:

- Председатель Листопад Н. И. – д-р техн. наук, профессор, зав. каф. ИРТ;
- Члены жюри Козлов С. В. – д-р техн. наук, профессор;
Давыдов И.Г. – канд. техн. наук, доцент;
Козел В. М. – канд. техн. наук, доцент;
- Секретарь Кашкин А. Ю. – ассистент.

Секция «Электроника»:

- Председатель Сацук С. М. – канд. техн. наук, доцент, зав. каф. электроники;
- Члены жюри Путилин В. Н. – канд. техн. наук, доцент;
Русакович В. Н. – ст. преподаватель;
- Секретарь Глецевич П. О. – старший преподаватель.

Секция «Микро- и наноэлектроника»:

- Председатель Мигас Д. Б. – д-р физ.-мат. наук, доцент, зав. кафедрой МНЭ;
- Члены жюри Борисенко В. Е. – д-р физ.-мат. наук, профессор,
Котов Д. А. – канд. техн. наук, доцент;
Степанов А. А. – канд. техн. наук, доцент;
- Секретарь Ловшенко И. Ю. – ст. преподаватель.

61-я конференция аспирантов, магистрантов и студентов учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 22-23 апреля 2025 г., БГУИР, Минск, Республика Беларусь : тезисы докладов. – Минск – 2025. – 299 с.; ил.

В сборнике опубликованы тезисы докладов, представленных на 61-й научной конференции аспирантов, магистрантов и студентов БГУИР. Материалы одобрены оргкомитетом и публикуются в авторской редакции.

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

СОДЕРЖАНИЕ

Секция «Информационные радиотехнологии»	4
Секция «Электроника»	231
Секция «Микро- и нанoeлектроника»	240

Секция «Информационные радиотехнологии»

Аудио в виртуальной реальности	10
<i>Ю.А. Авраменко, В.С. Семенова</i>	
Использование современных технологий для оптимизации создания нарративного дизайна в игровой индустрии	12
<i>Б.К. Адамович, А.В. Булыня</i>	
Приложение «Электронный дневник учащегося Частного учреждения образования «Минский колледж предпринимательства»	14
<i>И.А. Алексеенко</i>	
Пространственно-спектральное кодирование аэрокосмических данных	16
<i>Д.И. Бабех</i>	
Образовательный онлайн-ресурс для обучения программированию детей старшего школьного возраста	17
<i>П.В. Бондаренко</i>	
Интерактивная музыка в играх: разработка систем динамической музыки, которая адаптируется к действиям игрока и изменяется в зависимости от игрового процесса	19
<i>А.А. Бондарук, Я.Р. Сахацкая</i>	
Геймификация в веб-приложениях: современный подход к изучению языков	21
<i>П.А. Бродунов</i>	
Антенный модуль для моностатической конфигурации УВЧ RFID считывателя с высокой развязкой трактов приема и передачи	24
<i>Вей Пхьо У</i>	
Экспериментальные исследования виртуального лабораторного стенда для изучения усилителей радиосигналов в программной среде LabVIEW	30
<i>Вунна Чжо</i>	
Технологии рендеринга в реальном времени	41
<i>М.В. Голенчук, В.И. Дроздович</i>	

Прогнозирование покрытия и пропускной способности в сетях сотовой связи при решении задач самооптимизации	43
<i>А.А. Гридасова, Дэльф Наср Рамадан Агиль</i>	
Исследование методов машинного обучения для автоматической генерации анимаций персонажей на основе данных движения	47
<i>Д.Г. Гришель, В.В. Лицкевич</i>	
Программный анализ компонентов и характеристик радиолокационного приемопередатчика	49
<i>Е Йинт Ко Ко</i>	
Алгоритм компенсации пассивных помех от неподвижных объектов	51
<i>Зейя Вин</i>	
Алгоритмы оценивания угловых координат в РЛС с цифровым диаграммобразованием	53
<i>Зин Аунг</i>	
Базовые конфигурации резонансных дифракционных структур для сенсорных УВЧ RFID приложений	59
<i>Зин Мин Хтайк</i>	
Веб-сайт для клуба ролевого фехтования «Свое Дело»	66
<i>А. С. Каджаров</i>	
Разработка антенного согласующего устройства для радиолокатора УНФ-диапазона с непрерывным частотно-модулированным излучением	69
<i>А.М. Киевский, Д.Н. Понедько</i>	
Реализация физически корректного звука в играх	74
<i>М. Д. Климович, И. Д. Романовский</i>	
Системы частиц для создания визуальных эффектов	76
<i>Д.С. Кохан, У.В. Бобер</i>	
Методика прогнозирования показателей радиотехнических средств на основе метода экстраполяции	79
<i>Н.Н. Лавринчик, А.А. Иванова</i>	

Влияния элементов синтезатора частоты с ФАПЧ на шумовые характеристики	82
<i>Лин Хаинг</i>	
Оптимизация графики мобильных устройств	88
<i>В.В. Ловец, А.С. Волчек</i>	
Применение CAN FD в радиолокационных системах	90
<i>Т.М. Марчук, А.А. Денис</i>	
Исследование оценки методов масштабирования в телемедицинских системах	93
<i>Мин Хаунг Чжо</i>	
Моделирование хаотических сигналов с использованием кусочно-линейной функции	95
<i>Нгуен Минь Хиен</i>	
Моделирование схемы канала связи с использованием кусочно-линейной функции	97
<i>Нгуен Минь Хиен</i>	
Компьютерная модель формирования траекторного сигнала для радиолокатора UHF-диапазона на беспилотном летательном аппарате	101
<i>Нгуен Хоанг Хиен, Я.Д. Рогачёва</i>	
Экспериментальные исследования модели цифрового канала связи с BFSK в программной среде LabVIEW	107
<i>Ней Лин У</i>	
Моделирование последовательностей X1A, X1B, X2A, X2B для формирования р-кода GPS-сигналов	116
<i>Ньян Лин Тун</i>	
Маскирующие свойства активных шумовых помех с различной полосой и мощностью на импульсно-доплеровскую РЛС сопровождения	121
<i>Нэй Лин Мьинт</i>	
Синтез алгоритма обработки ответной шумовой помехи на фоне смеси белого шума и мешающих отражений	129
<i>Нэй Лин Мьинт</i>	

Планирование и статистическая обработка экспериментальных данных	131
<i>Г.С. Павлов, З.А. Малуха</i>	
Сравнительный анализ цифро-аналоговых преобразователей	133
<i>Г.С. Павлов, З.А. Малуха, У.А. Шихова</i>	
Разработка радиолокатора UHF-диапазона с непрерывным частотно-модулированным излучением для гуманитарного разминирования на базе системы на кристалле RED PITAYA	136
<i>Д.Н. Понедeko, А.М. Киевский, Я.Д. Рогачева, Нгуен Хоанг Хиен</i>	
Компьютерная модель для оценивания координат и параметров движения мобильных объектов на основе ретрансляции навигационных сигналов GPS	140
<i>В.В. Пряничников</i>	
Результаты оптимизации параметров широкополосных печатных антенн в MathLab	144
<i>Пьяе Пьюо Вай</i>	
Исследование влияния дестабилизирующих факторов на эффективность функционирования радиолокационной станции с непрерывным частотно-модулированным излучением	152
<i>Пьяе Пьюо Хлайнг</i>	
Веб-приложение для проведения видеоконференций с интеграцией технологий искусственного интеллекта	158
<i>К.А. Радкевич</i>	
Реализация процедурной генерации ландшафтов в играх	
<i>Г.Д. Радьков, И.А. Небогатов</i>	
Компьютерная модель формирования радиолокационного изображения земной поверхности для радиолокатора UHF-диапазона на беспилотном летательном аппарате	165
<i>Я.Д. Рогачева, Нгуен Хоанг Хиен</i>	
Многофункциональный веб-сервис для тестирования и интерактивных игр с использованием искусственного интеллекта	171
<i>Н.С. Рябинин</i>	

Эффективность способов слепой обработки сигналов в средствах цифровой радиосвязи с многоканальными приемными системами <i>Сай Тун Тун</i>	176
Безопасность и защита данных в системе "умный дом": комплексный подход к защите информации и данных <i>А.С. Сидляревич</i>	182
Цифровая обработка изображений с использованием порогового критерия <i>А.С. Соколовский</i>	183
Анализ результатов тестирования на тему графики и звука <i>А.И. Солодуха</i>	184
Метод извлечения алгоритмов БПУ <i>Со Пъае Пъио Паинг</i>	185
Критерий помехозащищенности приемного оборудования РЭС радиолокационной службы <i>Со Тиха</i>	186
Критерий беспомеховой работы земной станции системы связи с использованием геостационарной орбиты <i>То Левин Хтну</i>	187
Расчёт показателя BER для модели цифрового канала связи с ASK в программной среде LABVIEW <i>Тун Кхант</i>	191
Тестирование физических квантовых генераторов случайных чисел <i>Тэт Наунг</i>	
Микропроцессорный программно-аппаратный комплекс для исследования встраиваемых систем <i>В.Д. Харитонов</i>	200
Электронный образовательный ресурс для работы кураторов по вопросам кибербезопасности <i>А.Д. Хильман</i>	201
Увеличение пропускной способности многоканальных оптических волокон <i>Хтун Таук Вин</i>	207

Использование нейронных сетей для генерации текстур: аналитическое исследование методов	208
<i>В.О. Царюк, О.А. Шеремет</i>	
Моделирование и формирование псевдослучайного кода сигнала спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС	209
<i>Чан Ньейн Чжо</i>	
Широкополосный энергоэффективный усилитель мощности сигнала с большим пик-фактором	215
<i>И.А. Четиков</i>	
Алгоритмы CFAR в нестационарных условиях: CA-CFAR, GO/SO- CFAR и OS-CFAR	219
<i>Шин Тант Аунг</i>	
Использование видеоконтента в образовательном процессе общего среднего образования	224
<i>В.В. Юркевич</i>	
Методика оценки технического уровня радиотехнических систем..	226
<i>Ян Мьо Аунг</i>	

АУДИО В ВИРТУАЛЬНОЙ РЕАЛЬНОСТИ

Авраменко Ю.А., студент, Семенова В.С., студент

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

Рябычина О.П. – канд. техн. наук, доцент каф. ИРТ

Данная работа посвящена исследованию методов пространственного звука и его влияния на погружение игрока в виртуальную реальность. Описаны основные технологии реализации пространственного звука и их применение.

В последние годы виртуальная реальность (VR) быстро развивается и находит применение в самых разных понятиях, от компьютерных игр и киноиндустрии до медицины, архитектуры и образования. Развитие VR напрямую связано с совершенствованием аудиотехнологий, поскольку реалистичный звук является каскадной частью эффекта полного погружения. Именно звуковое сопровождение позволяет пользователю ощущать себя частью виртуального пространства, усиливая глубину, расстояния и движения объектов вокруг него. Без звука даже созданные визуальные миры могут оказаться качественно искусственными и неполноценными.

Технологии аудио виртуальной реальности играют важную роль в создании эффекта присутствия, который является основной целью виртуальной реальности. Современные методы обработки звука позволяют не только создавать трехмерное звуковое окружение, но и модифицировать его в зависимости от движений и действий пользователя. Это происходит благодаря использованию пространственного звука, который кардинально отличается от традиционного объемного звучания. В отличие от классического многоканального аудио (объемного звука), где звук воспроизводится на фиксированных площадках, пространственный звук размещает каждый источник в трехмерном пространстве и позволяет ему свободно перемещаться.

Виртуальная аудиосреда в первую очередь рассчитывает, как должна озвучивать каждый объект в зависимости от расположения слушателя, угла его обзора и даже акустики окружающего пространства. Например, если в VR-приложении рядом с пользователем перемещается объект, звук движения будет плавно изменяться в зависимости от направления и расстояния.

Важно не путать пространственный звук с просто «объемным», который по-английски называют *surround sound*. Это технологии двух разных поколений, которые различаются не только эффектом, но принципом создания и воспроизведения. Объемный звук окружает слушателя в одной плоскости и не может реалистично передавать движение объектов по вертикали [1]. Однако такой подход создает эффект окружения, но не может точно обеспечить движение объектов сверху вниз или назад. В отличие от него, пространственный звук использует алгоритмы динамической обработки, имитирующие восприятие звука человеком.

Для достижения качественного пространственного звучания в виртуальной реальности применяются различные технологии, которые обладают своими особенностями. Эти технологии включают бинауральную запись, волновую фильтрацию (HRTF), амбисонику и объектно-ориентированное аудио. Каждый из них выполняет свою функцию в построении реалистичного аудиопространства, обеспечивая максимальное погружение пользователя в виртуальный мир. Подробное сравнение данных технологий представлено в таблице 1.

Таблица 1 – Технологии аудио виртуальной реальности

Название технологии	Применение	Примеры устройств
3D Audio	Создание пространственного звука для immersion виртуальной реальности	Oculus Rift, HTC Vive
Binaural Audio	Симуляция естественного слухового восприятия	Sony PlayStation VR, Google Cardboard
HRTF (Head-Related Transfer Function)	Моделирование звуков, исходящих из конкретных точек вокруг головы	Samsung Gear VR, Valve Index
Room-scale Audio	Расширение звуковой сцены в соответствии с перемещением пользователя в пространстве	PlayStation VR2, Meta Quest 2
Volumetric Sound	Создание объемного звука для передачи глубокого вовлечения в виртуальной реальности	Microsoft HoloLens, Magic Leap

Одной из самых популярных является бинауральное звучание, которое использует два микрофона для записи звука с двух различных точек, воссоздавая естественную звуковую сцену.

Еще одной инновационной технологией аудио виртуальной реальности является акустическая моделирование. Эта технология позволяет создавать звуковые эффекты, которые адаптируются к изменениям в окружении и позволяют пользователю чувствовать себя в центре событий.

Другой важной технологией аудио виртуальной реальности является реверберация звука. Реверберация позволяет создавать отражения звука от различных поверхностей, что улучшает реалистичность звучания и создает более глубокий эффект присутствия [2].

Разберем реализацию и влияние звукового дизайна на примере VR игры от PlayStation — Ocean Descent. В Ocean Descent аудиодизайна является одним из основных элементов нарратива. Звуки воспроизводятся из разных источников, создавая эффект полного погружения: пузырьки поднимаются сверху, рыбы проплывают сбоку, а скрежет металла на камеру доносится со всех сторон.

Особое внимание уделяется физике подводной акустики. Вода значительно искажает звуки, приглушая высокие частоты, поэтому в аудиодвижках игры используется низкочастотная фильтрация [3]. Реверберация также играет решающую роль: чем глубже погружается игрок, тем более «размытым» становится звук, создавая эффект плотной водной среды. В условиях жизни под водой звук распространяется быстрее, чем в воздухе, в игре этот эффект имитируется эквалайзерами и фильтрами, чем физической симуляцией [4].

Звуковая среда Ocean Descent динамична и адаптирована. Игра подстраивает громкость и частотные характеристики в зависимости от ситуации. Например, при появлении акулы приглушаются фоновые шумы, тревожная музыка и звуки агрессивных движений, привлекающие внимание игрока. Важно и то, как звуки сменяются: нет резких переходов между аудиосценами, плавное изменение звукового окружения, сопровождающее движение игрока в воде.

Современные технологии пространственного звука играют решающую роль в создании реалистичного и захватывающего опыта реальности. Использование бинаурального рендеринга, волновой фильтрации и объектно-ориентированного аудиоэффекта обеспечивает высокую степень иммерсивности, делая виртуальные миры не просто визуально-правдоподобными, но и звуково насыщенными. Эти технологии адаптируют звуковое окружение в зависимости от взглядов пользователя, его движений и виртуального пространства, что особенно важно для VR-игр и симуляций.

Анализ звукового сопровождения в PlayStation VR: The Deer показывает, как может быть реализован звук в VR. Пространственный звук в этой игре создает эффект погружения, передавая не только местоположение звуковых источников, но и особенности подводной акустики. Использование реверберации, фильтрации высоких частот и динамической стабилизации внешнего вида реализма помогает игроку ощущать себя внутри капсулы. Бинауральный звук и 3D-аудио играют ключевую роль в создании напряженных моментов, таких как приближение акулы, когда правильное звуковое позиционирование становится крайним условием для восприятия сцены.

Таким образом, звук в реальности реальности – это не просто дополнение к визуальному, а один из основных элементов, формирующих ощущение присутствия. Успешная реализация аудиодизайна, как в The Deer, сегодня важно учитывать акустические особенности виртуального мира и подзвучать звуковые технологии в особых условиях симуляции. Развитие и совершенствование технологии пространственного звука продолжает виртуальную реальность всё более реалистичной, позволяя пользователю погрузиться в цифровые миры.

Список использованных источников:

1. Объяснение объемного звука [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://t-j.ru/surround-sound-explainer/#one>. – Дата доступа: 13.02.2025.
2. Технологии аудио в виртуальной реальности [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://vr-app.ru/blog/tehnologii-audio-virtualnoi-realnosti/>. – Дата доступа: 13.02.2025.
3. Фильтрация звука в Unity [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://docs.unity3d.com/ru/530/Manual/class-AudioLowPassFilter.html>. – Дата доступа: 05.03.2025.
4. Обработка звука: электрические материалы [Электронный ресурс] – Режим доступа: https://portal.tpu.ru/SHARED/a/AD/Education/Materials/MS_sound_processing.pdf. – Дата доступа: 05.03.2025.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СОВРЕМЕННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ СОЗДАНИЯ НАРРАТИВНОГО ДИЗАЙНА В ИГРОВОЙ ИНДУСТРИИ

Адамович Б.К., Булыня А.В.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск, Республика Беларусь

Рябичина О.П. – канд. техн. наук

В данной статье рассматривается влияние современных технологий, в частности нейросетей и инструментов автоматизации, на нарративный дизайн в игровой индустрии. Приводятся статистические данные о росте использования нейросетевых инструментов в разработке игр и применении в области нарративного дизайна, а также примеры решений от крупных компаний, таких как NVIDIA, Ubisoft и Google. Рассматривается, как использование этих технологий помогает оптимизировать создание персонажей, диалогов и внутриигровых описаний, снижая трудозатраты разработки.

Современная игровая индустрия стремительно развивается, и одной из ключевых составляющих успеха игр является качественный нарративный дизайн. Сюжет, персонажи и их взаимодействие с игровым миром играют ключевую роль в создании уникального опыта для игроков. Однако нарративный дизайн требует значительных временных и творческих ресурсов. Благодаря внедрению современных технологий таких как искусственный интеллект и инструменты автоматизации, процесс создания нарративного дизайна становится более эффективным и гибким. В этой статье мы рассмотрим, как инновационные технологии помогают оптимизировать разработку персонажей, диалогов и внутриигровых описаний в игровой индустрии.

Последние два года активно формируется тренд на использование нейросетевых инструментов при разработке игр. Согласно отчету Unity Gaming Report 2024, 62% опрошенных игровых студий подтвердили, что используют технологии на основе нейросетей при разработке своих продуктов. Это значительно превышает изначальный прогноз компании Unity в 2023 году, согласно которому рост использования нейросетей для создания игр составит всего 15-20% к 2028 году [1, 2].

Повышение общего объема использования нейросетей в игровых студиях также повысило объем их использования при создании нарративного дизайна. Это подтверждает статистика среди опрошенных студий, согласно которой 36% опрошенных студий уже используют эти технологии для создания текстов и нарративного дизайна. Данные статистики использования нейросетей при создании нарративного дизайна приведены на рисунке 1.

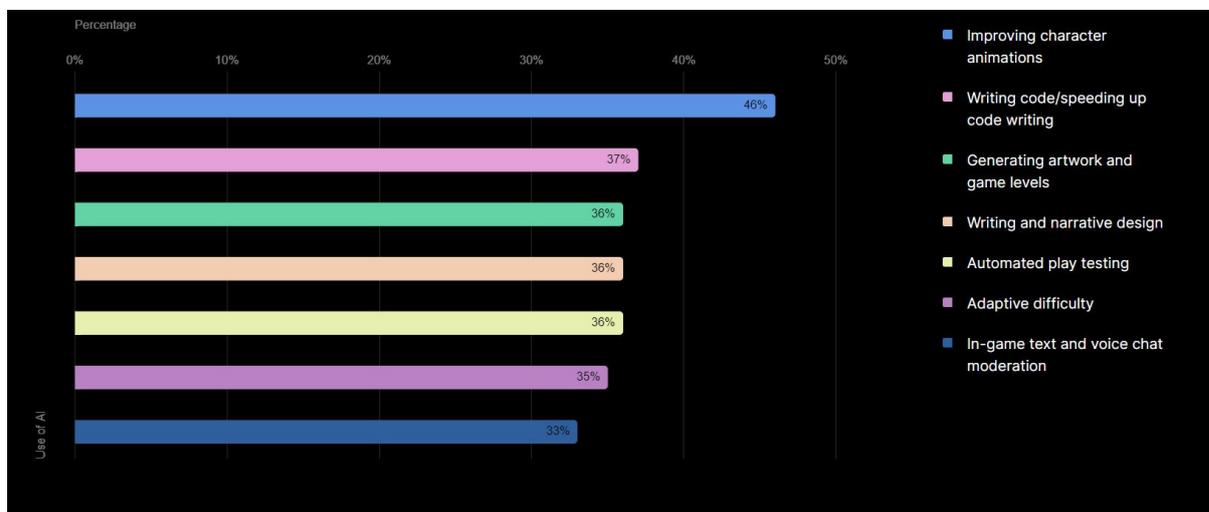


Рисунок 1 – Данные статистики использования нейросетей при создании нарративного дизайна [1]

По статистике использования, среди опрошенных студий уже 64% использует нейросетевые инструменты для создания и проработки неигровых персонажей, 56% – для описания окружающего мира, 52% – для адаптации и распознавания языка, 43% – для классификации и описания предметов и объектов внутриигрового мира [1].

На данный момент некоторые крупные компании уже занимаются разработкой своих нейросетевых инструментов для значительной оптимизации создания нарративного дизайна. NVIDIA Corporation совместно с компанией Convai Technologies Inc представили инструмент для создания неигровых персонажей с нуля на основе нейросети с доступным интерфейсом визуального программирования [3]. Этот инструмент позволяет по текстовым запросам создать внешность, образ мышления и детали личности персонажа. Также его удобство заключается в том, что инструмент встраивается прямо в игровой движок [4].

Компания Ubisoft Entertainment SA представила свой инструмент Ghostwriter AI, который они уже использовали в разработке своих новейших игр. Ghostwriter AI способен генерировать диалоги персонажей в реальном времени, создавать описания для предметов и заданий, а также формировать наполнение дополнительных внутриигровых элементов [5].

Создаваемые и внедряемые в процессы разработки игр инструменты на основе нейросетей помогают значительно сократить объем работы нарративных дизайнеров. По статистике, предоставленной Ubisoft Entertainment SA, их инструмент Ghostwriter AI позволил сократить до 40% работы над нарративным дизайном [6].

По заявлению главы компании NVIDIA Corporation Дженсена Хуанга на совместной презентации с Convai Technologies Inc, для создания представленной нарративной сцены им понадобился минимум усилий по сравнению с тем, если бы команда игровых разработчиков создавала эту сцену с нуля без использования нейросетевых инструментов [3].

Использование нейросетевой модели, такой как Google's LaMDA, может значительно оптимизировать процесс создания нарративного дизайна. Это подтверждается исследованием, проведенным командой независимых разработчиков, которые оценивали способность модели генерировать правдоподобные диалоги в контексте игры Dungeons & Dragons – настольной ролевой игры, полностью основанной на нарративе. Шестеро экспертов оценили точность ответов модели. Результаты показали, что даже без дополнительной адаптации под правила Dungeons & Dragons, модель генерировала 44% правдоподобных ответов, которые могли бы быть произнесены реальным игроком. Данные результатов исследования точности ответов нейросетевой модели приведены на рисунке 2.

Model	Perplexity	Token Accuracy
LLM-Dialog	2.65	44.61
LLM-DND	2.50	46.92
LLM-DND-PREV-CTRL	2.51	46.84
LLM-DND-CURR-CTRL	2.34	49.67
LLM-DND-ALL-CTRL	2.37	49.02

Table 3: Perplexity and token accuracy of our models after finetuning to our data.

Model	Sense	Specific	Interest
LLM-Dialog	0.81	0.85	3.57
LLM-DND	0.9	0.9	3.91
LLM-DND-PREV-CTRL	0.86	0.88	3.96
LLM-DND-CURR-CTRL	0.88	0.9	3.96
LLM-DND-ALL-CTRL	0.87	0.88	3.92
GOLD	0.92	0.92	4.17

Table 4: Average sense, specific and interestingness scores for our systems, and for human-written gold responses

Рисунок 2 – Данные результатов исследования точности ответов нейросетевой модели [7]

Внедрение нейросетевых технологий в нарративный дизайн позволяет оптимизировать создание сюжетов, персонажей и диалогов, значительно сокращая временные и трудовые затраты. Согласно доступной статистике, значительная доля опрошенных студий уже использует нейросетевые инструменты для создания нарративного контента. Примерами таких технологий служат разработка NVIDIA Corporation и Convai Technologies Inc для создания персонажей, а также Ghostwriter AI от Ubisoft Entertainment SA, который генерирует диалоги и описания игровых элементов. Эти технологии не заменяют творческий труд дизайнеров, а дополняют его, открывая новые возможности для создания более качественного и увлекательного игрового опыта.

Список использованных источников:

1. Unity Gaming Report 2024 / URL: <https://unity.com/resources/gaming-report?isGated=false#ai-worldbuilding>
2. Hamam, Z Key Takeaways from the Unity Gaming Report 2023 / URL: <https://www.linkedin.com/pulse/key-takeaways-from-unity-gaming-report-2023-hamam-zahran-mrhsf/>
3. Jensen, H AI NPCs are the future of video games | Nvidia Convai partnership / URL: https://www.youtube.com/watch?v=X_2X2uLZyL4&t=4s
4. Bringing NPCs to Life: AI-Driven Narrative Design in Unreal Engine and Unity / URL: <https://convai.com/blog/ai-narrative-design-unreal-engine-and-unity-convai-guide>
5. Roxane, B The Convergence of AI and Creativity: Introducing Ghostwriter / URL: <https://news.ubisoft.com/en-us/article/7Cm07zbBGy4XmI6WgYi25d/the-convergence-of-ai-and-creativity-introducing-ghostwriter>
6. Dina, S How AI Will Shape the Future of the Gaming Industry / URL: <https://www.digitalaiq.com/how-ai-will-shape-the-future-of-the-gaming-industry/>
7. Chris, C Dungeons and Dragons as a Dialog Challenge for Artificial Intelligence / URL: <https://www.cis.upenn.edu/~ccb/publications/dungeons-and-dragons-as-a-dialog-challenge-for-artificial-intelligence.pdf>

ПРИЛОЖЕНИЕ «ЭЛЕКТРОННЫЙ ДНЕВНИК УЧАЩЕГОСЯ ЧАСТНОГО УЧРЕЖДЕНИЯ ОБРАЗОВАНИЯ «МИНСКИЙ КОЛЛЕДЖ ПРЕДПРИНИМАТЕЛЬСТВА»

Алексеев И.А.

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

Славинская О.В. – канд. пед. наук, доцент

Аннотация. Рассмотрены преимущества внедрения электронного дневника для учащихся колледжа, его роль в цифровизации образовательного процесса и повышении эффективности взаимодействия между преподавателями и учащимися. Описаны ключевые функции приложения, технологии разработки и ожидаемые результаты внедрения.

Современная система образования проходит процесс цифровой трансформации, что отражено в государственных программах Республики Беларусь, в том числе и в Концепции развития системы образования до 2030 года [1]. Одним из ключевых направлений является внедрение электронных инструментов для замены бумажного документооборота. В учреждениях профессионального образования, включая Частное учреждение образования «Минский колледж предпринимательства», это актуально из-за высоких требований к прозрачности и оперативности контроля успеваемости, посещаемости.

В Республике Беларусь, согласно Концепции цифровой трансформации образования [2], особое внимание уделяется разработке локальных решений для цифровых ресурсов, обслуживающих образовательный процесс.

Их разновидностью являются электронные дневники. И именно они сейчас необходимы Частному учреждению образования «Минский колледж предпринимательства», которое в связи с этим выступило заказчиком нашей разработки.

Для данного учреждения образования создание специализированного приложения станет этапом перехода к «умному» колледжу.

Традиционные бумажные дневники обладают рядом недостатков:

- риск утери или повреждения данных;
- задержки в обновлении информации;
- отсутствие автоматизированной аналитики для преподавателей и администрации.

Разработка приложения «Электронный дневник учащегося» направлена на преодоление этих проблем путем предоставления удобного инструмента для учета успеваемости и посещаемости учащихся.

В настоящее время имеется несколько аналогов электронных журналов. Среди них ресурс «Электронный дневник» ([3], используется в школах Республики Беларусь), известная система Google Classroom [4]. Однако применение этих ресурсов в колледжах ограничено. Это обусловлено рядом причин:

- отсутствие адаптации под специфику профессионального образования;
- сложный интерфейс для преподавателей;
- нет интеграции с уже имеющимися локальными системами учреждения.

Преимущества предлагаемого нами решения:

- настройка под требования колледжа;
- генерация отчетов и уведомлений.

Функции разработанного приложения организованы с учетом различных ролей пользователей. Преподаватели имеют доступ к средствам для ввода и исправления оценок (отметок по предметам), отметок присутствия учащихся, а также могут создавать детальные отчеты по успеваемости.

Для учащихся есть легкий доступ к личной информации. Они могут смотреть свои актуальные оценки, знакомиться с расписанием занятий и получать уведомления в нужное время о новых оценках и других изменениях.

Администраторы получают больше возможностей для управления ресурсом. В их задачи входит зарегистрировать и настроить аккаунты пользователей, создать учебные курсы и следить за работой системы в целом.

Приложение обладает интуитивно понятным интерфейсом электронного журнала с гибкой системой фильтрации. Пользователи могут разделять учебные данные по разным условиям:

- по дням, чтобы видеть как меняется успеваемость,
- по предметам для изучения результатов в определенных областях.

Для административных нужд реализована функция экспорта в формате Excel. Данная функция поможет преподавателям и администрации колледжа в несколько кликов генерировать детализированные отчеты, статистические выборки и другую документацию, необходимую для анализа учебного процесса и составления официальных отчетов.

Главный экран разработанного электронного дневника представлен на рисунке ниже.

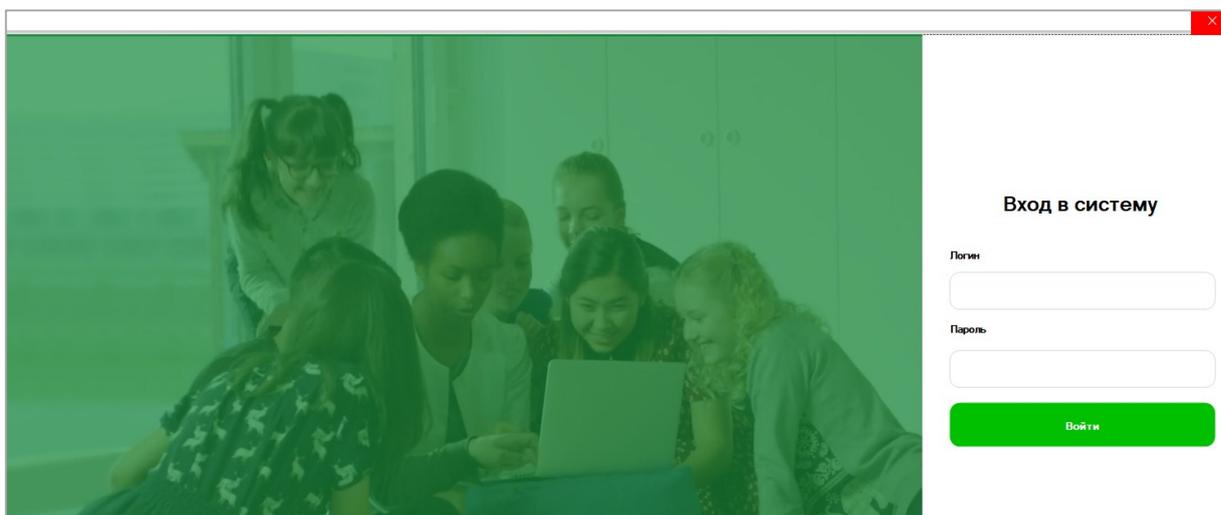


Рисунок – Главная страница электронного дневника
Частного учреждения образования «Минский колледж предпринимательства»

Приложение, представляющее собой электронный дневник, разрабатывалось с использованием современного технологического стека, обеспечивающего стабильность, производительность и удобство разработки. В качестве основной IDE использовалась Visual Studio – линейка систем разработки программного обеспечения от компании Microsoft. В своем составе имеют интегрированную среду разработки и ряд других инструментов для создания, отладки и тестирования приложений.

Основа приложения была разработана на языке программирования C#, который подходит для создания бизнес-приложений с использованием строгой типизации и объектно-ориентированному подходу.

Для хранения и управления данными выбрана СУБД MySQL – свободная реляционная система управления базами данных с открытым исходным кодом. MySQL хорошо подходит для работы с большими объемами данных, поддерживает транзакции и обладает механизмами защиты информации.

Приложение «Электронный дневник учащегося» демонстрирует потенциал цифровизации в профессиональном образовании. Его внедрение позволит повысить эффективность контроля успеваемости, сократить временные затраты преподавателей и улучшить коммуникацию между участниками учебного процесса.

Цифровизация образования является одной из мировых тенденций его развития. Создание удобных и системных инструментов для реализации образовательного процесса в системе профессионального образования – это цель его цифровой трансформации в ближайшее время.

Кроме этого, такие ресурсы наиболее удобны современным обучающимся системы профессионального образования, так как преобладающее большинство из них является «цифровыми аборигенами», т.е. предпочитает цифровые ресурсы бумажным, а основные операции выполняет с помощью гаджета [5].

Информация в таких ресурсах быстро актуализируется. Она является гласной и доступной, что стимулирует качество получения образования.

Список использованных источников:

1. О Концепции развития системы образования Республики Беларусь до 2030 года: [утв. постановлением Министерства образования Республики Беларусь от 30.11.2021].
2. Концепция цифровой трансформации процессов в системе образования Республики Беларусь на 2019-2025 годы: [утв. постановлением Министерства образования Республики Беларусь от 15.03.2019].
3. Онлайн сервисы «Электронный дневник/Электронный журнал» \ Комитет по образованию Мингорисполкома [Электронный ресурс]: <http://mosue.minsk.edu.by/ru/main.aspx?guid=35701>.
4. Google Classroom: обзор возможностей \ ispring [Электронный ресурс]: <https://www.ispring.ru/elearning-insights/platforma-onlain-obucheniya/google-classroom>
5. Славинская, О. В. Осмысление технологий медиадидактики «цифровыми мигрантами» / О. В. Славинская, М. Н. Демидко // Вестник МГИРО. – 2018. – № 2 (34). – С. 82 - 88.

ПРОСТРАНСТВЕННО-СПЕКТРАЛЬНОЕ КОДИРОВАНИЕ АЭРОКОСМИЧЕСКИХ ДАННЫХ

Бибех Д.И.

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

Митюхин А.И. – доцент (научн.рук.)

Рассматривается метод эффективного кодирования 2D данных с целью постоянного наблюдения границ объектов экологического контроля. Метод позволяет существенно сократить временные и аппаратные затраты на цифровую обработку отслеживаемых данных.

Для Беларуси весьма актуальной задачей является постоянный и надежный мониторинг территорий весеннего затопления в Полесье. Требуется наблюдение не только за водными поверхностями (реки, ручьи, каналы, озера, водохранилища), но за лесными и нелесными заболоченными территориями. По изменению формы и границы области наблюдения от эталонного образа определяются соответствующие рекомендации экологического характера. При этом значительное количество эталонных областей приводит к необходимости хранения значений всех пикселей изображений. В работе рассматривается метод обработки пространственных данных позволяющий уменьшить объем хранимой информации о объектах наблюдения.

Теоретические принципы метода основываются на информационном энтропийном подходе, когда эффективность описания объекта интереса достигается применением эффективного кодирования в пространственной и спектральных областях [1]. Пространственные данные границы описываются 2D последовательностью

$$g(x, y) = (g(x_0, y_0), \dots, g(x_{n-1}, y_{n-1})), \quad (1)$$

где (x_i, y_j) – пространственные переменные,

n – количество пикселей границы объекта интереса.

После эффективного кодирования последовательности (1) цепным кодом Фримена формируется матрица $C = (c_{ij})$. Матрицу $C = (c_{ij})$ можно определить как источник с заданным распределением вероятностей, что позволяет получить максимально возможную эффективность процесса описания исходных данных на основе вычисления энтропии.

Второй этап цифровой обработки реализуется на спектральном подходе. Оптимальная минимизация коррелированных цифровых данных матрицы $C = (c_{ij})$ выполняется на базе координатного преобразования [2]. Наилучшая (полная) декорреляция данных матрицы $C = (c_{ij})$ достигается, если в качестве базиса разложения $C = (c_{ij})$ используются собственные векторы ковариационной матрицы $\text{cov}(c_{ij})$. Координатное преобразование выполняется с применением выражения

$$\hat{C} = A^T (C - E(C)), \quad (2)$$

где A – матрица собственных векторов,

$E(C)$ – центрированная матрица $C = (c_{ij})$.

Экспериментальные исследования метода показали, что на описание границы наблюдаемой области требуется массив данных значительно меньших исходных. Уменьшение количества данных исходного массива (сжатие) в экспериментах составляло в $8 \div 10$ раз.

Список использованных источников

1. *Compressing the geospatial data of testing grounds* / A. Mitsiukhin / WSEAS Transaction on Environment and Development, ISSN: 1790-5079 E-ISSN: 2224-3496 Volume 19, 2023, Art. #125. Pages: 1386-1391 DOI: 10.37394/232015.2023.19.125.

2. *Segmentation of Dynamical Images by Means of Discrete Hartley Transform*. / A. Mitsiukhin / Proceedings 56. International Scientific Colloquium. Technische Universität Ilmenau, DE, 2011, i1100. P. 1– 4.

ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЙ ОНЛАЙН-РЕСУРС ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ ПРОГРАММИРОВАНИЮ ДЕТЕЙ СТАРШЕГО ШКОЛЬНОГО ВОЗРАСТА

Бондаренко П. И.

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

Парафиянович Т. А. – доцент кафедры ИРТ, канд. пед. наук, доцент

Аннотация. В тезисах рассматривается разработанный образовательный онлайн-ресурс для обучения программированию детей старшего школьного возраста; обоснована его актуальность в контексте цифровизации образования и растущего спроса на ИТ-компетенции. Описаны преимущества онлайн-обучения: интерактивность, адаптивность, сочетание теории с практикой, автоматическая проверка решений; приведена техническая реализация на Java (Spring Framework), JavaScript и PostgreSQL; рассмотрены ключевые функции: система регистрации и авторизации, структура курсов с пошаговым изучением тем, тестирование, встроенный редактор кода, система достижений и рейтингов, а также механизмы обратной связи, направленные на повышение мотивации и эффективности обучения.

Программирование становится одним из ключевых навыков, позволяющих не только понимать цифровую среду, но и создавать новые продукты и решения. Однако традиционные подходы к его изучению зачастую оказываются недостаточно гибкими и не учитывают индивидуальные особенности обучающихся. В этом контексте образовательные онлайн-ресурсы открывают новые возможности, делая процесс обучения более доступным, интерактивным и эффективным.

Использование онлайн-платформ для изучения программирования особенно актуально для детей старшего школьного возраста, поскольку они уже обладают достаточным уровнем подготовки для освоения технических дисциплин, но при этом нуждаются в удобных, адаптивных и мотивирующих методах обучения. Такие ресурсы позволяют изучать программирование в комфортном темпе, сочетая теорию с практическими заданиями и автоматизированной проверкой кода.

Важность создания подобных платформ обусловлена несколькими факторами. Во-первых, программирование становится не просто востребованным навыком, а важным инструментом для понимания цифрового мира и успешной профессиональной реализации, поэтому его освоение в школьном возрасте дает обучающимся конкурентное преимущество. Во-вторых, использование цифровых технологий для развития компетенций обучающихся, позволяет обучающимся закреплять теоретические знания на практике, участвовать в анализе конкретных ситуаций и решении проблем, что создает всеобъемлющее образовательное воздействие [1]. В-третьих, цифровые технологии обучения способствуют развитию самостоятельности, критического мышления и способности к решению сложных задач. Таким образом, образовательные онлайн-ресурсы представляют собой не просто вспомогательный инструмент, а полноценную среду для изучения программирования, которая отвечает современным требованиям к обучению. Они позволяют сочетать теоретические знания с практическими заданиями, дают возможность экспериментировать, тестировать код в реальном времени и получать мгновенную обратную связь. Это делает процесс обучения более увлекательным и результативным.

При разработке образовательного онлайн-ресурса использовались языки программирования Java (Spring Framework), JavaScript и система управления базами данных PostgreSQL. Java обеспечивает серверную часть, обрабатывая запросы, управляя пользователями, предоставляя доступ к базе данных и реализуя бизнес-логику системы. JavaScript позволил создать динамичный и интуитивно понятный интерфейс, делая работу с платформой удобной и наглядной. PostgreSQL используется для хранения учебных материалов, данных о пользователях и их прогрессе, обеспечивая надежность и высокую скорость обработки запросов. Использование данных технологий позволило создать образовательный онлайн-ресурс, включающий в себя несколько ключевых функций, обеспечивающих удобное и эффективное обучение программированию.

Система регистрации и авторизации позволяет каждому обучающемуся создавать личный кабинет, в котором сохраняется информация о пройденных курсах, результатах тестов и выполненных заданиях. Реализация на основе Spring Security гарантирует безопасное хранение данных и защиту учетных записей.

Учебный процесс организован в формате курсов, содержащих текстовые материалы, примеры кода и практические задания. Каждая тема включает пошаговые инструкции и интерактивные элементы, позволяющие обучающимся сразу применять полученные знания. JavaScript отвечает за динамическое обновление контента, обеспечивая плавное взаимодействие без необходимости перезагрузки страницы. Для закрепления материала предусмотрена система тестирования, состоящая из вопросов с выбором ответа, задач на программирование и заданий на исправление ошибок в коде. Проверка тестов и автоматический разбор решений осуществляется на сервере с помощью встроенного механизма валидации ответов. Практическая часть реализована через встроенный редактор кода, позволяющий выполнять задания прямо в браузере. Код проверяется автоматически, а система анализирует результаты выполнения, сравнивая их с эталонными ответами. В случае ошибки

обучающийся получает подсказки, указывающие на возможные проблемы в коде. Для повышения вовлеченности добавлена система достижений и рейтингов. Обучающиеся получают баллы за выполненные задания, а их прогресс отображается в личном кабинете. Это способствует дополнительной мотивации и стимулирует соревновательный дух.

Система курсов, содержащих текстовые материалы, примеры кода и практические задания, направлена на создание структурированного образовательного процесса. Тексты и примеры служат основой для теоретического обучения, а практические задания позволяют закрепить полученные знания на практике. Пошаговые инструкции помогают обучающимся постепенно осваивать новые темы, снижая психологическую нагрузку от сложных понятий и концепций. Интерактивные элементы, такие как задачи на реальном коде, делают процесс обучения более увлекательным и мотивирующим обучающихся к активному участию. JavaScript, который используется для динамического обновления контента, позволяет избежать лишних перезагрузок страниц, что делает взаимодействие с платформой более комфортным. Это помогает поддерживать высокий уровень вовлеченности и позволяет обучающимся сосредоточиться на учебном процессе, не отвлекаясь на технические детали интерфейса.

Система тестирования играет важную роль в закреплении знаний. Вопросы с выбором ответа и задачи на программирование позволяют проверять как теоретическое понимание материала, так и практические навыки. Задания на исправление ошибок в коде развивают способность выявлять и устранять проблемы в программных решениях, что является необходимым навыком для любого программиста. Этот процесс также способствует развитию внимательности и аналитического мышления, позволяя обучающимся осознавать ошибки и учиться на них. Автоматическая проверка решений с помощью встроенного механизма валидации ответов ускоряет процесс получения обратной связи, позволяя быстрее обнаруживать слабые места в знаниях и устранять их.

Встроенный редактор кода дает обучающимся возможность писать и тестировать код прямо в браузере, что значительно облегчает процесс работы и устраняет необходимость в установке дополнительного программного обеспечения. Это позволяет сосредоточиться исключительно на программировании, не тратя время на технические аспекты. Автоматическая проверка кода помогает развивать навыки отладки и улучшения качества программного кода, что является неотъемлемой частью обучения программированию. Подсказки, предоставляемые системой в случае ошибок, поддерживают процесс обучения, указывая на конкретные проблемы и предлагая решения, что способствует углублению понимания работы программного кода.

Система достижений и рейтингов стимулирует обучающихся к дальнейшему прогрессу и развитию. Баллы за выполнение заданий и отображение прогресса в личном кабинете помогают отслеживать успехи, поддерживать мотивацию и побуждают к завершению курсов. Это создает элемент соревнования и позволяет обучающимся видеть реальные результаты своей работы, что, в свою очередь, повышает интерес, уверенность и желание продолжать обучение.

Каждая из этих функций развивает не только технические навыки, такие как написание и отладка кода, но и важные качества личности – внимание к деталям, аналитическое мышление, способность к самоанализу и адаптация к обратной связи. В совокупности они помогают обучающимся не только стать более уверенными в своих знаниях, но и эффективно подготовиться к реальным задачам, с которыми они могут столкнуться в профессиональной жизни.

Разработанный образовательный онлайн-ресурс для обучения программированию детей старшего школьного возраста предоставляет обучающимся возможность освоить ключевые навыки, необходимые для успешной профессиональной деятельности в цифровом мире. Сочетание теоретических знаний с практическими заданиями, динамичным интерфейсом и системой автоматической проверки позволяет обучающимся эффективно усваивать материал в удобном темпе и с учетом индивидуальных особенностей. Встроенные механизмы тестирования, отладки кода и системы достижений помогают не только развивать технические навыки, но и формировать важные личностные качества. Внедрение таких платформ в образовательный процесс способствует улучшению качества обучения программированию, делает его более доступным и мотивирующим, что, в свою очередь, помогает обучающимся развивать уверенность в своих силах и готовность к решению реальных профессиональных задач. Подобные ресурсы открывают широкие перспективы для будущих специалистов в области информационных технологий и обеспечивают им необходимые инструменты для успешного освоения сложных технических дисциплин.

Список использованных источников:

1. Парафиянович, Т. А. Развитие компетенций обучающихся в цифровой образовательной среде = *Development of students' competencies in the digital educational environment* / Т. А. Парафиянович // *Инженерное образование в цифровом обществе : материалы Международной научно-методической конференции, Минск, 14 марта 2024 г. : в 2 ч. Ч. 2 / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники ; редкол.: Е. Н. Шнейдеров [и др.] – Минск, 2024. – С. 280–281*

ИНТЕРАКТИВНАЯ МУЗЫКА В ИГРАХ: РАЗРАБОТКА СИСТЕМ ДИНАМИЧЕСКОЙ МУЗЫКИ, КОТОРАЯ АДАПТИРУЕТСЯ К ДЕЙСТВИЯМ ИГРОКА И ИЗМЕНЯЕТСЯ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ИГРОВОГО ПРОЦЕССА.

А. А. Бондарук Я. Р. Сахацкая

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

Рябычина О. П. – канд. тех. наук

В данной статье рассматриваются алгоритмы для разработки систем динамической музыки.

Современные видеоигры представляют собой не только развлекательные продукты, но и сложные мультимедийные системы, в которых музыка играет критическую роль в создании иммерсивного опыта. Динамическая музыка, адаптирующаяся к игровому процессу, стала ключевым элементом взаимодействия игрока с виртуальной средой. Она используется в таких популярных играх как Hades, Red Dead Redemption 2, No Man's Sky". Несмотря на это, аудиодизайн нередко включается на поздних стадиях разработки, что снижает потенциал интеграции звука с геймплеем и визуальной составляющей.

Для работы подобных систем используются различные алгоритмы адаптации музыкального сопровождения к действиям игрока и изменению игрового процесса. Алгоритмы можно разделить на две группы: адаптивные и генеративные

Адаптивная музыка является наиболее распространенной техникой для создания интерактивных музыкальных систем. Это техника, которая динамически изменяет музыку, используя заранее подготовленные аудиофрагменты. Она может добавлять или убирать инструменты, менять темп, тон и эффекты, создавая ощущение интерактивности. Расширяя рамки адаптивной музыки, важно изучить концепции горизонтального и вертикального наслоения, алгоритмы с использованием эмоциональных моделей и модульную композицию.

Горизонтальное перетекание реализуется через смену музыкальных фрагментов в зависимости от событий игры. Вертикальная структура работает с музыкальными слоями, которые включаются и выключаются динамически. Вектор состояния можно описать как

$$S = (s_1, s_2, \dots, s_n), s_i \in [0, 1] \quad (1)$$

Он отражает громкость или интенсивность слоя. Изменения происходят по формуле сглаживания:

$$s_i(t) = \alpha \cdot s_i(t-1) + (1 - \alpha) \cdot s_i^{\text{target}}, \alpha \in (0, 1) \quad (2)$$

Алгоритмы с использованием эмоциональных модулей представляют собой модели, описывающие эмоции в виде координат в многомерном пространстве. Чаще всего — это двумерная модель Валентности и Активации (Valence-Arousal), иногда с добавлением напряжения (Tension) как третьей оси. Музыкальные переходы происходят на основе изменений в эмоциональном состоянии игрока.

Алгоритм модульной композиции – это алгоритм при которых музыка разбивается на небольшие фрагменты (модули), а затем эти модули комбинируются в реальном времени в зависимости от происходящего в игре.

Генеративные алгоритмы создают музыку в реальном времени при помощи стохастических процессов, создают музыку в реальном времени на основе параметров игрового процесса. К таким алгоритмам относятся Марковские цепи (Markov Chains), Эволюционные алгоритмы, Фрактальные алгоритмы и Нейросети (особенно RNN, LSTM)

Марковские цепи – это генерация последовательностей нот, основанных на вероятности перехода от одной ноты к другой. Музыкальная последовательность в марковской модели определяется множеством состояний и матрицей вероятностей переходов:

$$M = \{m_1, \dots, m_n\}, P(m_i \rightarrow m_j) \quad (3)$$

Такие подходы позволяют создавать уникальные вариации, однако страдают от трудностей в передаче нарратива и высокой вычислительной сложности.

Эволюционная модель (или эволюционные алгоритмы) — это класс алгоритмов машинного обучения и оптимизации, которые имитируют процесс естественного отбора. В контексте генеративной

музыки — это значит, что алгоритм "создает" множество музыкальных вариантов, а затем отбирает и улучшает лучшие, исходя из заданных критериев.

Нейросети, особенно рекуррентные (RNN) и их усовершенствованные варианты, такие как LSTM (Long Short-Term Memory), играют важную роль в разработке систем или генеративной музыки. Модели обучаются на нотных данных и могут генерировать музыку с учётом временной зависимости.

Системы на базе машинного обучения могут учитывать игровые параметры и сопоставлять их с эмоциональным откликом. В работе Dorsey (2023) представлена уникальная архитектура, где «дирижёр» (человек-наблюдатель) в реальном времени задаёт эмоциональные метки (интенсивность и чувство победы) в процессе игрового тестирования. Игровые параметры — такие как количество объектов, скорость, позиции и счёт — фиксируются синхронно и затем объединяются по временным меткам. Обучающая модель (включая Random Forest и линейную регрессию) аппроксимирует функцию

$$f: X \rightarrow Y \quad (4),$$

где $X \in \mathbb{R}^n$ – вектор состояния игры; $Y \in [0, 1]^2$ – предсказанные эмоциональные реакции.

Лучший результат (RMSE = 0.199 по интенсивности) достигнут при использовании Random Forest с задержкой временной синхронизации в 250 мс.

RMSE показывает, насколько сильно предсказанные значения отклоняются от реальных. Это делается следующим образом: вычисляется разница между предсказанным и реальным значением, эта разница возводится в квадрат (чтобы избежать отрицательных значений), полученные квадраты усредняются.

Практическая реализация адаптивной музыки возможна через middleware-решения – специальные аудиодвижки. К числу наиболее популярных относятся FMOD Studio, Audiokinetic Wwise и iMUSE (Interactive Music Streaming Engine), последний исторически использовался в играх LucasArts. FMOD предлагает композиторам гибкий DAW-подобный интерфейс, позволяющий работать с событиями, параметрическими переходами, логикой случайного выбора слоёв и условиями активации. Wwise предоставляет возможности по интеграции звука с физикой, пространственным размещением и объёмной обработкой. iMUSE, хотя и менее распространён сейчас, был пионером в области плавных музыкальных переходов на основе игровых сценариев.

Современные методы адаптивной и генеративной аудиосистем позволяют динамически подстраивать музыкальное сопровождение под игровой процесс, используя алгоритмы управления слоями, эмоциональные модели и нейросетевые подходы. Несмотря на наличие технологических решений и middleware-инструментов, на практике аудиодизайн нередко интегрируется слишком поздно, что снижает его потенциал. Для максимального эффекта требуется более тесная связка аудиосистем с игровой логикой на ранних этапах разработки. Интеграция машинного обучения и мультимодальных моделей открывает перспективы для более глубокой адаптации музыки к состоянию игрока и контексту сцены, что делает звук полноправным элементом интерактивного повествования. Метрики, такие как RMSE, позволяют оценивать точность соответствия музыки эмоциональному состоянию игрока, а middleware-системы (FMOD, Wwise) обеспечивают гибкую и эффективную интеграцию звука в игровой процесс.

Список использованных источников:

1. Varela, D. *Developing an Adaptive Music System for Video Games: Enhancing Immersion and Engagement Through Interactive Music* / D. Varela // *Master's Thesis in Multimedia*. Oporto University, 2024. – 97 p.
2. Smith, L.F. *The Effect of Dynamic Music in Video Games: An Overview of Current Research* / L.F. Smith // *Bachelor's Thesis in Game Design*. Uppsala University, 2020. – 30 p.
3. Dorsey, A., Neller, T.W., Tran, H.G., Yilmaz, V. *Learning Adaptive Game Soundtrack Control* / A. Dorsey [et al.] // *Proceedings of the Thirty-Seventh AAAI Conference on Artificial Intelligence (AAAI-23)*, 2023. – P. 16070–16074

ГЕЙМИФИКАЦИЯ В ВЕБ-ПРИЛОЖЕНИЯХ: СОВРЕМЕННЫЙ ПОДХОД К ИЗУЧЕНИЮ ЯЗЫКОВ

Бродунов П.А.

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

Парафиянович Т. А. – доцент кафедры ИРТ, канд. пед. наук, доцент

Аннотация. В статье рассматриваются основные элементы геймификации, их влияние на образовательный процесс, а также преимущества и возможные недостатки данного подхода. Особое внимание уделяется анализу популярных веб-приложений для изучения языков, включая Duolingo, LingQ и Busuu, в контексте их игровых методик. Обсуждаются как позитивные аспекты, такие как повышение эффективности обучения и снижение стресса, так и потенциальные риски, связанные с чрезмерной ориентацией на игровые награды.

Развитие информационных технологий и их повсеместное распространение, способствовало развитию новых подходов в образовании. Одним из них является геймификация – внедрение игровых технологий в неигровые процессы, в том числе и в образование [1]. Идея применения игровых методов в образовательном процессе не является новой. Известно об их применении с XVII века. Но с ростом популярности видеоигр, игровые механики стали применяться в образовании.

Важно понимать, что геймификация и игра – это различные понятия. Геймификация предполагает внедрение игровых компонентов для достижения рабочих или учебных целей, а не для развлечения. В отличие от геймификации, игра – это процесс, часто основанный на вымышленных или условных ситуациях, где участники следуют заранее установленным правилам, стремясь к конкретному результату, который редко имеет отношение к образованию или труду. Геймификация также не сводится к игровым практикам, таким как традиционные игры, ролевые или симуляционные. Она не превращает реальный мир в игру, а скорее использует игровые подходы, органично интегрированные в реальную среду и задачи [1].

В образовательном процессе каждый этап играет ключевую роль, аналогично игровым сценариям, где решения пользователя влияют на дальнейшее развитие сюжета. Геймификация направлена на формирование устойчивых навыков, усвоение новых знаний и стимулирование личностного роста. Её основа – поэтапное усложнение задач, обеспечивающее постепенное освоение материала и создающее у обучающихся ощущение прогресса. Игровой формат обучения даёт возможность многократного повторения действий без страха неудачи, что способствует выработке альтернативных стратегий и более глубокому пониманию материала [2].

Существует множество различных механик геймификации, наиболее распространёнными среди них являются:

– Очки – один из самых простых и эффективных способов поощрения. Они используются для отслеживания прогресса, начисляются за выполнение заданий и правильные ответы, а также могут применяться для разблокировки новых возможностей или внутриигровых бонусов.

– Награды стимулируют пользователей продолжать обучение и могут быть как цифровыми, так и физическими. Виртуальные бейджи, значки и медали выдаются за достижения, такие как прохождение нескольких уроков подряд. Также встречаются реальные награды, например, сертификаты об окончании курса.

– Уровни помогают структурировать обучение, делая его последовательным и мотивирующим. По мере набора опыта пользователь переходит на новый уровень, что символизирует его рост и открывает доступ к более сложным заданиям.

– Рейтинги лидеров добавляют элемент соревнования, позволяя пользователям сравнивать свои достижения с другими. Лидерборды могут быть индивидуальными или командными, а также разделяться на локальные и глобальные. Это мотивирует обучающихся чаще заниматься, чтобы удерживать или повышать свою позицию в рейтинге.

– Задания делают процесс обучения структурированным и интересным. Они могут включать ежедневные упражнения, тесты, челленджи и квесты. Например, пользователю может быть предложено выполнить определённое количество упражнений за день. Некоторые задания могут быть командными, когда пользователи объединяются для достижения общей цели [3].

Использование геймификации в обучении и в цифровых продуктах обладает рядом значительных преимуществ, включающих повышение мотивации и вовлечённости пользователей, превращая рутинные задачи в увлекательный процесс. Игровые механики, такие как система достижений, уровней и наград, помогают удерживать внимание и стимулируют регулярное взаимодействие с приложением. Кроме того, геймификация способствует лучшему усвоению материала, так как элементы игры позволяют пользователям учиться в удобном темпе и делают процесс обучения менее стрессовым. В соревновательной среде, например, через рейтинговые таблицы, усиливается стремление к прогрессу, а возможность повторного прохождения заданий

снижает страх ошибок и способствует развитию критического мышления. В результате геймифицированные системы не только делают обучение и работу более эффективными, но и повышают удовлетворённость пользователей.

Однако, несмотря на множество преимуществ, геймификация имеет и определённые недостатки. Одной из ключевых проблем является риск снижения внутренней мотивации — пользователи могут больше концентрироваться на накоплении очков и наград, чем на реальном усвоении знаний или развитии навыков. Кроме того, чрезмерная игровая составляющая может отвлекать от основной цели обучения, превращая процесс в механическое выполнение заданий ради получения поощрений. Некоторые пользователи могут испытывать разочарование, если не достигают высоких результатов в рейтингах, что снижает их мотивацию. Также разработка качественной геймифицированной системы требует значительных ресурсов, включая продуманную механику, баланс игровых элементов и постоянное обновление контента. Без тщательного проектирования геймификация может оказаться неэффективной или даже демотивирующей для пользователей.

В настоящее время знание иностранных языков весьма актуально, поскольку даёт возможность человеку ознакомиться с культурой других стран, позволяет расширить мировоззрение, обеспечивает свободу общения и карьерные перспективы, а также способствует развитию мышления, воображения и памяти. На текущий момент существуют различные методики изучения иностранного языка, и тоже время широко используются веб-приложения с элементами геймификации для изучения иностранных языков, к ним можно отнести: Doulongo, LingQ, Busuu [4-6].

Duolingo — одно из самых успешных приложений для изучения языков, активно использующее геймификацию для повышения вовлечённости пользователей. Игровые механики здесь играют ключевую роль: пользователи зарабатывают очки опыта (XP), переходят на новые уровни, соревнуются в лигах, получают награды за достижения и отслеживают прогресс с помощью визуальных индикаторов. Ограничение в виде «жизней» добавляет вызов, а напоминания и челленджи поддерживают мотивацию. Такой подход делает обучение увлекательным, снижает стресс и помогает формировать привычку к регулярным занятиям. Однако чрезмерный акцент на игровых элементах может отвлекать от глубинного усвоения языка, а недостаток разговорной практики снижает эффективность метода. Несмотря на это, Duolingo остаётся одним из лучших примеров успешного применения геймификации в образовании.

LingQ — это платформа для изучения языков, основанная на методе погружения через чтение и аудирование. В ней активно используются элементы геймификации: пользователи зарабатывают очки опыта за выполнение заданий, отслеживают свой прогресс с помощью статистики и уровней, а также получают награды за регулярные занятия. Одним из ключевых элементов является система «изученных слов», которая мотивирует расширять словарный запас. Приложение адаптируется под индивидуальные темпы обучения, позволяя пользователям самостоятельно выбирать материалы. Такой подход делает процесс изучения гибким и увлекательным, но отсутствие строгой структуры и игровых соревнований может снизить мотивацию у тех, кто привык к более традиционным формам геймификации.

Busuu — это платформа для изучения языков, сочетающая геймификацию с социальным обучением. Пользователи проходят интерактивные уроки, зарабатывают очки опыта, отслеживают свой прогресс и получают награды за достижения. Одной из ключевых особенностей является возможность получать обратную связь от носителей языка, что добавляет соревновательный элемент и делает процесс более живым. Приложение мотивирует пользователей поддерживать серию ежедневных занятий и завершать курсы, предлагая персонализированные рекомендации. Такой подход делает обучение эффективным и увлекательным, но ограниченное количество бесплатных функций и необходимость подписки могут стать барьером для некоторых пользователей.

Таким образом, использование игровых механик и их грамотное сочетание способствует повышению вовлечённости и мотивации в изучении иностранного языка, делая процесс обучения более интерактивным. Внедрение игровых элементов позволяет не только удерживать внимание обучающихся, но и превращать достижение образовательных целей в увлекательную и осмысленную деятельность.

Список использованных источников:

1. Титова С. В. Геймификация в обучении иностранным языкам: психолого-дидактический и методический потенциал / С. В. Титова, К. В. Чикризова // Педагогика и психология образования. — 2019. — №1. — Режим доступа : <https://cyberleninka.ru/article/n/geymifikatsiya-v-obuchenii-inostrannym-yazykam-psihologo-didakticheskiy-i-metodicheskiy-potentsial>.

2. Потейчук, В. М. Использование методов геймификации для улучшения образовательной среды университета / В. М. Потейчук, М. А. Сельханович, М. Г. Рогов // Компьютерные системы и сети : сборник статей 60-й научной конференции аспирантов, магистрантов и студентов, Минск, 22–26 апреля 2024 г. / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники. — Минск, 2024. — С. 412–413. — Режим доступа : https://libeldoc.bsuir.by/bitstream/123456789/57373/1/Potejchuk_1spol%27zovanie.pdf.

3. Бурлаченко А. В. Геймификация как игровой механизм, запускающий психологические поведенческие реакции как в бизнес-среде, так и в повседневной жизни / А.В. Бурлаченко // Проблемы современной экономики (Новосибирск). – 2013. – №11. – Режим доступа : <https://cyberleninka.ru/article/n/geymifikatsiya-kak-igrovoy-mehanizm-zapuskayuschiy-psihologicheskie-povedencheskie-reaktsii-kak-v-biznes-srede-tak-i-v-povsednevnoy>.

4. Duolingo: Лучший в мире способ учить языки [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.duolingo.com/>.

5. LingQ: Быстрый, веселый и эффективный способ изучения языка [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.lingq.com/ru/>.

6. Busuu: Учите языка онлайн [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.busuu.com/ru>.

УДК 621.375.4:004.942

АНТЕННЫЙ МОДУЛЬ ДЛЯ МОНОСТАТИЧЕСКОЙ КОНФИГУРАЦИИ УВЧ RFID СЧИТЫВАТЕЛЯ С ВЫСОКОЙ РАЗВЯЗКОЙ ТРАКТОВ ПРИЕМА И ПЕРЕДАЧИ

Вей Пхьо У, магистрант

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

Кирильчук В. Б., - кандидат технических наук, доцент

Аннотация. Работа посвящена разработке антенного модуля считывателя UHF RFID, в котором используется метод компенсации пассивного резонатора в сочетании с ортогональной круговой поляризацией (RHCP/LHCP) для достижения высокой изоляции (>30 дБ) между трактами передачи (Tx) и приема (Rx). Основное внимание уделяется оптимизации пассивного компенсирующего резонатора, который в сочетании с поляризационным сепаратором значительно снижает взаимные помехи в диапазоне 865-868 МГц.

Ключевые слова. RFID-считыватель, UHF антенна, компенсация пассивного резонатора, круговая поляризация, изоляция Tx/Rx, антенно-фидерный модуль, подавление помех.

Введение

Технология радиочастотной идентификации (RFID) UHF-диапазона, играющая ключевую роль в современных системах беспроводной связи, сталкивается с критической проблемой обеспечения достаточной изоляции между трактами передачи (Tx) и приема (Rx), где традиционные методы (циркуляторы, пространственное разделение) обеспечивают ограниченную изоляцию (20-30 дБ) и имеют существенные недостатки [2,5,8]. В данной работе предлагается инновационное решение, основанное на компенсации пассивного резонатора - алюминиевой пластине размером 100.6×100.6 мм² с регулируемым положением (34.5±0.1 мм), которая в сочетании с двухмодовым резонатором (С-образные щели) и поляризационным сепаратором на подложке Flan-2.8 ($\epsilon_r=2.8$) позволяет достичь изоляции >30 дБ при КСВН <1.5 и осевом отношении <3 дБ в диапазоне 865-868 МГц. Численное моделирование в CST Microwave Studio и AWR Microwave Office подтвердило, что предложенная архитектура с компенсирующим резонатором не только устраняет ограничения традиционных методов, но и обеспечивает стабильность характеристик при производственных допусках, сохраняя компактные габариты (182×182×39 мм³) и соответствие промышленным стандартам RFID, что делает её перспективным решением для современных помехоустойчивых RFID-систем [5,6,7].

Характеристики поляризации

Предлагаемая конструкция использует ортогональную круговую поляризацию (RHCP/LHCP) для достижения изоляции Tx/Rx, используя присущую развязку между противоположными состояниями поляризации. Как показано на рисунке 1, этот подход в основном опирается на выполнение двух критических условий, выведенных из электромагнитной теории [1]:

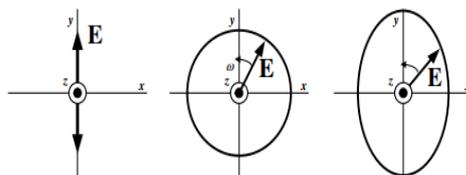


Рис.1 Схема распространения поляризованной волны

1. Ортогональные моды равной амплитуды:

$$E_x = E_y \quad (1)$$

где E_x and E_y представляют собой компоненты электрического поля в двух ортогональных плоскостях.

2. Точная разность фаз 90°:

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \pm(90^\circ + 360^\circ n), n = 0, 1, 2, \dots \quad (2)$$

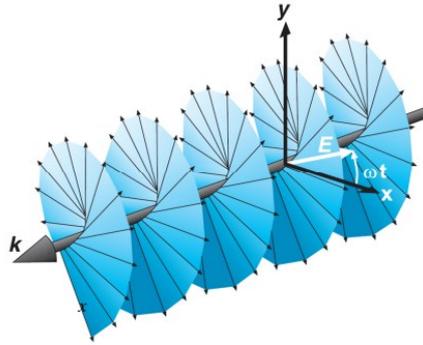


Рис. 2: Визуализация вращения поля RHCP/LHCP

Как показано на рисунке 2, эти условия создают либо правую круговую поляризацию (RHCP, $+90^\circ$), либо левую круговую поляризацию (LHCP, -90°), где вектор электрического поля вращается по круговой схеме, если смотреть в направлении распространения. Качество круговой поляризации количественно определяется осевым отношением (AR) [4]:

$$AR = \frac{|E_{major}|}{|E_{minor}|} < 3dB \quad (3)$$

где $AR \leq 3$ дБ требуется для практической работы CP (Круговая поляризация). В нашей реализации это достигается путем тщательного проектирования геометрии патч-антенны и сети питания, что обеспечивает правильное возбуждение ортогональных мод с требуемым фазовым соотношением. Чистота поляризации дополнительно повышается за счет структуры с подложкой из полости, которая минимизирует нежелательные компоненты кросс-поляризации, которые могут ухудшить характеристики изоляции.

Моностатическая конфигурация с изоляцией на основе поляризации

Моностатическая конфигурация предлагает компактную альтернативу бистатическим конструкциям, используя одну антенну как для передачи, так и для приема, что обеспечивается за счет поляризационной изоляции. Этот подход использует квадратурный 3-дБ гибридный ответвитель (рисунок 3) для достижения ортогональных круговых состояний поляризации — правосторонней круговой поляризации (RHCP) для передачи и левосторонней круговой поляризации (LHCP) для приема.

Гибридный ответвитель работает, разделяя передаваемый сигнал на два компонента одинаковой амплитуды с разностью фаз 90° :

$$V_{out1} = \frac{V_{in}}{\sqrt{2}} \text{ и } V_{out2} = \frac{V_{in}}{\sqrt{2}} e^{-j90^\circ} \quad (4)$$

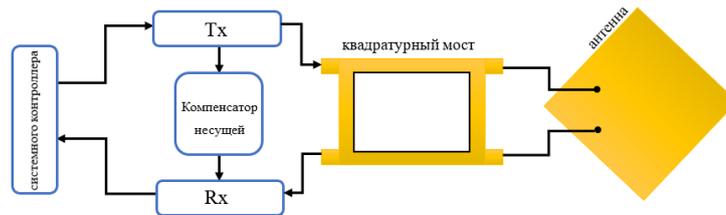


Рис.3. Направленный ответвитель, изолирующий Rx от Tx в ультравысокочастотных RFID-считывателях с подавителем утечки несущей

При подключении к двухполяризованной патч-антенне эти выходы генерируют идеальное излучение RHCP. Наоборот, входящие сигналы LHCP от RFID-меток объединяются в фазе на порту приема, при этом отменяя на порте передачи, обеспечивая внутреннюю изоляцию. Рисунок 3 иллюстрирует эту реализацию, показывая:

1. Топология микрополоскового гибридного соединителя
2. Ортогональные точки питания на патч-антенне
3. Механизм изоляции посредством ортогональности поляризации

Производительность изоляции системы можно количественно оценить с помощью

$$Isolation(dB) = 20\log\left(\frac{S_{21}}{S_{31}}\right) \quad (5)$$

где S_{21} представляет собой путь Tx-антенна, а S_{31} - утечку Tx-Rx. Эта конфигурация формирует основу для усовершенствованных методов изоляции, разработанных в этой работе, которые объединяют этот подход поляризации с методами пассивного резонатора для достижения изоляции >30 дБ.

Метод компенсации пассивного резонатора

В разработанной системе применён инновационный метод пассивной компенсации помех, основанный на использовании регулируемого резонатора. Как показано на рисунке 4, устройство представляет собой алюминиевую резонатор размером 100.6×100.6 мм² с прецизионным механизмом винтовой регулировки (±0.1 мм), расположенную параллельно линии питания антенны. Принцип работы основан на создании контролируемого рассогласования импеданса: при прохождении сигнала утечки Tx через параллельный путь, реактивные L/C-компоненты резонатора генерируют компенсирующий сигнал с противоположной фазой, обеспечивая подавление помех на уровне 15-20 дБ в рабочем диапазоне 865-868 МГц.

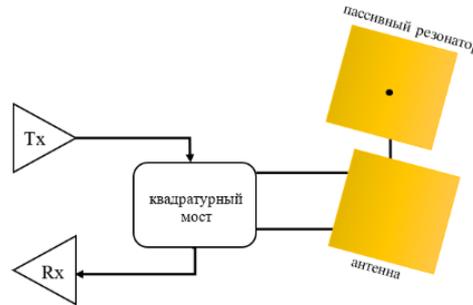


Рис.4 Вспомогательные методы работы пассивной резонаторной RFID-системы

Полученный сигнал в пассивной системе RFID разлагается на AC (статическую) и DC (динамическую) составляющие с использованием I/Q-демодуляции [3]:

$$I(t) = I_{DC} + I_{AC}(t), \quad Q(t) = Q_{DC} + Q_{AC}(t) \quad (6)$$

I_{DC}, Q_{DC} : Нежелательные статические сигналы (например, утечка считывателя, помехи окружающей среды).

I_{AC}, Q_{AC} : Динамические сигналы обратного рассеяния, несущие вызванные дефектами изменения амплитуды и фазы.

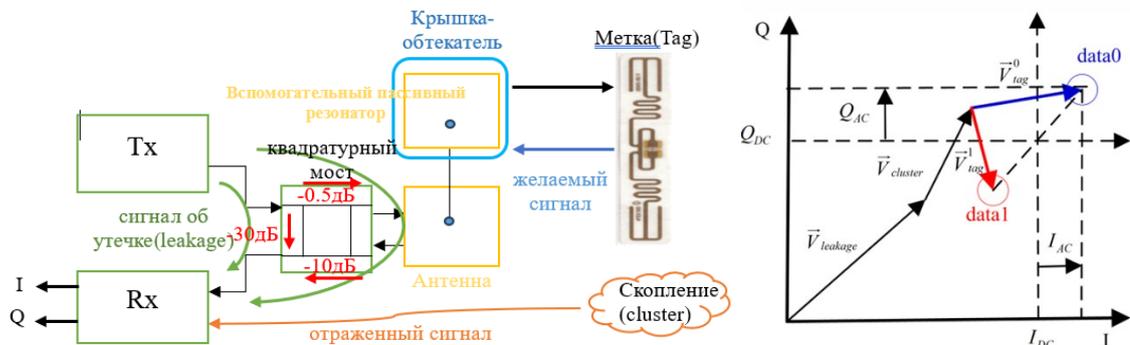


Рис.5. (а) Проблемы измерения пассивной системы датчиков RFID и (б) когерентная демодуляция.

Рисунок 5(а) подчеркивает ключевые проблемы измерения, такие как собственные помехи и шум, которые искажают сигналы RFID. Рисунок 5(б) иллюстрирует процесс когерентной демодуляции, где:

Считыватель отфильтровывает компоненты DC, чтобы выделить полезный сигнал AC (I_{AC}, Q_{AC}). Оставшийся сигнал AC обрабатывается для извлечения амплитуды (ΔP) и фазы (ϕ), что позволяет обнаруживать трещины.

Этот метод минимизирует нелинейные искажения, сохраняя при этом чувствительность к структурным дефектам.

Реализация и производительность антенно-фидерного модуля

Антенно-фидерный модуль представляет собой физическую реализацию предлагаемой конструкции считывателя UHF RFID, тщательно спроектированную для достижения оптимальной производительности в диапазоне частот 865–868 МГц. Как показано на рисунке 6, архитектура модуля объединяет три тщательно подобранных компонента в единую систему: излучающий двухмодовый резонатор, сеть поляризационного разделения и вспомогательный пассивный резонатор. Этот комплексный подход обеспечивает исключительную производительность при сохранении компактных размеров 182 × 182 × 39 мм³, что делает его пригодным для промышленных приложений с ограниченным пространством.

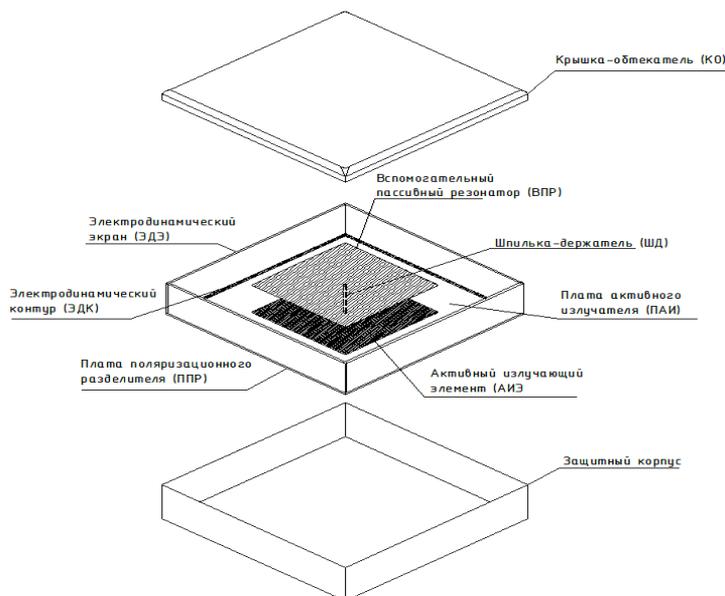


Рисунок 6. Эскиз конструкции антенно-фидерного модуля.

Центральным элементом конструкции является излучающий элемент, выполненный в виде квадратной патч-антенны с точно рассчитанными размерами $100,6 \times 100,6 \text{ мм}^2$. Антенна изготовлена на фторопластовой подложке (Flan-2.8), выбранной за ее стабильные диэлектрические свойства ($\epsilon_r = 2,8$) и минимальные характеристики потерь. Точки питания стратегически расположены на расстоянии $14,9 \text{ мм}$ от краев патча, чтобы обеспечить надлежащее согласование импеданса, в то время как окружающая проводящая рамка (шириной 3 мм) функционирует как эффективный электромагнитный экран. Эта конфигурация размещена в квадратной волноводной полости высотой 35 мм , которая улучшает направленные диаграммы излучения и уменьшает нежелательные эффекты поверхностной волны.

На рисунке 7 подробно представлена реализация поляризационного сепаратора в качестве квадратурного гибридного ответвителя, критического компонента, который обеспечивает моностатическую работу системы. Ответвитель реализован с использованием симметричной микрополосковой конструкции, изготовленной на том же материале подложки Flan-2.8. Его топология отличается тщательно рассчитанной шириной дорожек и зазорами связи для достижения требуемого деления мощности 3 дБ с точной разницей фаз 90° между выходными портами. Компактная площадь ответвителя $100 \times 100 \text{ мм}^2$ позволяет бесшовную интеграцию под излучающей накладкой, при этом его выходные порты выровнены с точками возбуждения накладки через точно расположенные медные межсоединения (диаметр 1 мм , длина $4,5 \text{ мм}$).

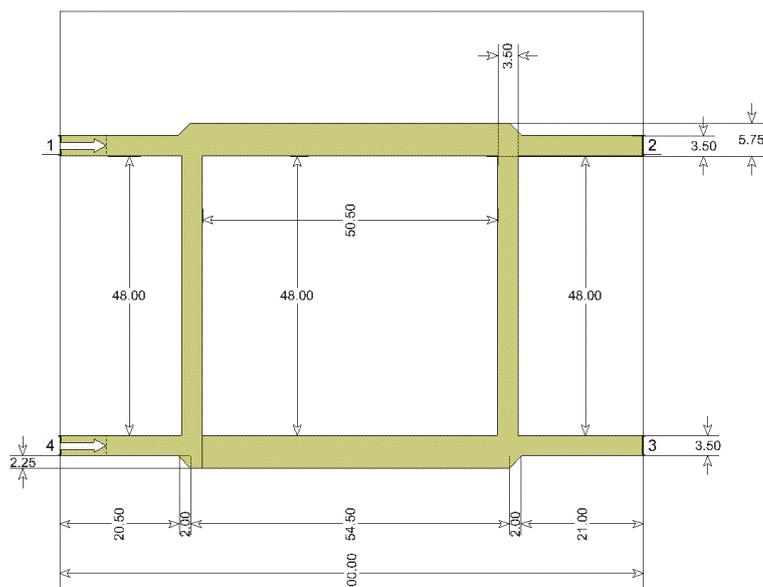


Рисунок 7. Эскиз топологии рисунка внутренней поверхности первой полуплаты поляризационного разделителя.

Вспомогательный пассивный резонатор вносит дополнительную степень оптимизации производительности за счет своей настраиваемой возможности подавления помех. Эта алюминиевая

пластина $100,6 \times 100,6 \text{ мм}^2$ устанавливается параллельно излучающей накладке на регулируемой высоте 34,5 мм, поддерживаемой резьбовым монтажным механизмом. Положение резонатора можно точно настроить для компенсации производственных допусков и факторов окружающей среды, гарантируя постоянную производительность во всех рабочих условиях. В сочетании с сетью поляризационного разделения эта подсистема обеспечивает надежную изоляцию между трактами передачи и приема.

Результаты и анализ производительности

Численное моделирование и процесс оптимизации дали превосходные эксплуатационные характеристики для антенно-фидерного модуля (АФМ), что продемонстрировано полным набором результатов моделирования. Производительность поляризационного сепаратора наглядно показана на рисунке 8, где S-параметры (слева) показывают постоянное разделение мощности на 3 дБ с минимальными вносимыми потерями ($<0,5 \text{ дБ}$), в то время как фазовые характеристики (справа) подтверждают, что критическая разность фаз 90° поддерживается в пределах $\pm 5^\circ$ по всему рабочему диапазону. Эти результаты подтверждают способность конструкции генерировать высококачественную круговую поляризацию.

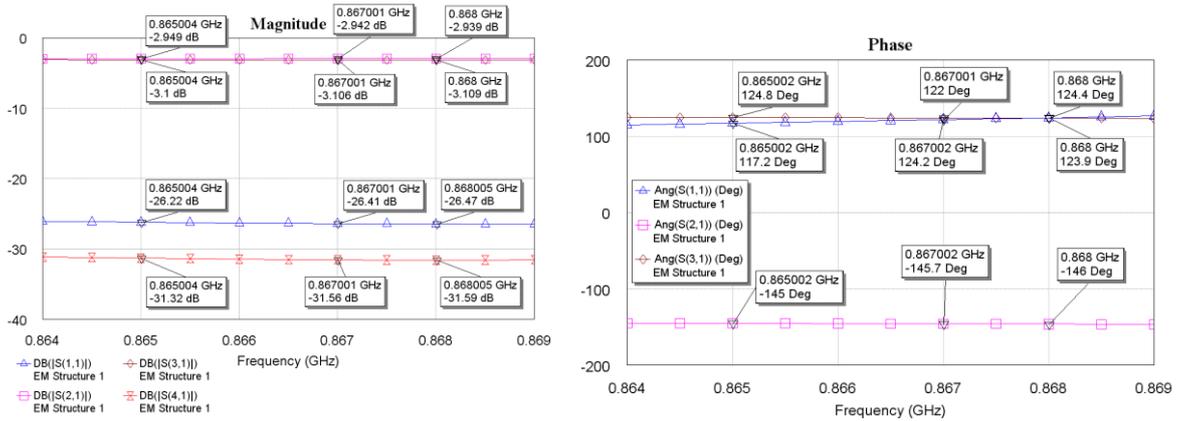


Рисунок 8. Частотная зависимость модуля и фазы S-параметров оптимизированной модели поляризационного разделителя.

Оптимизированный излучающий элемент с пассивной настройкой демонстрирует выдающееся соответствие импедансу на рисунке 9, где график Смита (слева) показывает стабильное поведение импеданса, а кривые КСВН (справа) остаются ниже 1,5 для всех портов в диапазоне 865-868 МГц.

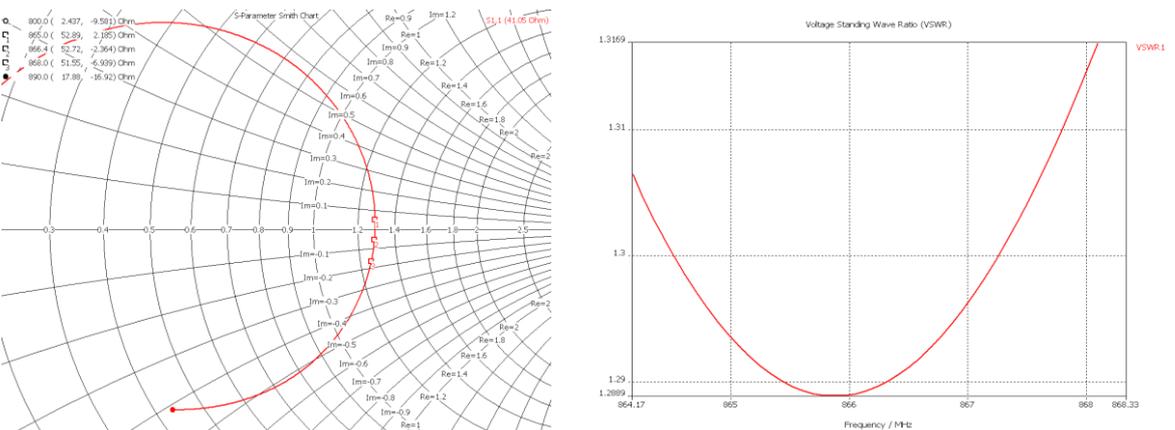


Рисунок 9. Частотные зависимости входного импеданса и КСВН для модели оптимизированного ИДМР с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем по каждому из портов возбуждения.

Результаты моделирования частотной зависимости развязки между портами модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем приведены на рисунке 10. Исключительная изоляция между портами, превышающая 30 дБ, убедительно продемонстрирована на рисунке 10, где параметр S_{21} остается ниже -30 дБ во всем диапазоне частот.

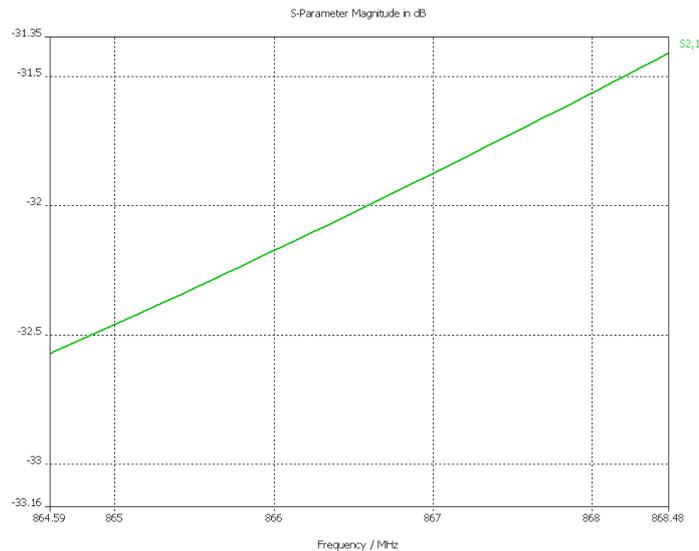


Рис.10. Частотная зависимость развязки между портами модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем.

Заключение

В заключение следует отметить, что в ходе данного исследования был успешно разработан оптимизированный антенно-фидерный модуль для считывателей UHF RFID, который обеспечивает исключительную производительность за счет инновационного управления поляризацией и пассивных резонаторных технологий, демонстрируя изоляцию Tx/Rx >30 дБ, КСВ <1,5, осевое отношение <3 дБ и усиление 7 дБ в компактном корпусе размером 182×182×39 мм³, а также комплексное моделирование, подтверждающее готовность конструкции к внедрению в передовые системы RFID, а также предлагающее потенциальные приложения в других беспроводных технологиях, требующих высокой изоляции между близко расположенными антеннами.

Список использованных источников:

1. Баланис К.А. (Balanis C.A.) *Antenna Theory: Analysis and Design* // 4th ed., Wiley. 2016.
2. A. Al-Fuqaha, M. Guizani, M. Mohammadi, M. Aledhari, and M. Ayyash, «Internet of Things: A survey on enabling technologies, protocols, and applications», *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol. 17, no. 4, pp. 2347-2376, 4th Quart., 2015.
3. Passive RFID sensor systems for crack detection & characterization Jun Zhang, Gui Yun Tian, Ao Bo Zhao.
4. Abubakar Sharif, Jun Ouyang, Kamran Arshad, Muhammad Ali Imran, and Qammer H. Abbasi. *Passive UHF RFID Tag Antennas-Based Sensing for Internet of Things Paradigm Backscattering and RF Sensing for Future Wireless Communication*, First Edition. Edited by Qammer H. Abbasi, Hasan T. Abbas, Akram Alomainy, and Muhammad Ali Imran. 2021 John Wiley & Sons Ltd. Published 2021 by John Wiley & Sons Ltd. pp.133-155.
5. Попов А.А., Кирильчук В.Б. «Влияние поляризации на уровень интерференционных замираний в многолучевом канале связи» Третий Международный Радиозлектронный Форум «Прикладная радиозлектроника. Состояние и перспективы развития». (МРФ-2008). Том 2. Конференция «Телекоммуникационные системы и технологии» (ТСТ-2008), секция 2 - «Телекоммуникационные системы и их элементы» 22-24 октября 2008г., г. Харьков, Харьковский национальный университет радиозлектроники, с. 231.
6. Способ и устройства для уменьшения интерференционных замираний сигналов при распространении радиоволн в многолучевом канале связи /Кирильчук В.Б., Лихачевский Д.В., Попов А.А., Чернуха Б.Н. Патент № 14992 от 14.03.2008 зарегистрирован в Гос. реестре изобретений 13.07.2011.
7. Способ повышения помехозащищенности RFID систем УВЧ-диапазона и устройство для его реализации. Евразийский патент №032987 от 30.08 2019г. (авторы Кирильчук В.Б., Кижлай И.Н., Парфенович Т.Н., Попов А.А.)
8. Панченко Б.А., Нефедов Е.И. *Микрополосковые антенны* // М.: Радио и связь. 1986.

ANTENNA MODULE FOR MONOSTATIC CONFIGURATION OF UHF RFID READER WITH HIGH ISOLATION OF RECEIVE AND TRANSMIT PATHS

Wai Phyoo Oo, Master's student

*Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics
Minsk, Republic of Belarus*

*Kirilchuk V.B., Associate Professor of the Department
of IRT, Candidate of Technical Sciences.*

Annotation. The work focuses on the development of a UHF RFID reader antenna module, which uses the passive reflector compensation method in combination with orthogonal circular polarization (RHCP/LHCP) to achieve high isolation (>30 dB) between the transmit (Tx) and receive (Rx) paths. The focus is on optimizing the passive compensating reflector, which, in combination with a polarizing separator, significantly reduces mutual interference (SI) in the range 865-868 Mhz.

Keywords. RFID Reader, UHF Antenna, Passive Reflector Compensation, Circular Polarization, Tx/Rx Isolation, Antenna Feeder Module, Interference Suppression.

УДК 621.375.4:004.942

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ВИРТУАЛЬНОГО ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ РАДИОСИГНАЛОВ В ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ LABVIEW

Вунна Чжо, магистрант

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

Курочкин А.Е. – канд. техн. наук,
доцент кафедры ИРТ

Аннотация. Представлены результаты экспериментального виртуального исследования, разработанного в программной среде LabVIEW лабораторного стенда для изучения усилителей радиосигналов.

Ключевые слова. Усилители, согласующие цепи, коэффициент включения, резонансные каскады, апериодические каскады, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), компьютерное моделирование.

В [1] представлены результаты разработки программного модуля на языке графического программирования высокого уровня LabVIEW. Целью данной статьи является демонстрация практического применения модуля для проведения практического эксперимента с целью изучения основных закономерностей функционирования резонансных и апериодических усилителей радиосигналов и проверка корректности функционирования виртуального прибора.

На рисунке 1 представлена лицевая панель разработанного виртуального прибора в режиме демонстрации принципиальной схемы.

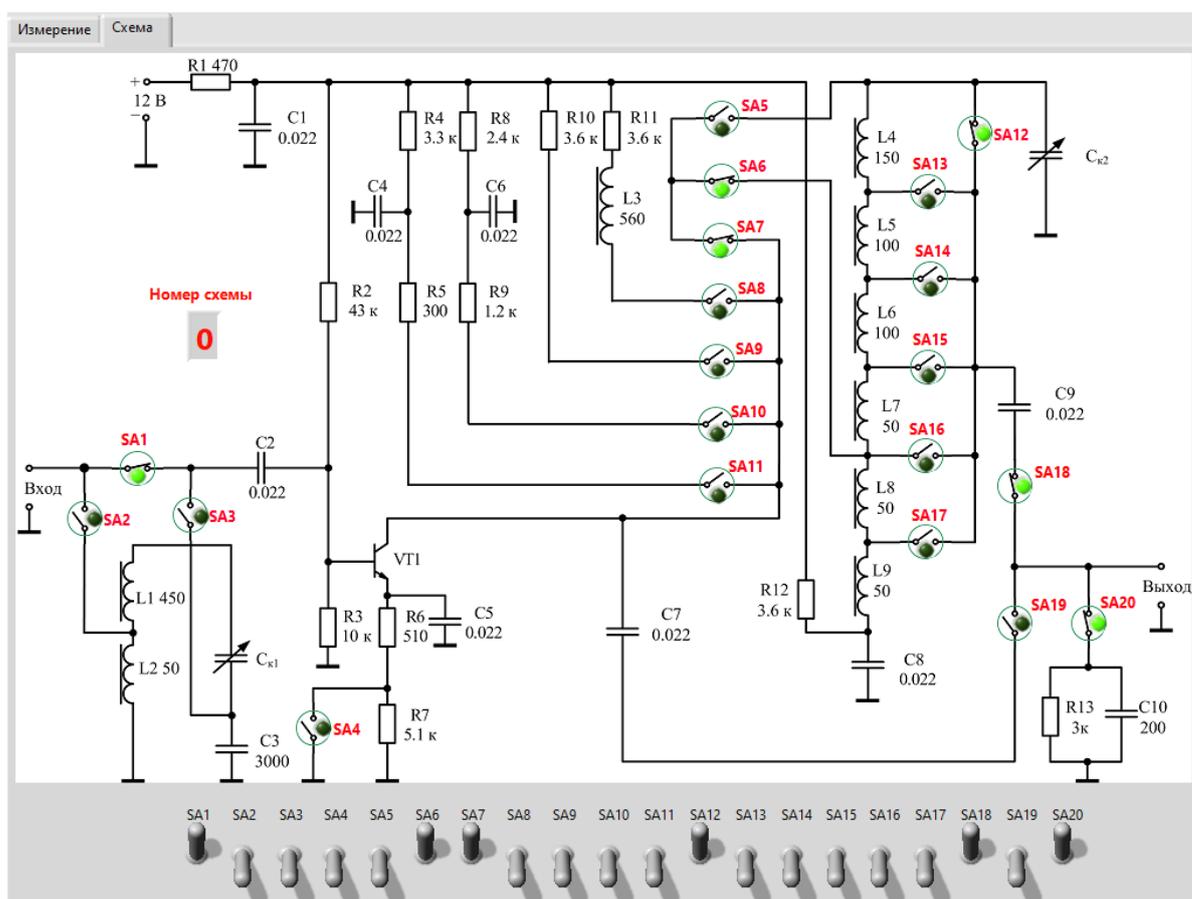


Рисунок 1 – Принципиальная схема виртуального стенда

Моделирование производим в режиме измерения АЧХ с помощью свип-генератора при выходном напряжении генератора сигнала $U_i=0,001$ В. Цель эксперимента – визуализация АЧХ в различных режимах работы резонансного и апериодического каскадов. Режимы работы стенда

устанавливаются с помощью реле SA1-SA20. Реле SA5 и SA6 изменяют коэффициент включения контура n_1 со стороны коллектора транзистора VT1, а реле SA12-SA17 изменяют коэффициент включения контура n_2 со стороны нагрузки, подключением которой управляют реле SA18-SA20.

Резонансный режим работы каскада обеспечивается включением реле SA7, аperiodический режим с различными коллекторными элементами – реле SA8-SA11. Подключение входной цепи к усилительному каскаду обеспечивают реле SA2 и SA3. Реле SA4 изменяет режим работы каскада по постоянному току.

Результаты измерения АЧХ в различных режимах представлены на рисунках 2-20.

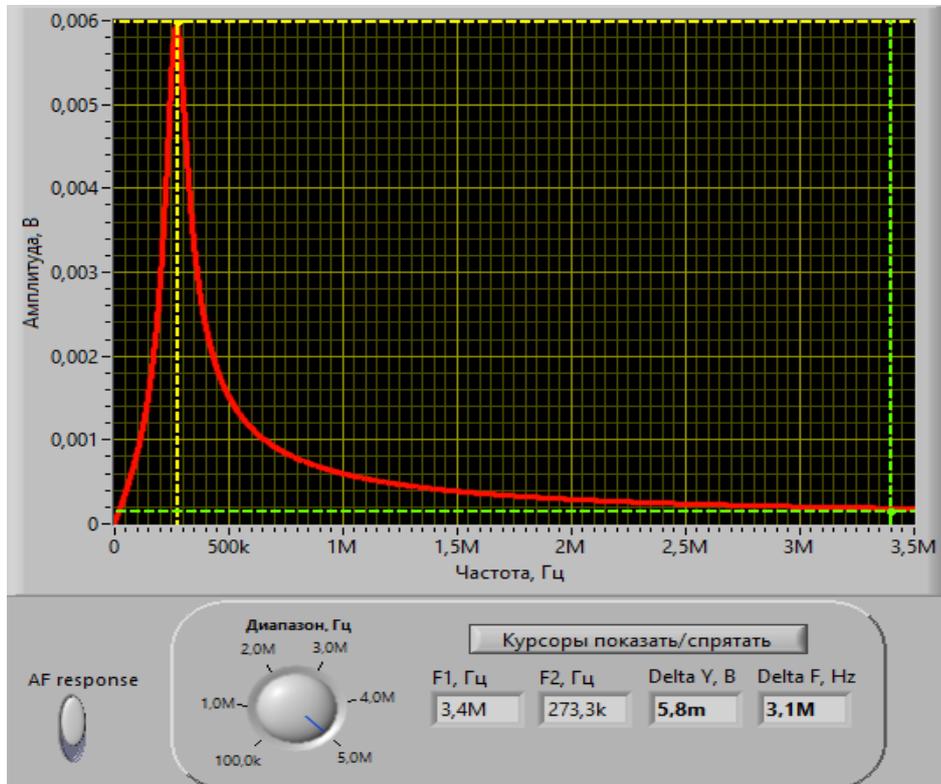


Рисунок 2 – АЧХ каскада для SA1="Вкл", SA6="Вкл", SA7="Вкл", SA12="Вкл", SA18="Вкл", SA20="Вкл"

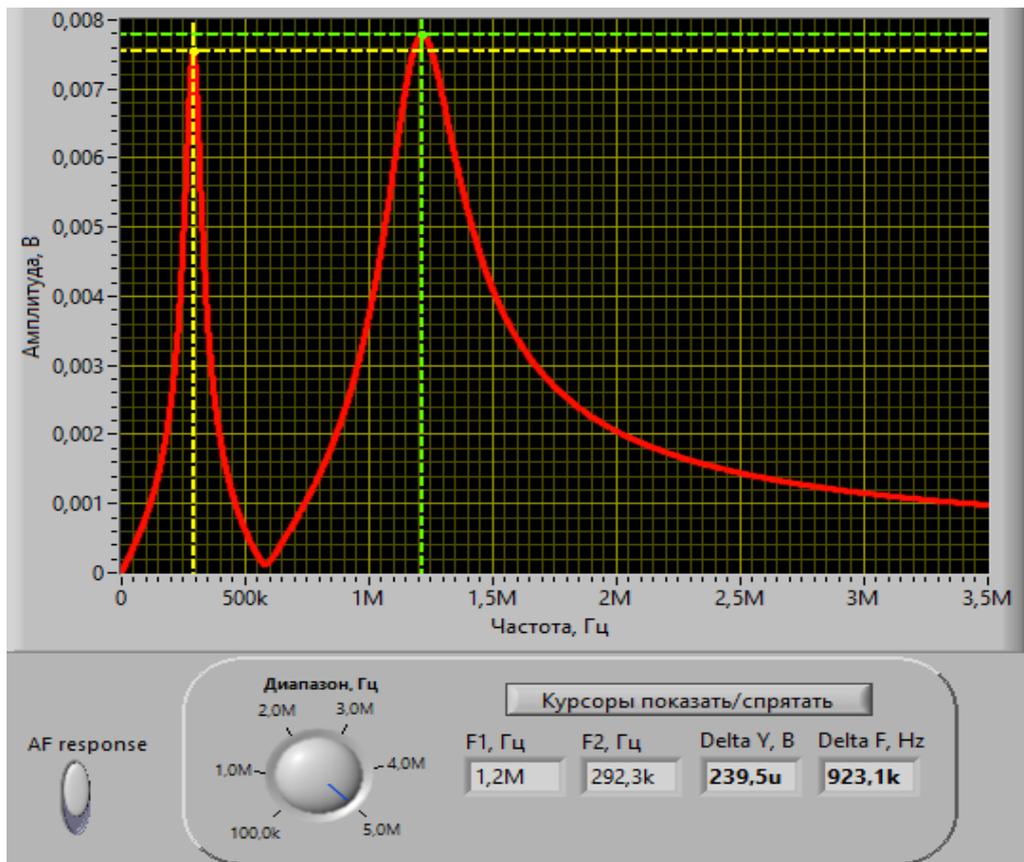


Рисунок 3 – АЧХ каскада для SA1="Вкл", SA6="Вкл", SA7="Вкл", SA13="Вкл", SA18="Вкл", SA20="Вкл"

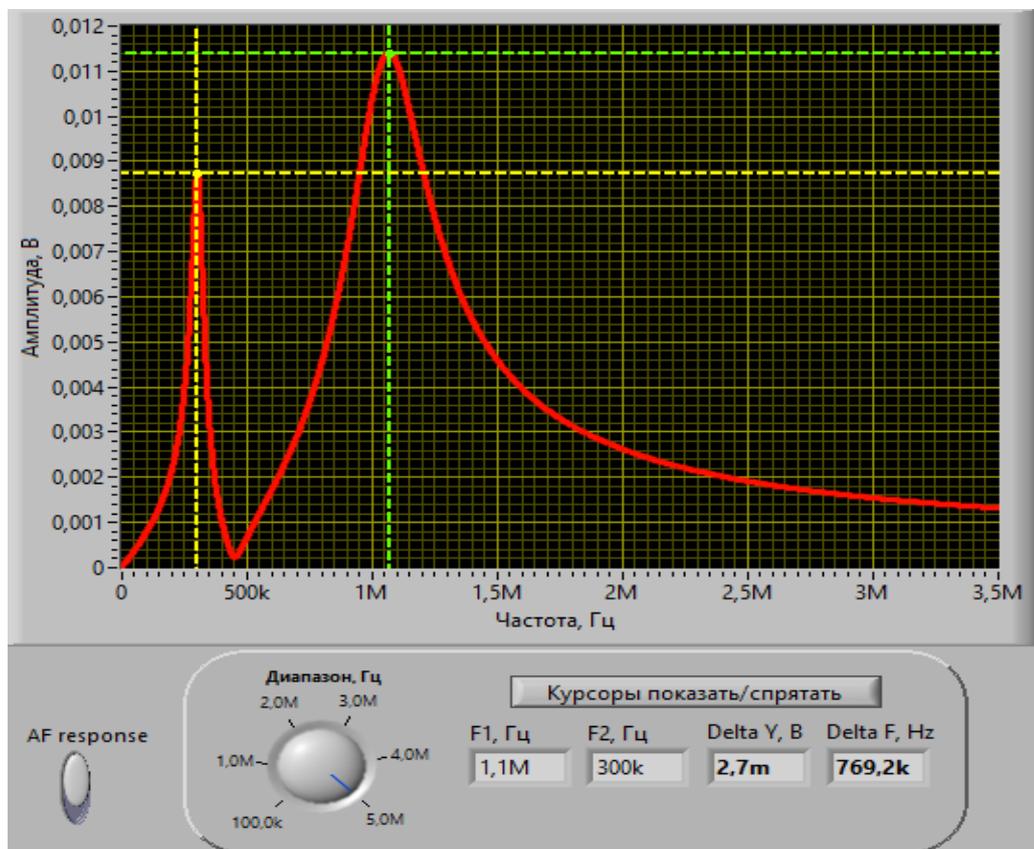


Рисунок 4 – АЧХ каскада для SA1="Вкл", SA6="Вкл", SA7="Вкл", SA14="Вкл", SA18="Вкл", SA20="Вкл"

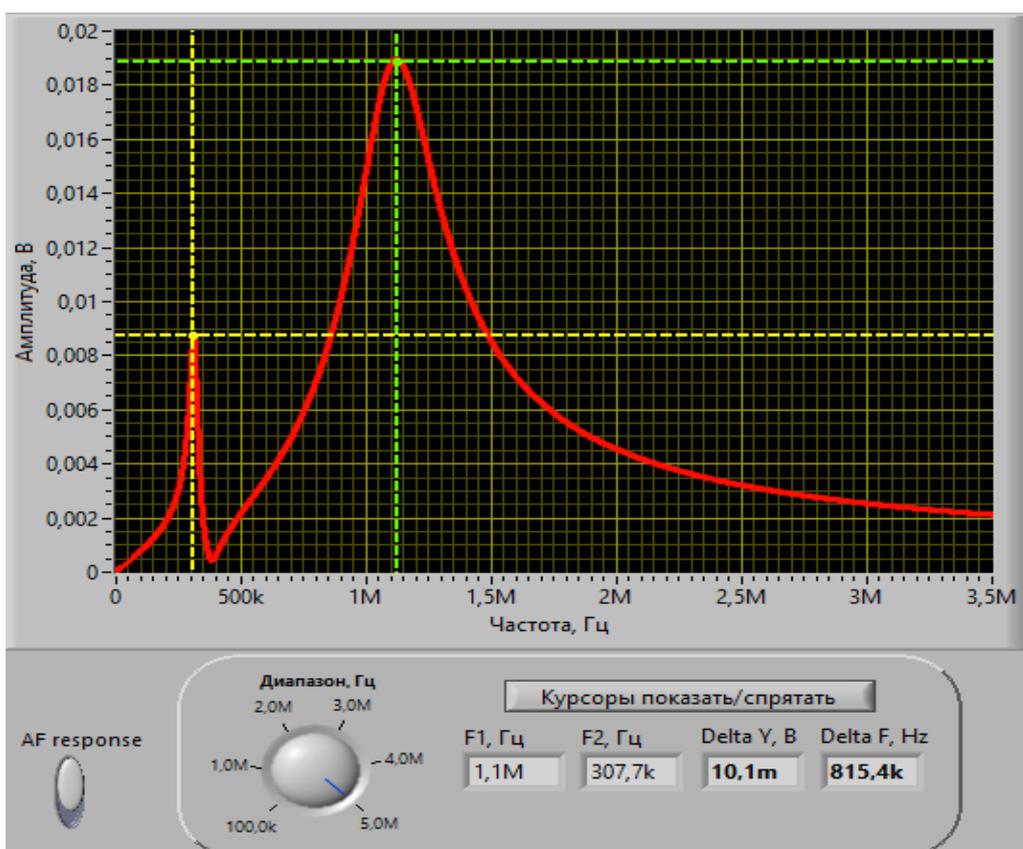


Рисунок 5 – АЧХ каскада для SA1="Вкл", SA6="Вкл", SA7="Вкл", SA15="Вкл", SA18="Вкл", SA20="Вкл"

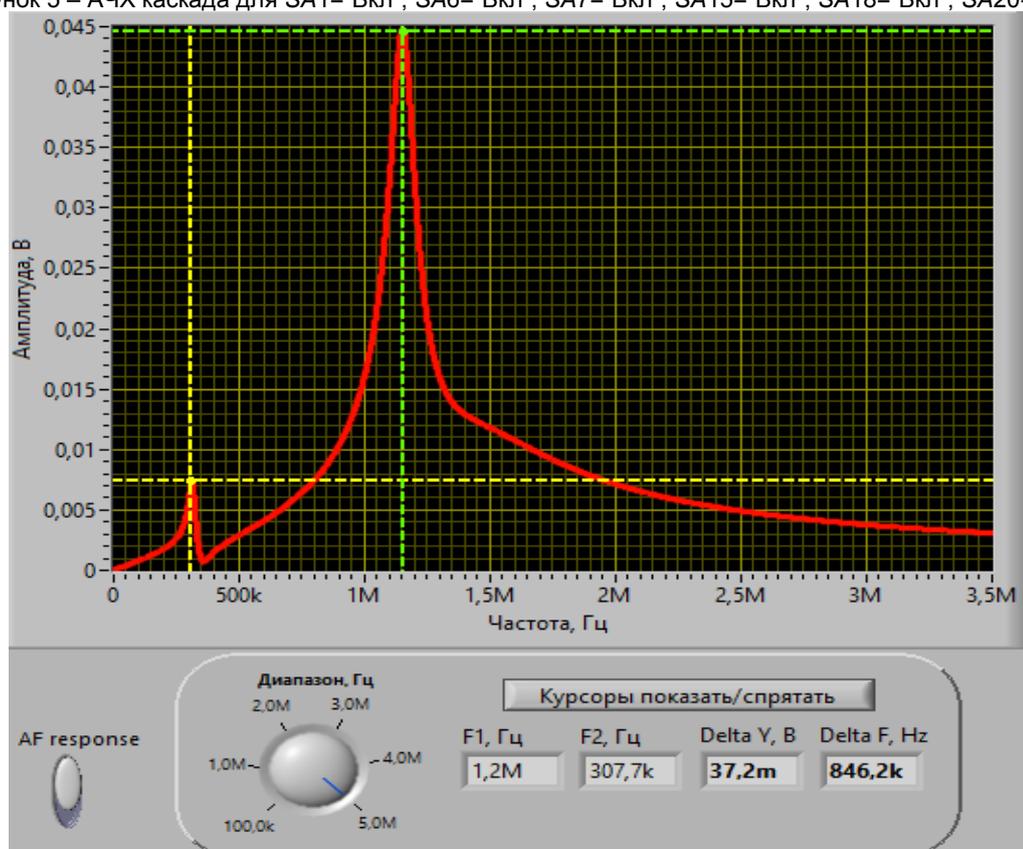


Рисунок 6 – АЧХ каскада для SA1="Вкл", SA6="Вкл", SA7="Вкл", SA16="Вкл", SA18="Вкл", SA20="Вкл"

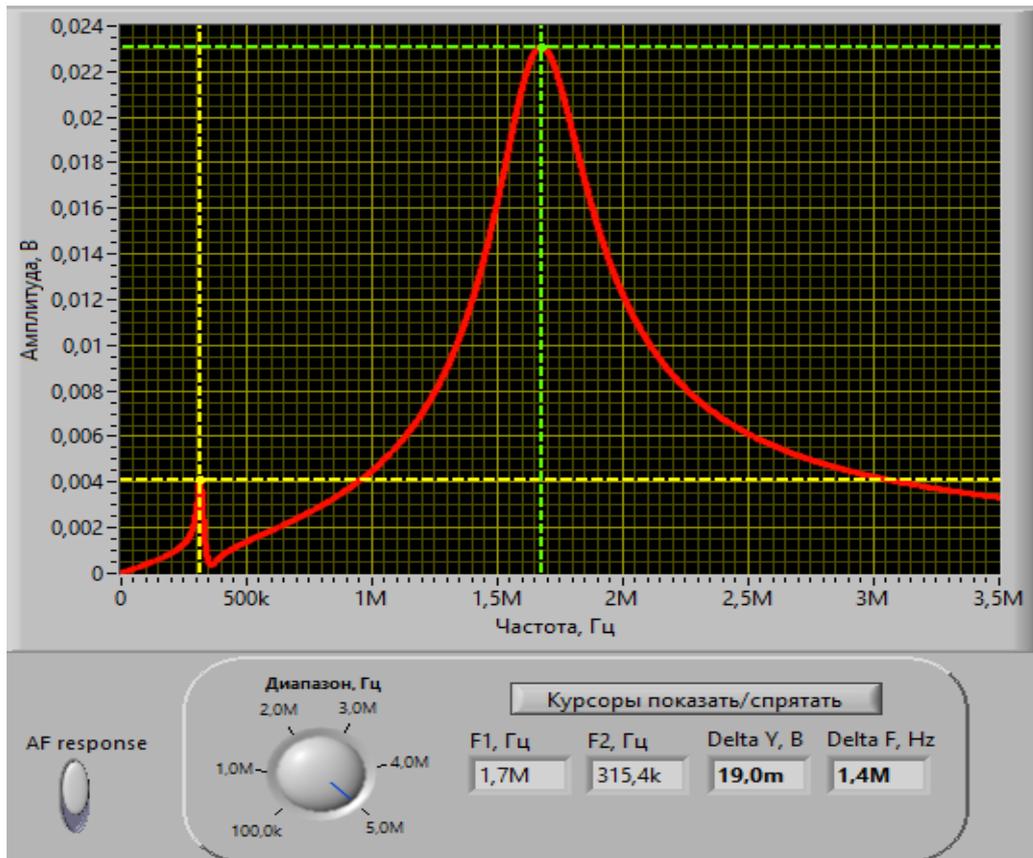


Рисунок 7 – АЧХ каскада для SA1="Вкл", SA6="Вкл", SA7="Вкл", SA17="Вкл", SA18="Вкл", SA20="Вкл"

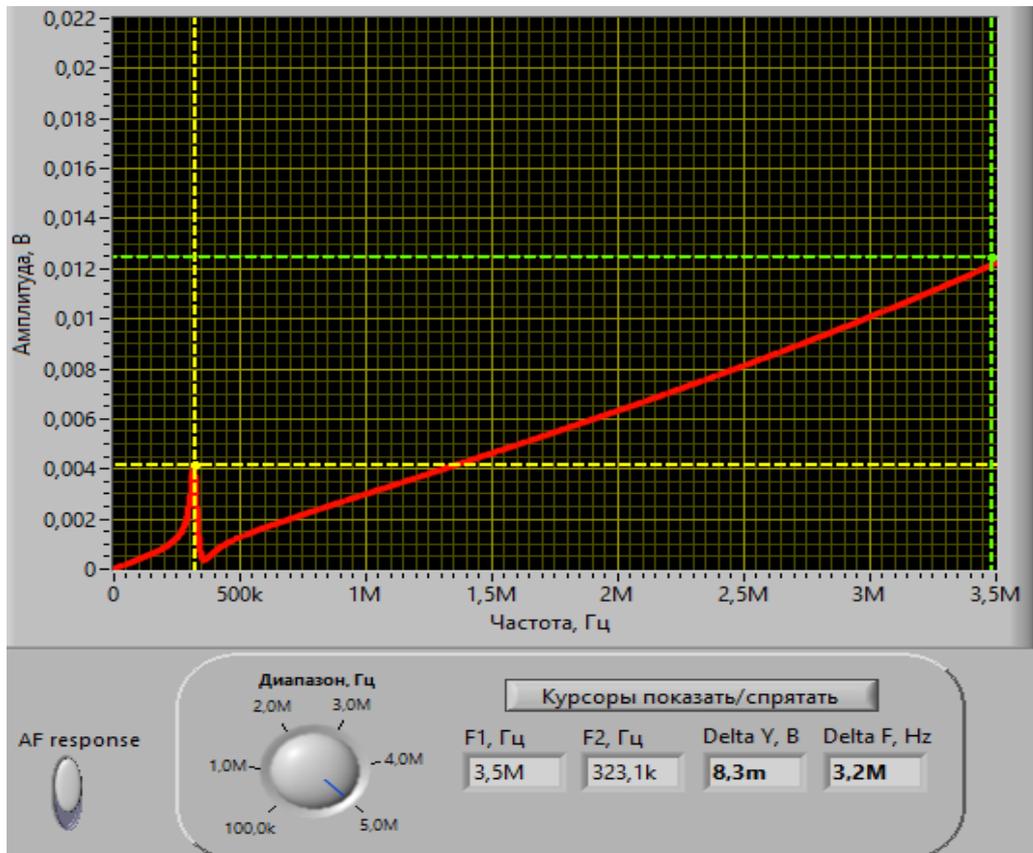


Рисунок 8 – АЧХ каскада для SA1="Вкл", SA6="Вкл", SA7="Вкл", SA17="Вкл", SA18="Вкл", SA20="Откл"

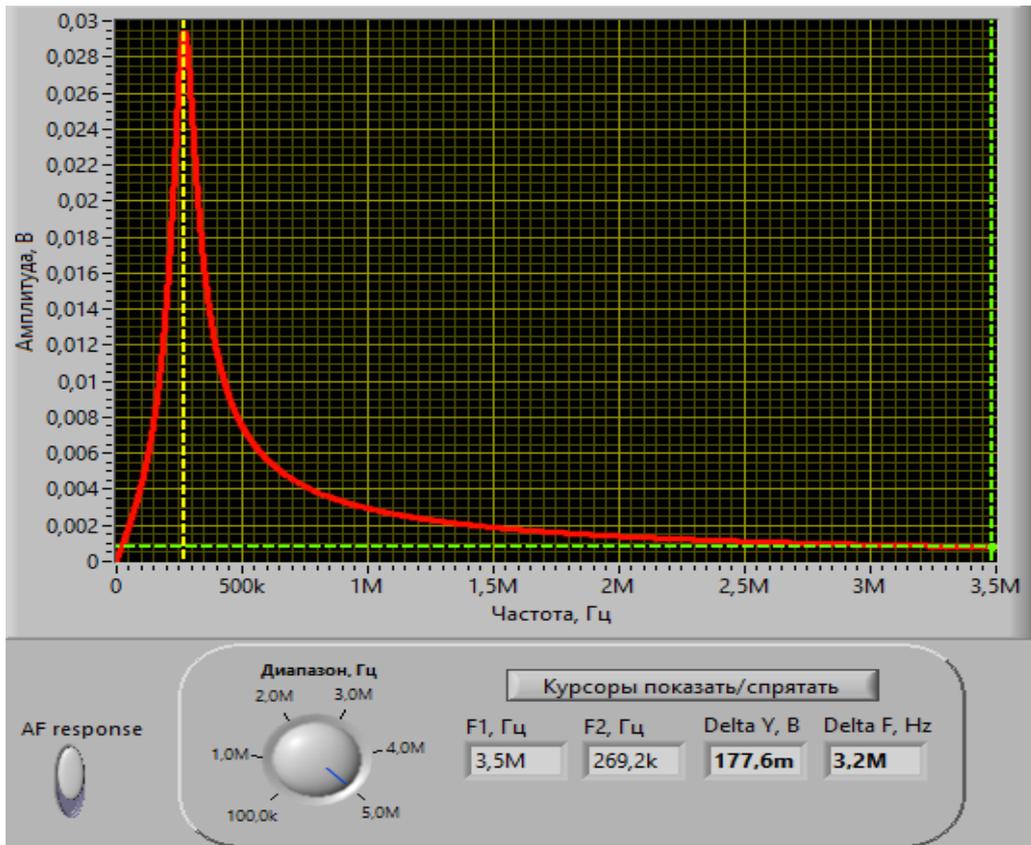


Рисунок 9 – АЧХ каскада для SA1="Вкл", SA5="Вкл", SA7="Вкл", SA12="Вкл", SA18="Вкл", SA20="Вкл"

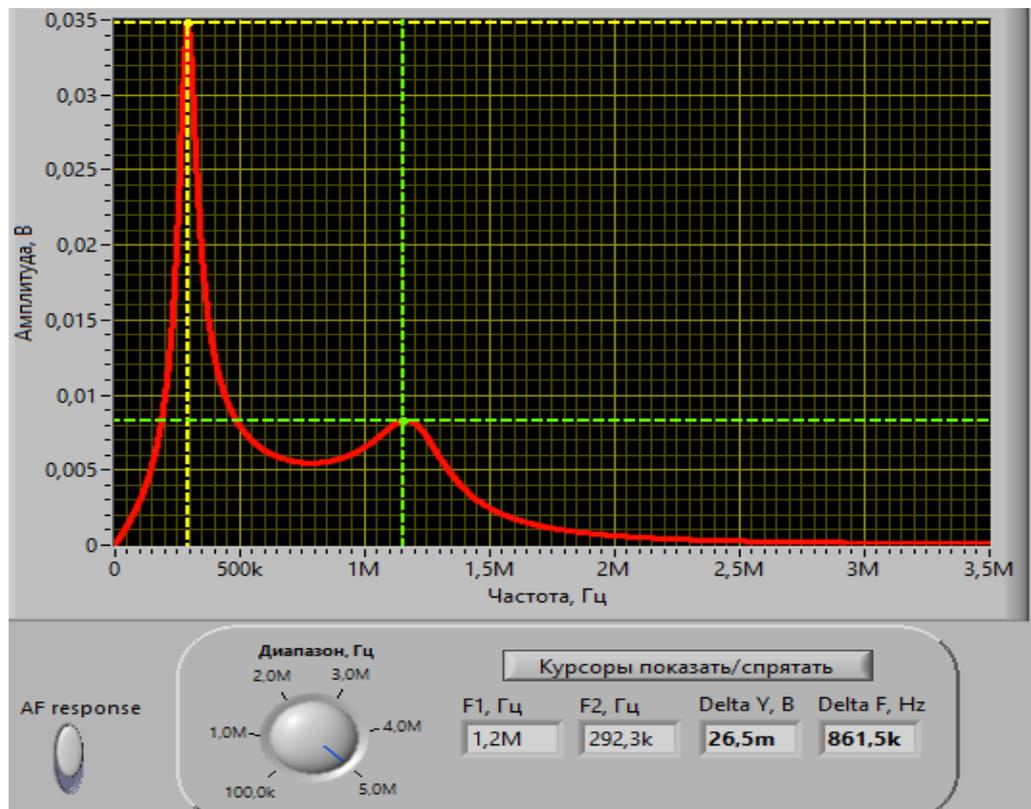


Рисунок 10 – АЧХ каскада для SA1="Вкл", SA5="Вкл", SA7="Вкл", SA13="Вкл", SA18="Вкл", SA20="Вкл"

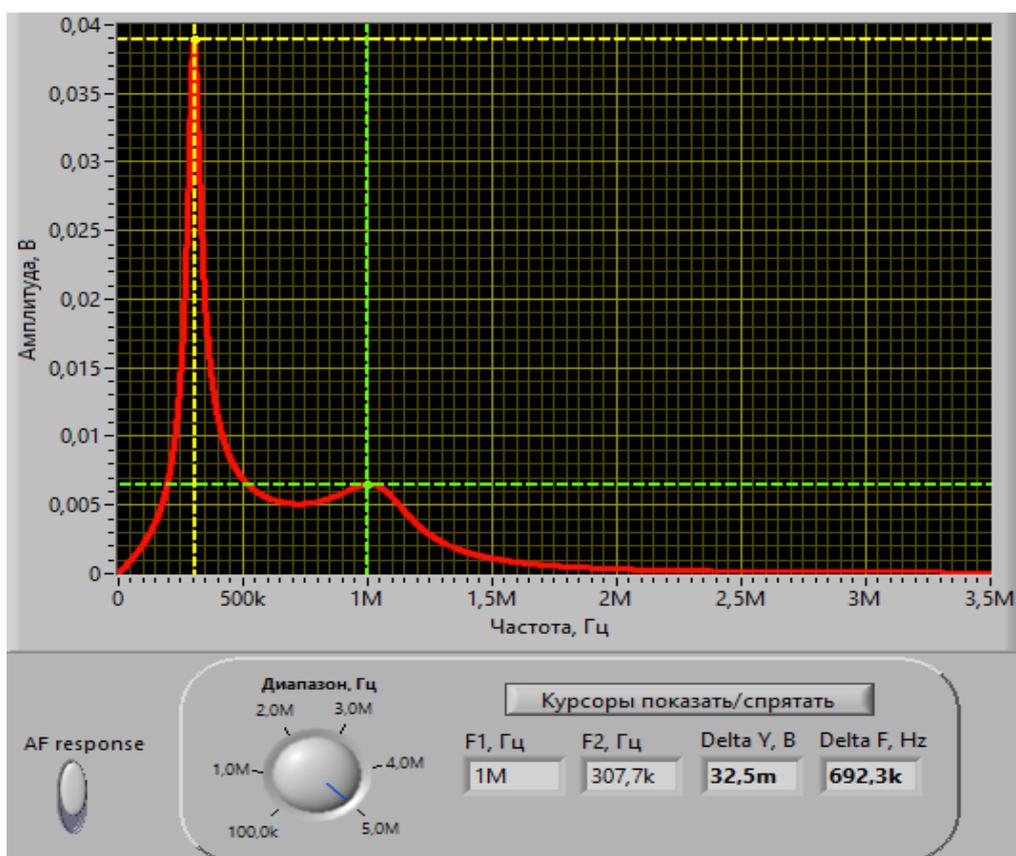


Рисунок 11 – АЧХ каскада для SA1="Вкл", SA5="Вкл", SA7="Вкл", SA14="Вкл", SA18="Вкл", SA20="Вкл"

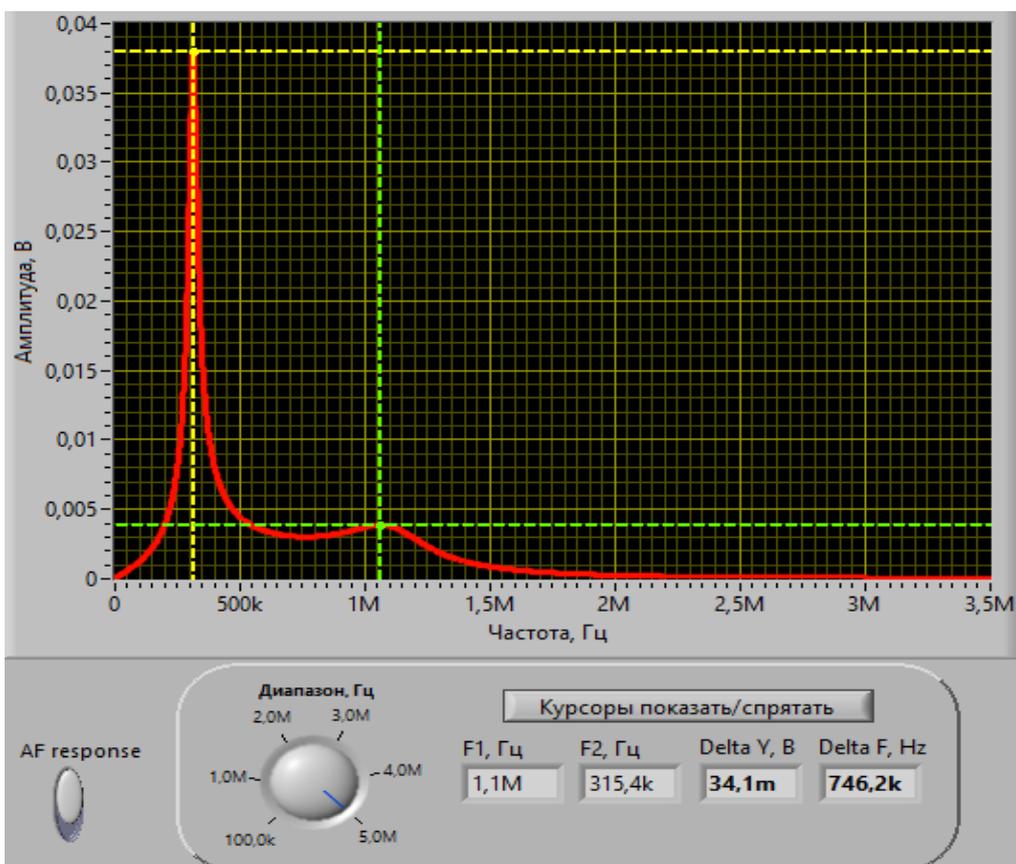


Рисунок 12 – АЧХ каскада для SA1="Вкл", SA5="Вкл", SA7="Вкл", SA15="Вкл", SA18="Вкл", SA20="Вкл"

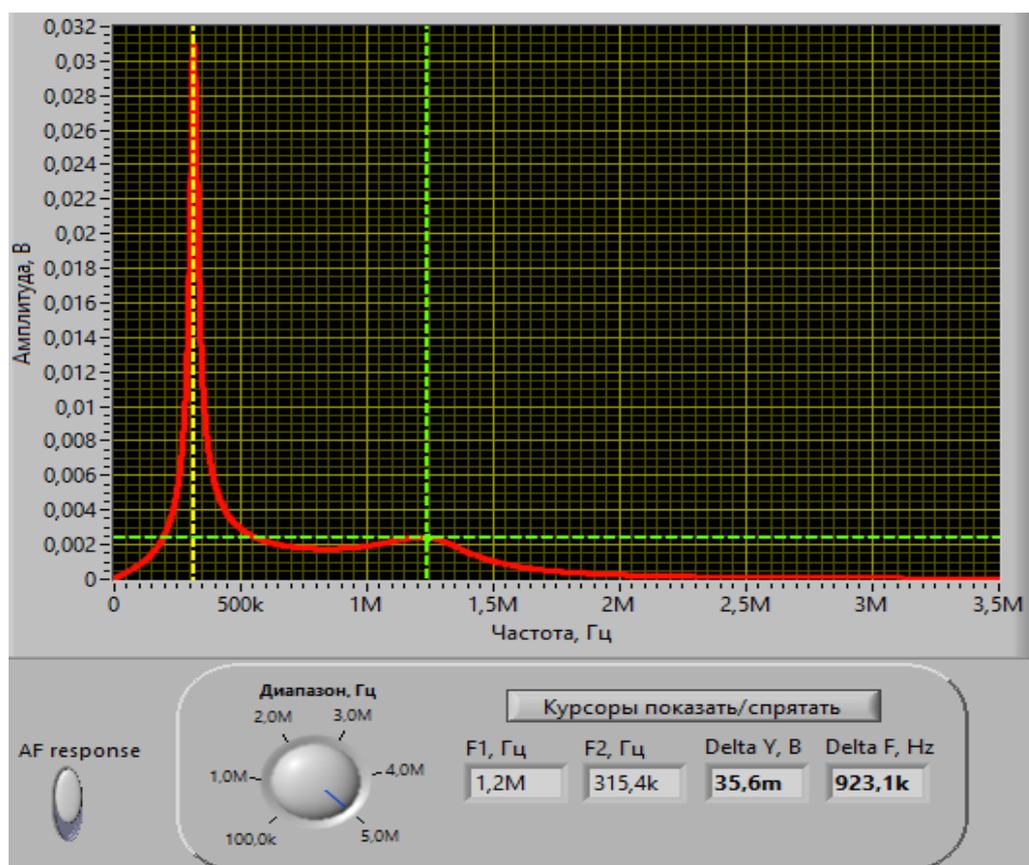


Рисунок 13 – АЧХ каскада для SA1="Вкл", SA5="Вкл", SA7="Вкл", SA16="Вкл", SA18="Вкл", SA20="Вкл"

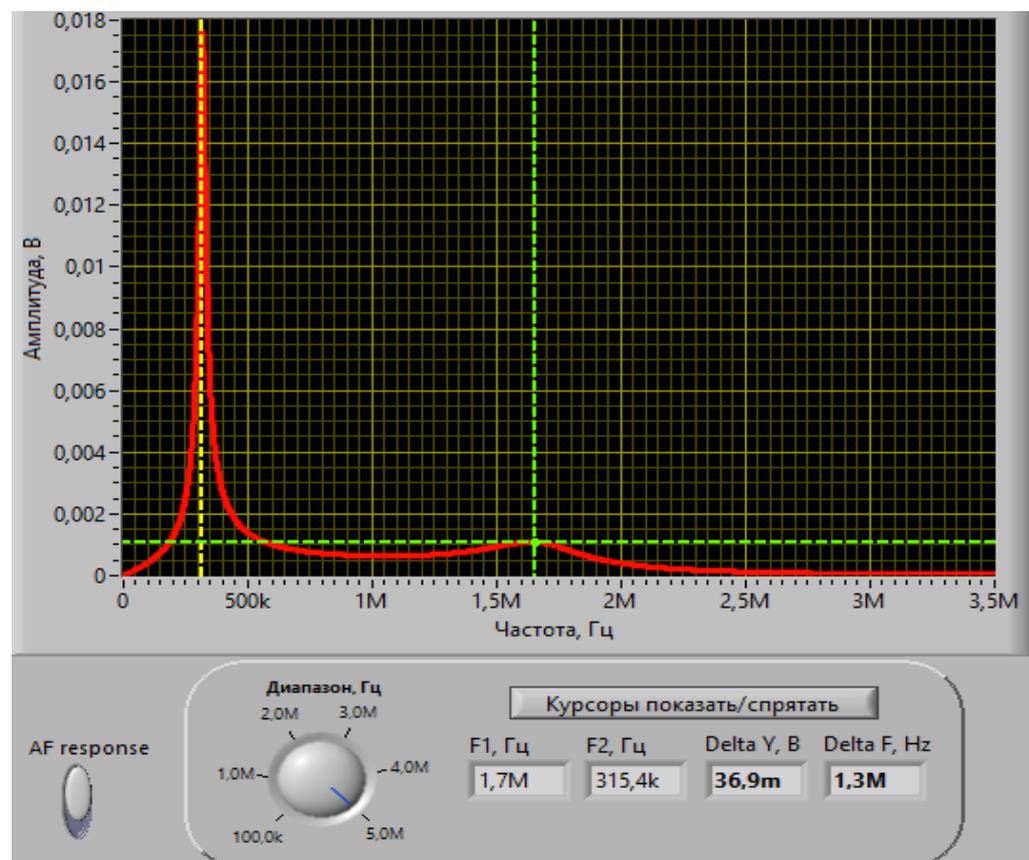


Рисунок 14 – АЧХ каскада для SA1="Вкл", SA5="Вкл", SA7="Вкл", SA17="Вкл", SA18="Вкл", SA20="Вкл"

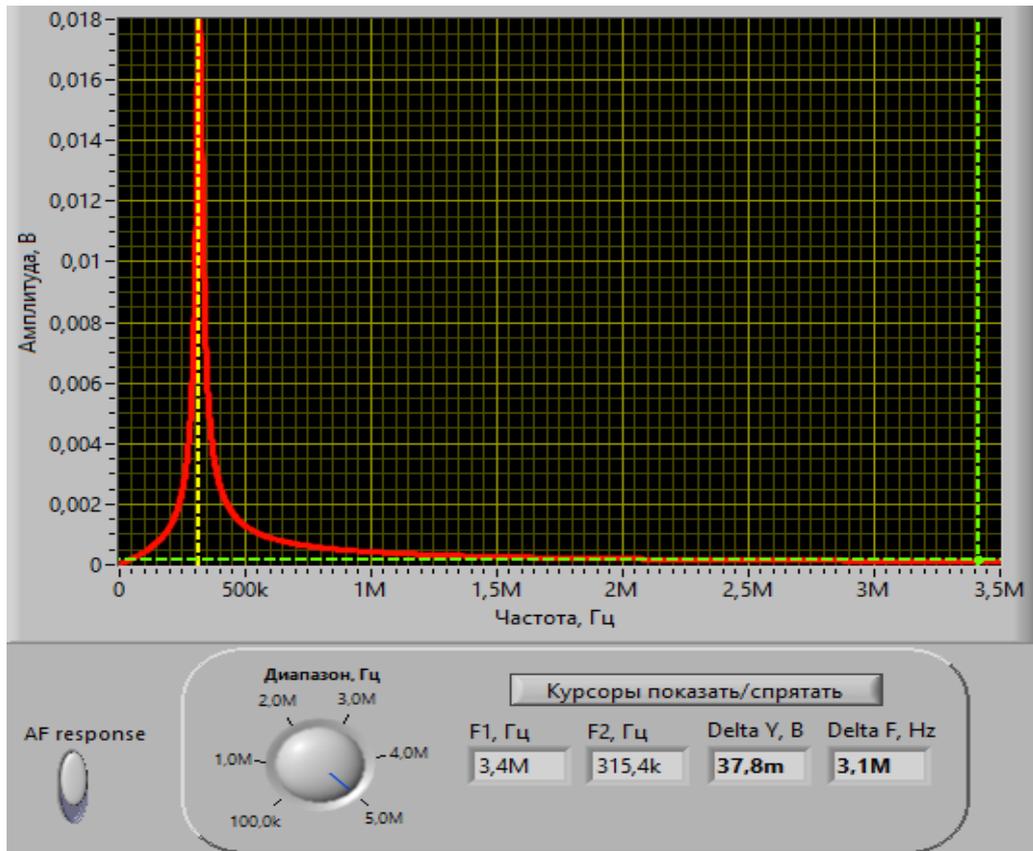


Рисунок 15 – АЧХ каскада для SA1="Вкл", SA5="Вкл", SA7="Вкл", SA17="Вкл", SA18="Вкл", SA20="Откл"

Для проверки корректности функционирования виртуального прибора было произведено выборочное моделирование аналогичного каскада в программе схемотехнического моделирования Multisim 10 (рисунок 16) для двух характерных режимов работы.

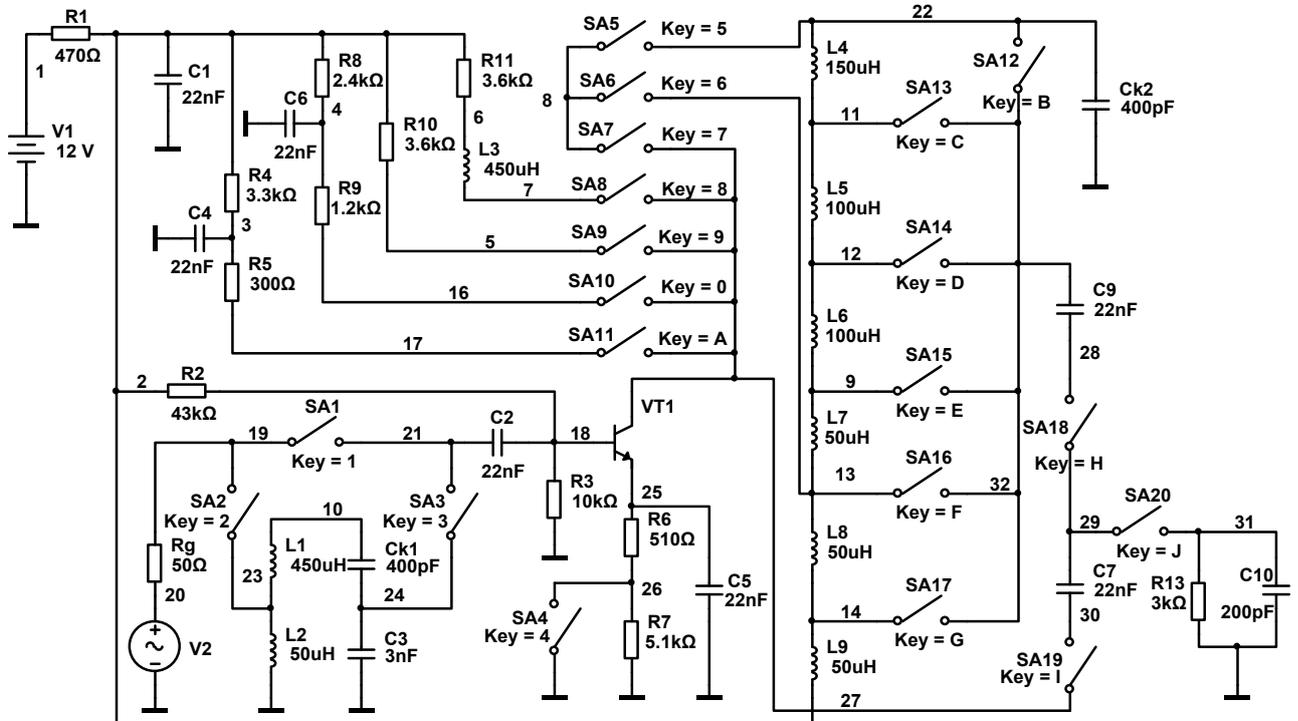


Рисунок 16 – Схема стенда в программе Multisim 10

На рисунке 17 представлена АЧХ резонансного каскада при моделировании в программе Multisim в режиме, соответствующем рисунку 5. На рисунке 18 представлена АЧХ резонансного каскада при моделировании в программе Multisim в режиме, соответствующем рисунку 8.

Как видно из сравнения рисунков разработанный виртуальный стенд гарантированно обеспечивает воспроизведение основных закономерностей в формировании АЧХ и может быть применён в учебном процессе.

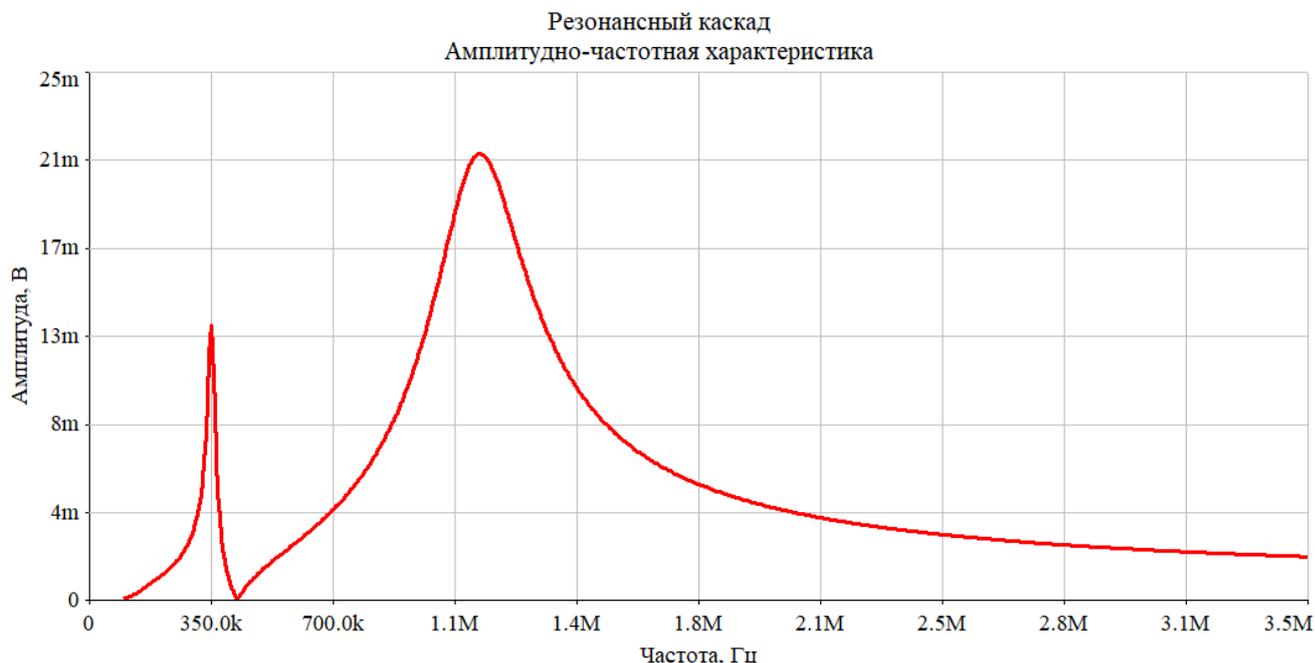


Рисунок 17 – АЧХ каскада для SA1="Вкл", SA6="Вкл", SA7="Вкл", SA15="Вкл", SA18="Вкл", SA20="Вкл" в программе Multisim 10

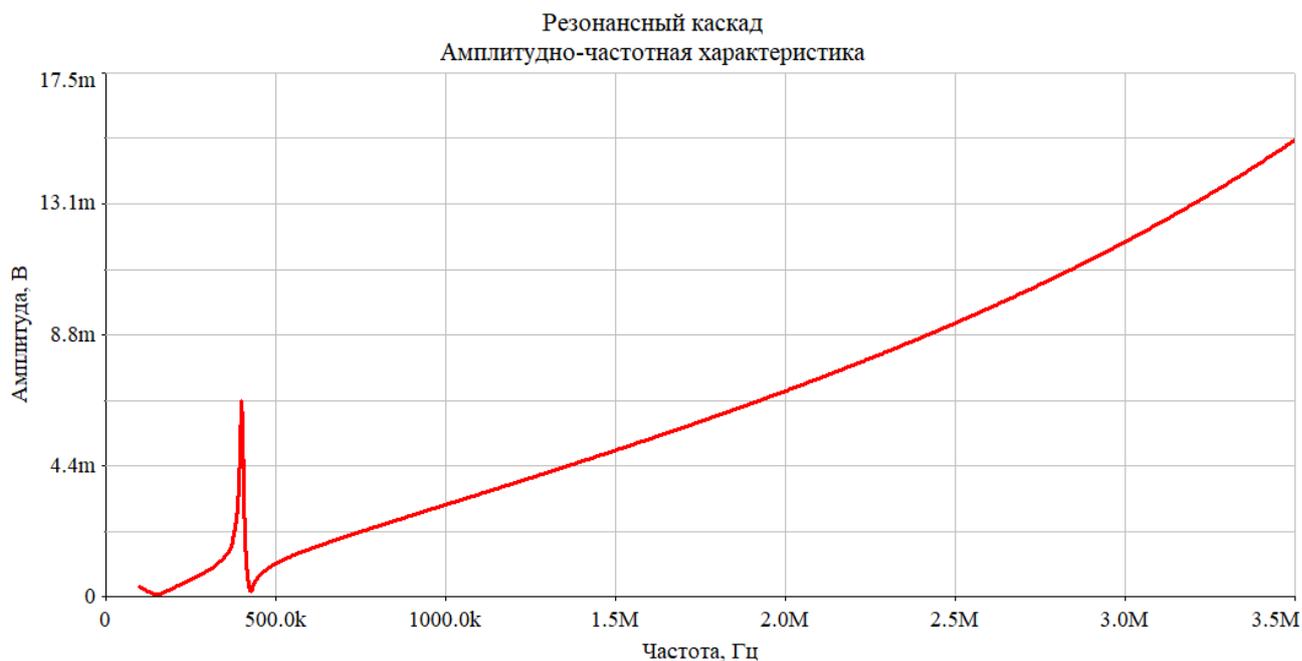


Рисунок 18 – АЧХ каскада для SA1="Вкл", SA6="Вкл", SA7="Вкл", SA17="Вкл", SA18="Вкл", SA20="Откл" в программе Multisim 10

Выводы

Проведен виртуальный эксперимент по исследованию характеристик лабораторного стенда, разработанного в программной среде LabVIEW. Путём сравнения полученных результатов с результатами моделирования АЧХ аналогичного каскада в программе схемотехнического проектирования Multisim подтверждена корректность его функционирования.

Список использованных источников:

1. Курочкин, А. Е. Виртуальный лабораторный модуль для исследования усилителей радиосигналов в программной среде LabVIEW / А. Е. Курочкин, Вунна Чжо // Информационные радиосистемы и радиотехнологии-2024 : материалы открытой республиканской научно-практической интернет-конференции, Минск, 21–22 ноября 2024 г. / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники ; редкол.: В. А. Богуш [и др.]. – Минск, 2024. – С. 191–195.
2. Multisim. - [Электронный ресурс] – Режим доступа : <https://labview.izmeril.ru/multisim> - Дата доступа: 10.04.2025.

UDC 621.375.4:004.942

EXPERIMENTAL STUDIES OF A VIRTUAL LABORATORY STAND FOR STUDYING RADIO SIGNAL AMPLIFIERS IN THE LABVIEW SOFTWARE ENVIRONMENT

Wunna Kyaw, Master's student

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

*Kurochkin A.E. – Ph.D. tech. sciences,
Associate Professor, Department of IRT*

Annotation. The results of an experimental virtual study of a laboratory stand for studying radio signal amplifiers, developed in the LabVIEW software environment, are presented.

Keywords. Amplifiers, matching circuits, switching factor, resonant cascades, aperiodic cascades, amplitude-frequency response (AFR), computer modeling.

ТЕХНОЛОГИИ РЕНДЕРИНГА В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ

Голенчук М.В. Дроздович В.И.

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

Рябычина О.П. – к-т техн. наук, доцент

Аннотация. Рассмотрены особенности использования различных технологий рендеринга в реальном времени. Обоснована перспективность их использования в процессе обучения, рассмотрены их различия.

Рендеринг – это процесс преобразования трехмерных моделей или сцен в двумерные изображения на экране. Рендеринг в реальном времени требует от системы обрабатывать большие объемы данных за короткое время, обычно не менее 30 кадров в секунду. Это достигается за счет использования специализированных алгоритмов и аппаратного обеспечения [1].

Основные алгоритмы рендеринга:

Трассировка лучей (Ray Tracing) – это передовая технология 3D-графики, основанная на принципе отражения света. При рассмотрении окружающего мира, световые лучи отражаются от объектов и попадают в экран монитора, позволяя воспринять картину происходящего. Этот процесс включает такие явления, как отражение, преломление и поглощение, которые влияют на траекторию лучей [2].

Используя эти принципы, трассировка лучей моделирует поведение света в виртуальной среде, создавая высокодетализированное освещение и визуальные эффекты. Алгоритм анализирует точки соприкосновения лучей с объектами, учитывает свойства поверхностей и рассчитывает, как свет будет отражаться, рассеиваться, менять цвет и отбрасывать тени.

Одним из главных преимуществ этой технологии является независимость её сложности от геометрической сложности сцены. Также она позволяет одновременно обрабатывать множество лучей, распределяя их обработку между разными вычислительными ядрами.

Благодаря этому подходу трассировка лучей обеспечивает значительно более качественное изображение по сравнению с традиционной растеризацией. Для расчёта цвета в точке можно предоставить следующую упрощённую формулу:

$$Color(x, y) = \sum_{i=0}^n Light_i(x, y) \times Material(x, y) \quad (1),$$

где n – количество источников света, $Color(x, y)$ – показатель цвета в точке с координатами x и y , $Light_i(x, y)$ – показатель освещения в точке с координатами x и y , $Material(x, y)$ – показатель отображающий свойства материала в точке с координатами x и y .

В зависимости от полноты описания она может быть увеличена и изменена, учитывая диффузные свойства материала, спекулярные свойства, цветовую модель, функцию затенения по закону Ламберта и функцию затенения по модели Блинна-Фонга.

Растеризация – это процесс, лежащий в основе трёхмерной графики, где 3D-объекты, состоящие из множества точек и соединённых линий (многоугольников), преобразуются в 2D-проекцию на сетке пикселей экрана. Это превращение векторных объектов в пиксельное изображение позволяет компьютеру интерпретировать цвет, яркость и другие параметры каждого пикселя, что упрощает отображение изображения на цифровых устройствах.

Для этого метода используются математические алгоритмы, которые рассчитывают расположение пикселей на сетке и интерполируют цвета между ними. Растеризация включает преобразование координат вершин примитивов из системы координат модели в систему координат экрана. Обычно это происходит в вершинном шейдере, но при необходимости также могут применяться шейдеры тесселяции и геометрические шейдеры.

После этого происходит разложение примитивов на фрагменты, для которых выполняются пиксельные шейдеры, определяющие цвет каждого фрагмента. Этот процесс заканчивается отображением цветов в кадровый буфер.

Растеризация позволяет эффективно визуализировать изображения и изменять их, особенно при работе с текстурами и эффектами, такими как затенение. Однако данный подход не позволяет точно просчитывать освещение с физической точки зрения.

Для решения этой проблемы применяются приближительные модели освещения, такие как модель Фонга, модель Блинна-Фонга, а также такие техники, как карты теней, кубические карты отражений и глобальное освещение экранного пространства. Эти методы работают только с информацией в кадровом и историческом буфере, что ограничивает их точность при обработке объектов, находящихся за пределами прямой видимости.

Хотя растеризация значительно быстрее и эффективнее трассировки лучей, она не может воспроизводить эффекты, связанные с физическим поведением света, например реалистичные отражения и прозрачность.

Этот компромисс между скоростью и качеством делает растеризацию популярной в системах автоматизированного проектирования, графических приложениях и компьютерных играх, где нужна интерактивная графика.

Формула для растеризации, преобразующая трехмерные координаты в двумерные пиксели на экране, включает в себя несколько шагов, включая проекционное преобразование и перспективное деление. Простая формула для перспективного преобразования в трехмерном пространстве может быть представлена следующим образом:

$$x' = \frac{x}{1+rz}, y' = \frac{y}{1+rz} \quad (2),$$

где x' и y' — координаты проектированной точки на плоскости $z = 0$, x и y — исходные координаты точки в трехмерном пространстве, z — координата точки вдоль оси z , r — параметр перспективы, определяемый расстоянием до центра проекции.

Эта формула показывает, как координаты точки меняются при перспективном преобразовании, в зависимости от координаты z и параметра перспективы. Эта формула используется для создания иллюзии глубины в двумерных изображениях, что особенно важно в компьютерной графике и фотографии.

Для достижения высокоскоростного рендеринга используются различные математические техники:

Интерполяция: используется для плавной анимации между кадрами. Пример уравнения для интерполяции двух точек траектории:

$$P_t = P_1 + t(P_2 - P_1) \quad (3),$$

где $t \in [0; 1]$, P_1 и P_2 — точки, между которыми происходит интерполяция, параметр t задает положение интерполированного значения между ними [3].

Локальное пространство: применяется для оптимизации расчетов освещения.

Локальное пространство определяется как система координат относительно поверхности объекта:

$$TBN = \{ T \& B \& N \}^T \quad (4),$$

где T , B , N представляют собой вектора: касательный (T), бинормальный (B) и нормальный (N), которые вместе образуют базис, описывающий ориентацию поверхности в данной точке [4].

Графические процессоры (GPU) играют решающую роль при выполнении задач по рендерингу благодаря своей параллельной архитектуре:

Используют шейдера: программы на языках HLSL или GLSL для GPU.

Поддерживают трассировку лучей: NVIDIA RTX серия поддерживает эту функцию напрямую через аппаратное обеспечение.

Технологии рендеринга в реальном времени являются важнейшим элементом современных интерактивных систем. Они требуют применения сложных математических моделей вместе с мощным аппаратным обеспечением для достижения высокого качества изображений без потери производительности.

В будущем развитие этих технологий будет направлено на дальнейшее улучшение качества графики за счет новых алгоритмов обработки данных на GPU, что позволит еще больше приблизить пользовательский опыт к идеалу полноценной иммерсивности во всех видах интерактивных медиа.

Список использованных источников:

1. *What is real time rendering? A quick & comprehensive overview* [Электронный ресурс]. — Электронные данные. — Режим доступа: <https://applet3d.com/3d-rendering/what-is-real-time-rendering/>
2. *How 3D Game Rendering Works, A Deeper Dive: Rasterization and Ray Tracing* [Электронный ресурс]. — Электронные данные. — Режим доступа: [How 3D Game Rendering Works, A Deeper Dive: Rasterization and Ray Tracing | TechSpot](https://www.techspot.com/news/10000-how-3d-game-rendering-works-a-deeper-dive-rasterization-and-ray-tracing.html)
3. *Линейная интерполяция и кривая Безье* [Электронный ресурс]. — Электронные данные. — Режим доступа: [Линейная интерполяция и кривая Безье | Блог Евгения Жирнова](https://www.evgenezhironov.com/ru/linear-interpolation-and-bezier-curve/)
4. *Электронный учебник по компьютерной графике* [Электронный ресурс]. — Электронные данные. — Режим доступа: <https://stratum.ac.ru/education/textbooks/kgrafic/lection04.html?ysclid=m8n1gi7vpz38110306>

УДК 654.078

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ПОКРЫТИЯ И ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ В СЕТЯХ СОТОВОЙ СВЯЗИ ПРИ РЕШЕНИИ ЗАДАЧ САМООПТИМИЗАЦИИ

Гридасова А.А., аспирант

Дэльф Н.Р., аспирант

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

Научный руководитель: Карпук А.А. – к.т.н., доцент

Аннотация. Рассмотрены функции самооптимизации при решении задач самоорганизации сетей сотовой связи. Приведен обзор методов машинного обучения для прогнозирования покрытия и пропускной способности в сетях сотовой связи. Определены источники входных данных для алгоритмов машинного обучения. Выявлены открытые вопросы, которые требуется решить при внедрении в самоорганизующиеся сети сотовой связи интеллектуальных средств прогнозирования покрытия и пропускной способности.

Ключевые слова. саморганизуемые сети, самооптимизация, прогнозирование покрытия и пропускной способности, машинное обучение.

Введение. С ростом числа мобильных пользователей обеспечение высококачественного покрытия сети стало первостепенной задачей. Автоматическая оптимизация покрытия сети может быть затруднена из-за факторов окружающей среды и взаимозависимости регулируемых параметров. Из-за присущей неопределенности и непредсказуемой природы крупномасштабных беспроводных сетей традиционные методы, такие как эвристика и метаэвристика, не обладают необходимой адаптивностью и масштабируемостью для работы в их динамической среде. Самоорганизующиеся сети обещают операторам значительную экономию расходов при развертывании современной инфраструктуры сотовой сети, такой как системы Long-Term Evolution (LTE) и LTE-Advanced. Экономия капитальных затрат (CAPEX) и эксплуатационных расходов (OPEX) может быть достигнута как на этапе развертывания сети, так и на этапе эксплуатации сети. В частности, самоорганизующаяся оптимизация покрытия сети и пропускной способности сети является ключевой задачей для того, чтобы справиться с ростом трафика мобильных данных и извлечь выгоду из растущего рынка.

Самооптимизация в самоорганизующихся сетях. Самоорганизующуюся сеть Self-Organizing Network (SON) можно определить как адаптивную и автономную сеть, которая является масштабируемой, стабильной и достаточно гибкой для достижения желаемых целей. Понятие SON в мобильных сетях можно разделить на три основные категории: самоконфигурация (Self-Configuration), самооптимизация (Self-Optimisation) и самовосстановление (Self-Healing) [1].

Требования к SON в части самооптимизации сетей сотовой связи сформулированы в Релизе 9 технических спецификаций 3GPP [2]. Функции самооптимизации должны отслеживать входные данные, такие как показатели производительности, сигналы тревоги об ошибках, уведомления и т. д. После анализа входных данных должны приниматься решения по оптимизации в соответствии с алгоритмами оптимизации. В случае необходимости, на определенных сетевых узлах автоматически или вручную должны запускаться корректирующие действия. Если после выполнения корректирующих действий состояние сети остается неудовлетворительным, может потребоваться возврат конфигурации сети к предыдущему состоянию, которое было до выполнения корректирующих действий. Если после выполнения корректирующих действий состояние сети стало удовлетворительным, однократная процедура самооптимизации завершается.

В Релизе 9 были сформулированы следующие функции самооптимизации в SON стандарта LTE: оптимизация балансировки нагрузки между базовыми станциями (Load Balancing Optimization, LBO); оптимизация параметров хэндовера (Handover Optimization, HO); координация межсетевых помех (Inter Cell Interference Coordination, ICIC); оптимизация покрытия и пропускной способности (Coverage and Capacity Optimization, CCO). В Релизе 10 технических спецификаций 3GPP [3] была несколько расширена функция оптимизации покрытия и пропускной способности CCO. В Релизе 11 технических спецификаций 3GPP [4] была добавлена процедура координации функций SON (SON Coordination).

В предлагаемых сегодня на рынке программных продуктах для решения задач SON реализованы простейшие алгоритмы, основанные на сравнении некоторых параметров работы соты с заданными пороговыми значениями. Существующим сегодня методом решения задач SON не хватает адаптивности и гибкости, необходимых для того, чтобы стать эффективными решениями для сетей стандартов LTE и 5G. Для того, чтобы использовать всю информацию, собираемую операторами, и получать на ее основе адаптируемые и гибкие решения, необходимо задействовать больше интеллектуальных ресурсов. Учитывая это, для решения задач SON в последние годы стали широко

применяться методы машинного обучения Machine Learning (ML). Рассмотрим возможности применения алгоритмов машинного обучения для реализации функций оптимизации покрытия и пропускной способности сетей сотовой связи.

Оптимизация покрытия и пропускной способности. Прогнозирование покрытия – это способность предсказывать, насколько хорошо сеть будет покрывать определенную географическую область и насколько хорошо она будет предоставлять надежные услуги в этой области. Непокрытые области (дыры) в покрытии сети сотовой связи могут появиться при неудачном планировании сети или при ошибочных настройках параметров сети. Их наличие может привести к прерыванию вызовов. Дыра в покрытии – это область, в которой уровень пилотного сигнала от базовой станции ниже порогового значения, необходимого мобильному устройству для доступа к сети, или SINR (Signal to Interference + Noise Ratio) – отношение мощности полезного сигнала к сумме мощностей шума и помех в обслуживающей и соседних сотах ниже уровня, необходимого для поддержания базового обслуживания. Дыры в покрытии обычно вызваны физическими препятствиями, такими как новые здания, холмы, или неподходящими параметрами антенны, или просто ошибочным планированием сети. Типичными проявлениями дыры в покрытии являются частые сбои хэндовера, которые не удается устранить оптимизацией параметров хэндовера, или частые сбросы вызова, которые не может быть восстановлены повторным установлением радиосоединения. Функция CCO должна автоматически обнаруживать и устранять подобные проблемы в сети LTE.

Кроме дыр в покрытии, на пропускную способность соты могут влиять слабое покрытие, пилотное загрязнение, превышение покрытия и несоответствие нисходящего и восходящего покрытий [5]. Слабое покрытие имеет место, когда уровень пилотного сигнала или SINR для обслуживающей соты ниже уровня, необходимого для поддержания запланированных требований к производительности (например, скорости передачи данных на границе соты). Пилотное загрязнение имеет место в областях, где покрытие разных сот сильно перекрывается, уровни мощности от обеих базовых станций eNB (eNodeB) достаточно высокие, а производительность сот может быть низкой. Обычно в этой ситуации абонентское оборудование UE (User Equipment) может иметь высокое отношение сигнал/шум для более чем одной соты, и высокие уровни помех. Превышение покрытия происходит, когда покрытие соты выходит далеко за пределы запланированного. Это может выглядеть как «остров» покрытия внутри другой соты, которая может не быть непосредственным соседом. Причинами могут быть отражения радиосигнала в зданиях или через открытую воду, озера и т. д. UE в этой области могут страдать от обрывов вызовов или сильных помех. Несоответствие нисходящего и восходящего покрытий имеет место, когда покрытие нисходящего канала больше, чем покрытие восходящего канала. В результате UE будет испытывать проблемы с передачей сообщений к eNB, когда попадет в зону несоответствия.

Обеспечение требуемой зоны покрытия является первоочередной задачей как во время развертывания сети, так и в процессе ее эксплуатации. Так же важной является возможность повысить пропускную способность сети во время ее эксплуатации. Функция CCO SON должна быть настроена на удовлетворение требований оператора к покрытию и пропускной способности, а также расстановке приоритетов между ними. В Релизе 10 [3] указаны следующие сценарии, которые должны учитываться при оптимизации покрытия и пропускной способности: наличие дыр покрытия LTE с покрытием сетей 2G/3G; наличие дыр покрытия LTE без какого-либо другого покрытия; наличие дыр покрытия LTE с изолированным покрытием островных сот; наличие сот стандарта LTE со слишком большим покрытием.

Целью оптимизации покрытия и пропускной способности является обеспечение оптимальности покрытия и пропускной способности для радиосети с учетом компромисса между ними. Для достижения цели оптимизации покрытия и пропускной способности можно оптимизировать мощность передатчика eNB по нисходящей линии связи, угол наклона антенны в вертикальной плоскости, угол направления антенны (азимут) в горизонтальной плоскости [5]. В известных алгоритмах CCO используются неконтролируемые алгоритмы ML, алгоритмы ML с байесовской оптимизацией, алгоритмы ML с подкреплением QL (Q-learning) и алгоритмы глубокого обучения DL (Deep Learning).

В работе [6] по оптимизации покрытия и пропускной способности для выделения кластера оптимизируемых сот и оптимизации параметров антенн eNB используется алгоритм SON. В работе [7] предложен метод одновременной максимизации покрытия и минимизации помех для желаемого уровня пересечения покрытия на основе контроллера с обратной связью. Эту оптимизацию можно выполнить для отдельной базовой станции eNB, кластера eNB или всей сети.

В работе [8] рассматривается прогнозирование затухания сигнала с помощью нейронных сетей на основе MLP (Multilayer Perceptron) которое можно использовать для планирования и оптимизации сетей в системах связи 5G. Модель на основе MLP может объединять данные измерений и характеристики окружающей среды. В работе [9] для прогнозирования покрытия сетей 5G в условиях плотной городской застройки используется алгоритм Extremely Randomized Trees Regressor (ERTR) основой которой стал алгоритм Random Forest. Рассмотрено несколько моделей потерь на пути, которые зависят от многих условий, таких как подходящий выбор местности для каждой модели, высота приемника и передатчика над землей и расстояние между ними, а также наличие препятствий.

В статье [10] разработан алгоритм, который настраивает мощность передатчика и угол наклона антенны eNB, чтобы оптимизировать компромисс между покрытием и пропускной способностью с помощью контроллера с обратной связью. В работе [11] для прогнозирования покрытия опробованы различные модели машинного обучения, включая обобщенные линейные модели (GLM), нейронные сети (NN) и k-nearest neighbors (K-NN) для планирования мощности радиосигнала в определенных районах на основе размещения передатчиков.

В исследовании [12] предлагается автокодировщик на основе сверточной нейронной сети CNN-AE (Convolutional Neural Network-based Auto Encoder) для прогнозирования пропускной способности сети в зависимости от местоположения базовой станции и вероятности покрытия в сотовых сетях. Исследование, представленное в [13], описывает возможность применения искусственных нейронных сетей для прогнозирования потерь при распространении электромагнитных волн, вероятности покрытия площади и отклонения уровня сигнала. Особенностью нейронных сетей является способность устанавливать функциональные связи в условиях неточности проводимых измерений.

В работе [14] предложен алгоритм ССО, в котором участок сети с несколькими eNB оптимизируется с точки зрения покрытия и пропускной способности с использованием одного контроллера. Мощности передатчиков и углы наклона антенн всех eNB в интересующей области совместно оптимизируются с использованием алгоритмов Q-обучения Deep Deterministic Policy Gradient (DDPG) и байесовской оптимизации. В работе [15] для оптимизации покрытия и пропускной способности используется алгоритм глубокого Q-обучения, в котором изменяются азимуты направления и углы наклона антенн.

Заключение. Алгоритмы машинного обучения могут анализировать большие объемы данных и выявлять сложные закономерности и зависимости, влияющие на зону покрытия и пропускную способность сети сотовой связи. Модель прогнозирования покрытия и пропускной способности помогает операторам сетей сотовой связи находить пробелы в покрытии, оценивать качество обслуживания, планировать расположение базовых станций, распределять радиочастотные ресурсы для совместного использования спектра и управления помехами. Из различных исследований следует, что результаты прогнозирования покрытия, полученные с помощью алгоритмов машинного обучения, дают более точные результаты прогнозирования по сравнению с результатами прогнозирования с использованием традиционных методов. Однако исследованы далеко не все возможности алгоритмов машинного обучения для прогнозирования зоны покрытия сотовых сетей связи. Поэтому до сих пор продолжают исследования различных алгоритмов машинного обучения с различными примерами и вариациями параметров, чтобы получить алгоритмы с наилучшими результатами прогнозирования и метриками оценки эффективности.

Список использованных источников:

- 1 A Survey of Self Organisation in Future Cellular Networks / O.G. Aliu [et al.] // *IEEE Communications Surveys Tutorials*. – Vol. 15. – 2013. – Pp. 336-361.
- 2 3GPP TS 32.521 version 9.0.0 Release 9 [Электронный ресурс]. – 2010. – URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/132500_132599/132521/09.00.00_60/ts_132521v090000p.pdf (дата обращения: 15.01.2025).
- 3 3GPP TS 32.521 version 10.2.0 Release 10 [Электронный ресурс]. – 2013. – URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/132500_132599/132521/10.02.00_60/ts_132521v100200p.pdf (дата обращения: 15.01.2025).
- 4 3GPP TS 32.521 version 11.2.0 Release 11 [Электронный ресурс]. – 2013. – URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/132500_132599/132521/11.01.00_60/ts_132521v110100p.pdf (дата обращения: 15.01.2025).
- 5 3GPP TS 32.522 version 11.7.0 Release 11 [Электронный ресурс]. – 2013. – URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/132500_132599/132522/11.07.00_60/ts_132522v110700p.pdf (дата обращения: 15.01.2025).
- 6 Debono C.J., Buhagiar J.K. Cellular Network Coverage Optimization through the Application of Self-Organizing Neural Networks // *2005 IEEE 62nd Vehicular Technology Conference*. – Vol. 4. – 2005. – Pp. 2158–2162.
- 7 Fagen D, Vicharelli P.A., Weitzen J. Automated Wireless Coverage Optimization with Controlled Overlap // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. – Vol. 57, no 4. – 2008. – Pp. 2395–2403.
- 8 Wu L., He D., Ai B., Wang J., Guan K., and Zhong Z., "Path loss prediction based on multi-layer perceptron artificial neural network," *Dianbo Kexue Xuebao/ Chinese J. Radio Sci.* – Vol. 36, no. 3. – 2021. – Pp. 396–404.
- 9 Garcia C. E. and Koo I., "Extremely Randomized Trees Regressor Scheme for Mobile Network Coverage Prediction and REM Construction" in *IEEE Access* / – Vol. 11, no. July. – 2023. – Pp. 65170-65180.
- 10 Autonomous Self-Optimization of Coverage and Capacity in LTE Cellular Networks / Engels A. [et al.] // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. – Vol. 62, no 1. – 2013. – Pp. 1989–2004.
- 11 Mohammadjafari S., Roginsky S., Kavurmacioglu V., Cevik M., Ethier J., and Bener A.B., "Machine Learning-Based Radio Coverage Prediction in Urban Environments," *IEEE Trans. Netw. Serv. Manag.* – vol. 17, no. 4.–2020. – Pp. 2117–2130.
- 12 Mondal W. U., Mankar P.D., Das G., Aggarwal V., Ukkusuri S. V., "Deep Learning-Based Coverage and Rate Manifold Estimation in Cellular Networks," *IEEE Trans. Cogn. Commun. Netw.* – vol. 8, no. 4.– 2022. – Pp. 1706–1715.
- 13 Молчанов С. В., Захаров А. И., Применение искусственных нейронных сетей с целью прогнозирования характеристик распространения радиосигнала, *Вестник Балтийского федерального университета им. И. Канта*. 2014. Вып. 4. С. 100–105.
- 14 Machine Learning for Cognitive Network Management / Ayoubi S. [et al.] // *IEEE Communications Magazine*. – Vol. 56, no 1. – 2018. – Pp. 158–165.
- 15 An Efficient Stochastic Gradient Descent Algorithm to Maximize the Coverage of Cellular Networks / Liu Y. [et al.] // *IEEE Transactions on Wireless Communications*. – Vol. 18, no 7. – 2019. – Pp. 3424–3436. Thermal behavior of the YAG precursor prepared by sol-gel combustion process / F. Qiu [et al.] // *Ceramics International*, 2005. – Pp. 663-665.

UDC 654.078

PREDICTING COVERAGE AND CAPACITY IN CELLULAR NETWORKS WHEN SOLVING SELF-OPTIMIZATION PROBLEMS

Gridasova A.A., Postgraduate Student

Dalef N.R., Postgraduate Student

Belarusian State Academy of Communications, Minsk, Republic of Belarus

Karpuk A.A. – PhD of Technical Sciences, Associate Professor

Annotation. Self-optimization functions in solving the problems of self-organization of cellular networks are considered. The review of machine learning methods for coverage and capacity prediction in cellular networks is given. Sources of input data for machine learning algorithms are identified. Open issues that need to be solved when implementing intelligent coverage and capacity prediction tools in self-organizing cellular networks are identified.

Keywords. self-organizing networks, self-optimization, coverage and capacity prediction, machine learning.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ГЕНЕРАЦИИ АНИМАЦИЙ ПЕРСОНАЖЕЙ НА ОСНОВЕ ДАННЫХ ДВИЖЕНИЯ.

Гришель Д.Г. Лицкевич В.В.

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

Рябычина О.П. – канд. техн. наук, доцент

В данной работе рассматривается метод end-to-end обучения для генерации анимации VR-персонажей по данным с датчиков. Комбинируя motion matching и нейросети, подход использует codebook для компактного представления движений и предсказания их последовательностей. Это обеспечивает плавную анимацию (ходьба, прыжки) без задержек, превосходя традиционные методы по отзывчивости и реализму.

Создание реалистичной анимации для кино, игр и VR требует больших ресурсов, но ИИ и машинное обучение упрощают эту задачу. Методы на основе motion capture ускоряют процесс и улучшают качество движений. Однако анимация в VR остается сложной из-за необходимости высокой точности и отзывчивости в реальном времени. В этой работе исследуются методы машинного обучения, позволяющие генерировать плавную и адаптивную анимацию даже при ограниченных входных данных.

Создание виртуальных аватаров, точно отражающих движения пользователей, критически важно для иммерсивного опыта в AR/VR. В отличие от традиционных видеоигр, AR/VR требует точного воспроизведения движений на основе разреженных данных, таких как трекинг головы и контроллеров. Однако эти данные содержат мало информации о нижней части тела, что создает сложности для реалистичной анимации. Существующие методы, такие как motion matching [1] или нейронные сети, не справляются с этой задачей из-за ограничений в обработке произвольных движений и отсутствия информации о будущих действиях.

Однако существует новый подход к созданию контроллера, который сочетает качество motion matching и гибкость нейронных сетей. Контроллер — это алгоритм или модель, которая преобразует входные данные (например, сигналы от датчиков или управляющие команды) в движения виртуального персонажа. Он использует автоэнкодер [2] для сжатия данных движений в компактное представление и обучается end-to-end, предсказывая распределение вероятностей для будущих движений. Это позволяет эффективно синтезировать разнообразные движения, такие как ходьба, прыжки, танцы и спорт, на основе как трекинга, так и традиционных контроллеров, сохраняя контекст движений пользователя.

Для работы с большими наборами данных motion capture разработаны модели, которые изучают структуру движений. Motion graphs — это структура данных, которая представляет движения как узлы, соединенные переходами между похожими позами [3]. Это позволяет создавать плавные анимации, переклюкаясь между разными движениями. Однако такие модели требуют значительных ресурсов.

Генеративные модели (GPLVM, Gaussian Processes, VAE, диффузионные) создают анимации через выборку из шума, обеспечивая разнообразие и реалистичные физические реакции на воздействия. Данные модели применяются в физически реалистичных контроллерах, где пользователь может воздействовать на персонажа, вызывая реалистичные реакции.

Несмотря на способность генеративных моделей создавать новые движения, в индустрии сохраняются опасения по поводу сглаживания артефактов при смешивании движений. Для сохранения четкости движений используются методы, такие как VQVAE, которые обучают дискретное латентное пространство. Эти методы применяются для синтеза мимики, движений тела и генерации движений на основе текста или речи.

Для управления персонажами на основе моделей движений применяются методы, такие как model predictive control и reinforcement learning (RL). Однако двухэтапное обучение, при котором сначала изучается модель движений, а затем управление, может привести к неоптимальным результатам, таким как медленный отклик или неестественные переходы. Альтернативой являются методы с обучением с учителем, такие как motion matching и PFNN, которые проще в обучении и могут работать end-to-end.

Reinforcement Learning (RL, обучение с подкреплением) — это метод, при котором программа (агент) учится управлять персонажем методом проб и ошибок [4]. Она получает "награды" за правильные действия (например, плавную ходьбу) и штрафы за ошибки (падение). Со временем алгоритм находит оптимальную стратегию, но обучение может быть сложным и требовать много вычислений.

Обучение с учителем (motion matching, PFNN) — это более простые методы, где модель учится на готовых примерах движений (например, записи реальной анимации).

На рисунке 1 изображена архитектура системы под названием "Codebook Matching", которая предназначена для обучения многообразия движений (motion manifold) и выборки из него в режиме end-to-end. Система обеспечивает сходство между двумя категориальными распределениями вероятностей, заменяя одно другим, и создает латентное пространство, информированное управляющими сигналами.

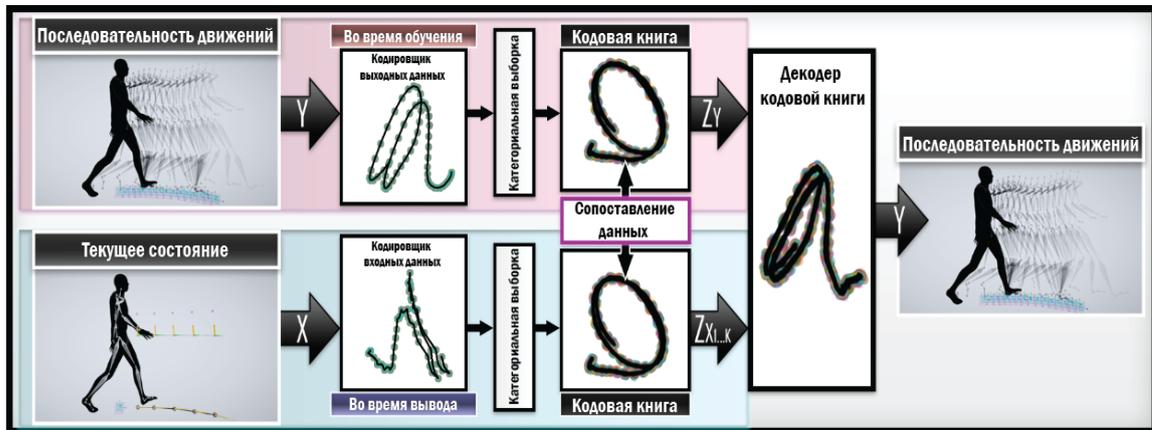


Рисунок 1 – Архитектура системы "Codebook Matching".

Основными элементами архитектуры являются Input Encoder, Output Encoder, Codebook, Category.

Input Encoder кодирует текущие управляющие сигналы (например, данные с датчиков) и выполняет целенаправленную выборку (Targeted Sampling) из кодбука (Codebook).

Output Encoder кодирует будущую последовательность движений (Future Motion Sequence) и также выполняет целенаправленную выборку из кодбука.

Codebook хранит категории движений, которые используются для сопоставления и выборки.

Category – это категория движений, которая используется для организации данных в латентном пространстве.

Задача во время вывода (Task during inference) заключается в том, чтобы на основе текущих управляющих сигналов предсказать будущую последовательность движений, используя обученное латентное пространство. Это позволяет системе эффективно генерировать реалистичные и отзывчивые движения для интерактивных приложений, таких как VR или видеоигры.

Кодбук (Codebook) — структура данных для хранения дискретных элементов (категорий, кластеров) в сжатом виде. Каждый элемент соответствует определённому паттерну (например, позе в анимации). При обучении система сопоставляет входные данные с ближайшими элементами кодбука, обеспечивая эффективное кодирование.

End-to-end обучение — подход, при котором модель обучается решать задачу целиком, без разделения на этапы. Это позволяет оптимизировать систему как единое целое, упрощая обучение и улучшая результат. В анимации end-to-end подход одновременно обрабатывает движения и управляющие сигналы, повышая точность и отзывчивость.

Метод Codebook Matching превосходит традиционные подходы (motion matching, нейронные сети, motion graphs и RL) за счет сочетания гибкости генеративных моделей и точности дискретного латентного пространства. В отличие от motion matching, который ограничен жесткими переходами между анимациями, и RL, требующего сложного обучения, Codebook Matching обеспечивает плавную и адаптивную анимацию даже при разреженных входных данных (например, только трекинг головы и рук в VR). Использование кодбука позволяет эффективно кодировать разнообразные движения и быстро выбирать подходящие паттерны, избегая артефактов сглаживания, характерных для VAE и диффузионных моделей. Кроме того, end-to-end обучение упрощает интеграцию управляющих сигналов, делая систему более отзывчивой в реальном времени, что критично для иммерсивного VR. В итоге, этот подход сохраняет реализм движений, снижает вычислительные затраты и подходит для интерактивных приложений, где важны и точность, и производительность.

Таким образом, в рамках данного исследования проведён сравнительный анализ методов генерации анимаций и доказаны преимущества подхода Codebook Matching перед альтернативными решениями.

Список использованных источников:

1. Phase-Functioned Neural Networks for Character Control / D. Holden et al. // ACM Transactions on Graphics, 2017. - P. 1-13.
2. Learning Motion Controllers with Adaptive Depth Perception / K. Lee et al. // Computer Graphics Forum, 2021. - P. 1-12.
3. Neural State Machine for Character-Scene Interactions / J. Zhang et al. // ACM Transactions on Graphics, 2019. - P. 1-14.
4. DeepMimic: Example-Guided Deep Reinforcement Learning of Physics-Based Character Skills / X.B. Peng et al. // ACM Transactions on Graphics, 2018. - P. 1-14.

УДК 621.376.52:004.94

ПРОГРАММНЫЙ АНАЛИЗ КОМПОНЕНТОВ И ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОЛОКАЦИОННОГО ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА

Е Йинт Ко Ко, магистрант

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

А.В. Гринкевич, - к.т.н., доцент

Аннотация. Современные радиолокационные приемопередатчики требуют точной оценки параметров. Коэффициент технического уровня (КТУ) сравнивает характеристики с эталонами, автоматизируя оценку. Методология включает расчеты КТУ, нормализацию/взвешивание параметров и визуализацию данных. Оптимизация проверок и диагностики сокращает циклы разработки, сохраняя надежность. Модульность системы адаптируется к архитектурам радаров, выделяя критические параметры для оптимизации. Результаты подтверждают эффективность КТУ в data-ориентированной оценке компонентов.

Ключевые слова. Коэффициент технического уровня (КТУ), радиолокационные приемопередатчики, программный анализ, нормализация параметров, взвешивание характеристик, модульная конструкция системы, интерактивная визуализация данных, автоматизация оценки, оптимизация проверок, диагностика неисправностей, data-ориентированная оценка, сокращение циклов разработки, адаптивность архитектур, надежность, целевые оптимизации, критические параметры.

Введение

Современные радиолокационные системы требуют высокой точности и надежности работы их компонентов, особенно приемопередающих модулей. Для оценки качества и эффективности таких систем применяются различные методы анализа, среди которых важное место занимает коэффициент технического уровня (КТУ).

КТУ позволяет количественно оценить техническое совершенство радиолокационного приемопередатчика, сравнивая его параметры с эталонными или требуемыми значениями. Использование программных методов анализа на основе КТУ дает возможность автоматизировать процесс оценки, ускорить проектирование и повысить точность диагностики.

Целью данной работы является разработка концепции программного анализа компонентов и характеристик радиолокационного приемопередатчика с применением КТУ, включая методику расчета, алгоритмы обработки данных и визуализацию результатов.

Определение коэффициента технического уровня (КТУ)

Коэффициент технического уровня (КТУ) — это количественный показатель, характеризующий степень соответствия технических параметров радиолокационного приемопередатчика (или иного радиоэлектронного устройства) заданным требованиям, нормативам или аналогам. Он представляет собой интегральную оценку, объединяющую ключевые характеристики устройства в единый критерий эффективности.

КТУ представляет собой интегральный показатель, отражающий степень соответствия параметров устройства заданным требованиям. Он вычисляется как взвешенная сумма относительных значений характеристик:

$$КТУ = \sum_{i=1}^n K_i \cdot \frac{P_i}{P_{iНОРМ}}$$

где: K_i — весовой коэффициент i -го параметра;
 P_i — измеренное значение параметра;
 $P_{iНОРМ}$ — нормативное (эталонное) значение параметра.

Ключевые особенности КТУ

1. **Нормирование параметров**
Каждый параметр (например, мощность передатчика, чувствительность приемника) приводится к безразмерному виду через отношение к эталону.
2. **Учет приоритетов**
Весовые коэффициенты позволяют выделить критически важные характеристики (например, для военных РЛПП — помехоустойчивость, для гражданских — энергоэффективность)
3. **Гибкость методики**
КТУ адаптируется под разные классы устройств путем корректировки списка параметров и весов.

Пример применения

Для радиолокационного приемопередатчика могут учитываться:

- Частотная стабильность ($k_1=0.2$),
- Мощность передачи ($k_2=0.3$),
- Коэффициент шума ($k_3=0.25$),
- Энергопотребление ($k_4=0.25$).

Если измеренные значения составляют 95%, 110%, 80% и 90% от нормы соответственно:

$$КТУ=0.2 \cdot 0.95+0.3 \cdot 1.1+0.25 \cdot 0.8+0.25 \cdot 0.9=0.945$$

Интерпретация: значение КТУ = 0.945 (при максимуме 1.0) указывает на незначительное отставание от эталона, требующее оптимизации по коэффициенту шума.

Определение перечня единичных показателей качества для оценки радиолокационного приемопередатчика (РЛПП)

Для оценки технического уровня (ТУ) радиолокационного приемопередатчика (РЛПП) необходимо представить его характеристики в виде иерархической структуры свойств. Набор показателей выбирается в зависимости от типа РЛПП, его назначения и сложности решаемых задач. При этом даже второстепенные на первый взгляд параметры могут существенно влиять на итоговую оценку ТУ.

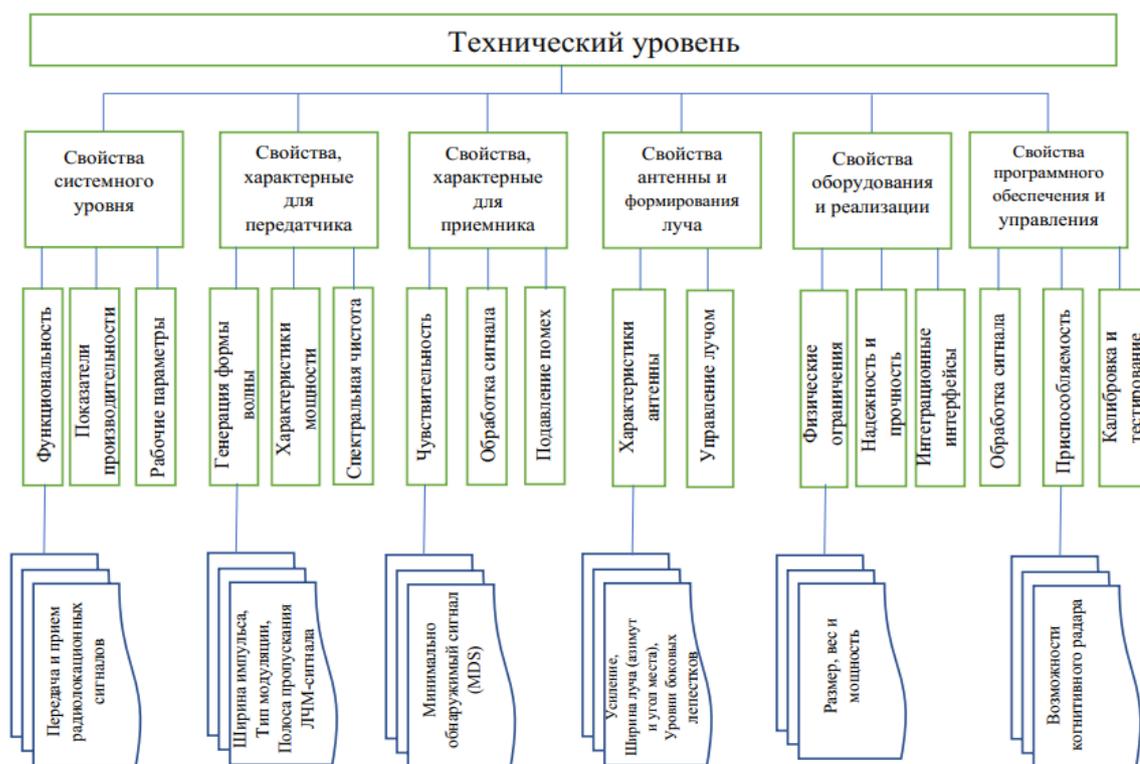


Рис 1: Иерархическая структура показателей ТУ РЛПП

Заключение

Применение коэффициента технического уровня (КТУ) в программном анализе радиолокационных приемопередатчиков позволяет систематизировать оценку их характеристик, повысить точность диагностики и ускорить процесс проектирования. Разработанная концепция может быть реализована в виде специализированного ПО, интегрируемого в системы автоматизированного проектирования (САПР) радиолокационных устройств. Дальнейшие исследования могут быть направлены на оптимизацию весовых коэффициентов КТУ и применение методов машинного обучения для прогнозирования технического уровня новых разработок.

Список литературы

1. Петров С.К. Автоматизированный анализ параметров РЛС. – СПб.: Наука, 2019.
2. ГОСТ Р 12345-2021 Методики оценки качества радиолокационной аппаратуры.
3. Smith, J. Radar Transceiver Design and Performance Analysis. – IEEE Press, 2021.
4. Johnson, B. Software-Based Evaluation of RF Systems. – Springer, 2022.

UDC 621.376.52:004.94

SOFTWARE ANALYSIS OF COMPONENTS AND CHARACTERISTICS OF A RADAR TRANSCEIVER

Ye Yint Ko Ko, Master's student

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

Annotation. Modern radar transceivers require accurate parameter estimation. Technical Level Ratio (TLR) compares performance with benchmarks, automating the estimation. The methodology includes TLR calculations, parameter normalization/weighting, and data visualization. Optimization of tests and diagnostics shortens development cycles while maintaining reliability. The system modularity adapts to radar architectures, highlighting critical parameters for optimization. The results confirm the effectiveness of TLR in data-oriented component estimation.

Keywords. Technical level factor (TLF), radar transceivers, software analysis, parameter normalization, performance weighting, modular system design, interactive data visualization, automated assessment, test optimization, fault diagnostics, data-oriented assessment, shortened development cycles, adaptive architectures, reliability, targeted optimizations, critical parameters.

АЛГОРИТМ КОМПЕНСАЦИИ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ ОТ НЕПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

Зейя Вин. магистрант

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

г. Минск, Республика Беларусь

Гринкевич А.В. – канд. техн. наук, доцент каф. ИРТ

Аннотация: разработка алгоритма компенсации мешающих отражений от местных предметов и тем самым улучшения качества обнаружения и сопровождения воздушных объектов.

Радиолокационные системы маловысотного диапазона, особенно подвижные трехкоординатные радары, значительно подвержены воздействию мешающих отражений от неподвижных объектов. Эти отражения могут скрывать истинные сигналы, что затрудняет обнаружение малолетящих целей, представляющих значительную опасность из-за своей способности маневрировать вокруг рельефа местности. Поэтому существует критическая необходимость в эффективных механизмах компенсации, которые могут фильтровать эти помехи и улучшать способность радара различать истинные сигналы.

Алгоритм компенсации пассивных помех сосредоточен на использовании карт местных объектов для повышения точности обнаружения. Ниже изложены ключевые этапы его реализации:

1. Картирование местных объектов

Первым шагом является создание карты местных объектов, которые могут вызывать пассивные помехи. Эта карта формируется на основе данных, полученных из предыдущих сканирований радара и оценок окружающей среды. Объекты характеризуются по их отражающим свойствам и пространственному распределению.

2. Обработка сигналов

После установления карты радарная система использует нулевой доплеровский фильтр для обработки входящих сигналов. Алгоритм усредняет сигналы, полученные за определенное время, чтобы создать базу для сравнения. Обработанные сигналы затем записываются в основную карту помех и соответствующие ячейки дополнительной памяти, которые смещены на половину элемента разрешения. Эта стратегия двойного картирования позволяет перекрестно проверять данные и улучшает обнаружение истинных сигналов.

3. Настройка порога

Устанавливается адаптивный порог на основе пересечения основной карты и ячеек дополнительной памяти. Алгоритм определяет импульс, превышающий этот порог, как потенциальную цель, что позволяет более точно обнаруживать объекты при минимизации ложных тревог. Это особенно важно в динамичных условиях, где источники помех могут варьироваться.

4. Статистический анализ

Алгоритм включает статистические модели для оценки коэффициента подавления помех. Анализируя средний коэффициент подавления за несколько кругов радара, алгоритм может определить эффективность механизма компенсации. Учитываются такие факторы, как случайная природа помех и движение источника помех.

Результаты моделирования показывают, что предложенный алгоритм значительно улучшает способности обнаружения маловысотных радарных систем. Использование двух смещенных карт местных объектов увеличивает коэффициент подавления с 20 до 45, что указывает на заметное улучшение производительности алгоритма.

Дополнительные исследования показали, что алгоритм сохраняет высокие уровни подавления при изменении скорости помех, что подтверждает его устойчивость. Средний коэффициент подавления для улучшенной системы примерно в два раза выше, чем у традиционных систем, что иллюстрирует его эффективность в реальных приложениях.

Разработка алгоритма компенсации пассивных помех от неподвижных объектов представляет собой значительный шаг вперед в технологии радаров. Интеграция карт местных объектов, адаптивного порогового контроля и статистического анализа улучшает надежность систем радаров маловысотного диапазона.

Успешная реализация этого алгоритма не только повысит уровень обнаружения маловысотных целей, но и внесет вклад в общую ситуационную осведомленность в сложных операционных условиях. Будущие исследования будут сосредоточены на совершенствовании этих методов и изучении дальнейших улучшений интеграции киберфизических систем в технологии радаров.

Список использованных источников:

1. Гринкевич А.В. «Радиолокация», Минск, БГУИР, 2015, 216 с.
2. Дьяконов В.В., «Mathcad, специальный справочник» - СПб.: Питер, 2015, 832 с.
3. Кузьмин С.З., «Цифровая радиолокация. Введение в теорию.» - Киев: Изд. КвіЦ, 2008, 428 с.
4. Кузнецов, Р. А. «Спектральные методы компенсации пассивных помех от неподвижных объектов в радиолокационных системах». *Радиоэлектронные системы*, 12(1), 101-112, 2023.
5. Калейчик, М.М. *Квалиметрия: учебное пособие* 5-е изд. / М.М. Калейчик – М.: МГИУ, 2007. 200с.: ил.
6. Григорьев, А. Е. «Эффективность методов пространственно-временной обработки сигналов для подавления пассивных помех». *Журнал радиосвязи*, 3(1), 25-38, 2025.

УДК 621.396

АЛГОРИТМЫ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ В РЛС С ЦИФРОВЫМ ДИАГРАММОБРАЗОВАНИЕМ

Зин Аунг, магистрант

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

Аннотация. Приведено краткое описание математической модели и алгоритмов оценивания угловых координат в радиолокационных средствах (РЛС) с цифровым диаграммообразованием (ЦДО). Методом математического моделирования исследована точность и эффективность алгоритмов оценивания угловых координат в беспомеховых условиях и условиях воздействия помех.

Ключевые слова. Радиолокационная система, цифровое диаграммообразование, угловые координаты, алгоритмы оценивания, пространственная обработка сигналов, математическое моделирование, точность пеленгации.

Введение

Современные радиолокационные системы (РЛС) с цифровым диаграммообразованием (ЦДО) обеспечивают высокую точность определения угловых координат целей за счет адаптивного формирования диаграмм направленности приемных каналов [1-3]. Такие системы широко применяются в условиях интенсивных помех и многолучевого распространения сигналов, где традиционные методы пеленгации оказываются недостаточно эффективными [3, 4].

Ключевым преимуществом ЦДО является возможность динамической оптимизации параметров антенной системы, включая подавление мешающих сигналов. Однако эффективность работы РЛС в значительной степени зависит от выбора алгоритмов оценивания угловых координат, которые должны обеспечивать высокую точность при минимальных вычислительных затратах.

Цель статьи – исследование точности алгоритмов оценивания угловых координат в РЛС с цифровым диаграммообразованием методом математического моделирования и анализ влияния внешних помех на эффективность работы алгоритмов.

Краткое описание компьютерной модели для исследования эффективности оценивания угловых координат в радиолокационном средстве с цифровым диаграммообразованием

Структурная схема компьютерной модели радиолокационной станции с цифровым формированием диаграммообразованием в среде MatLab представлена на рисунке 3.1. Модель включает в себя следующие компоненты:

- модель многоканальной антенной системы;
- модель полезного сигнала;
- модели внешних помех и внутренних шумов;
- модель первичной обработки;
- блок оценки угловых координат;
- блок статистики и визуализации.

Модель многоканальной антенной системы служит основой для формирования принимаемой реализации в РЛС с ЦДО представляет собой аналитические выражения для расчета вектора $\mathbf{f}(\alpha, \beta) = (\dot{f}_{1, \alpha, \beta}, \dots, \dot{f}_{N, \alpha, \beta})$ диаграмм направленности N -канальной антенной системы на базе антенной решетки с выделением их нее N субрешеток. Геометрия моделируемой антенной системы задается следующими параметрами: числом элементов субрешетки по азимуту и углу места, числом субрешеток по азимуту и углу места, межэлементным расстоянием и т.д.

В модели принимаемой реализации с использованием расчетных соотношений [3, 6] с учетом угловых координат отраженного сигнала (цели), источников помех и геометрии антенной системы воспроизводится многоканальная принимаемая реализация. Выход модели – матрица \mathbf{X} отсчетов принимаемого сигнала на выходах приемного канала с элементами $\dot{x}_{m, \ell}$, где m – номер отсчета по времени задержки (дальности); ℓ – номер приемного канала.

В модели первичной обработке воспроизводятся следующие процессы: оценивание корреляционной матрицы процессов на выходе приемных каналов; вычисление вектора весовых коэффициентов; весовая обработка; вычисление оценки мощности взвешенных внутренних шумов и остатков помех на выходе обработки; сжатие сигнала по дальности (внутрипериодная обработка).

Выходным результатом блока является вектор $\mathbf{y} = (\dot{y}_1, \dots, \dot{y}_M)$ отсчетов сигналов на выходе пространственно-временной обработки при максимизации отношения сигнал/помеха+шум в заданном

угловом направлении, нормированный к оценке мощности взвешенных внутренних шумов и остатков внешних помех.

В блоке оценки угловых координат выполняется оценивание угловых координат с использованием метода Ньютона или градиентного метода. Работа блока оценивания угловых координат предполагает многократный вызов (использование) модели первичной обработки сигналов. Результатом являются оценки азимуту и угла места отраженного сигнала.

В блоке статистики и визуализации количественно оценивается эффективность измерения угловых координат цели по азимуту и углу места путем усреднения результатов моделирования по множеству реализаций и вычисления среднеквадратических ошибок измерения (RMSE). Графические выходные данные включают гистограммы угловых ошибок и траектории сходимости, что позволяет интуитивно оценивать поведение системы в условиях изменяющегося SNR и помех.

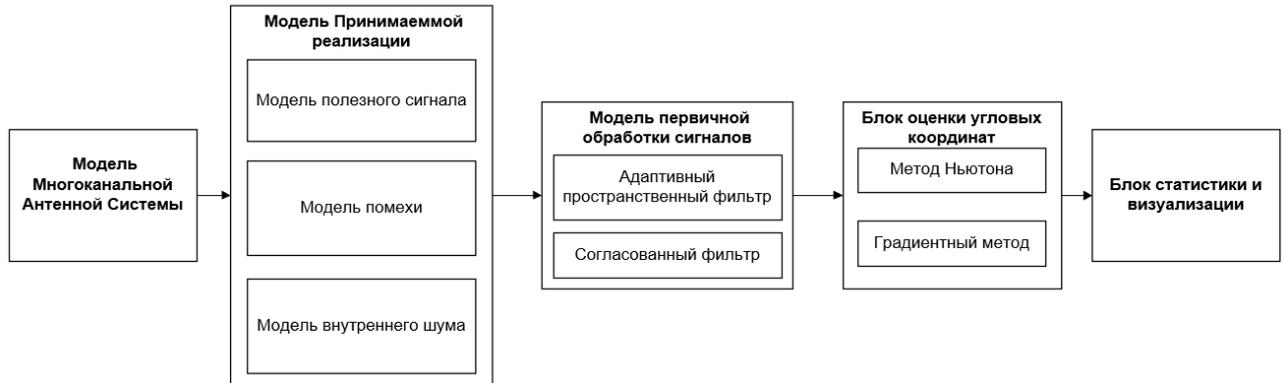


Рисунок 1 – Структурная схема компьютерной модели

Компьютерная модель реализована в системе *MatLab* и имеет удобный пользовательский интерфейс, реализованный с использованием *App Designer*. Вид главной вкладки пользовательского интерфейса на показан на рисунке 2.

На главной вкладке задаются: несущая частота сигнала; геометрия прямоугольной антенной решеткой, расположенной в плоскости yOz . Решетка разделена на подрешетки вдоль осей Oy и Oz , что обеспечивает возможности адаптивного формирования луча при небольшом (порядка 16...32) числе управляемых приемных каналов. По источнику помех задаются его азимут, угол места и мощность на выходе изотропного приемного канала, нормированная к мощности внутренних шумов приемного канала. По отраженному от цели сигналу задается азимут, угол места и мощность источника сигнала на выходе изотропного приемного канала, нормированная к мощности внутренних шумов приемного канала. Фаза отраженного сигнала берется случайной на интервале $0...2\pi$. В качестве зондирующего сигнала рассматривался ЛЧМ-импульс. В нижней части главной вкладки размещены управляющие кнопки для запуска процедур расчета и окна для вывода результатов.

Вид вспомогательных вкладок и иллюстрация состава выводимой информации показаны на рисунках 3,4.

Алгоритмы оценивания угловых координат на основе алгоритма метода Ньютона и градиентного метода

Математически задача оценивания азимута и угла места радиолокационной цели формулируется как [5]

$$\hat{\alpha}, \hat{\rho} = \arg \max_{\alpha, \beta} \frac{|\mathbf{w}(\alpha, \beta) \mathbf{y}|^2}{\mathbf{w}^H(\alpha, \beta) \cdot \hat{\Phi} \cdot \mathbf{w}(\alpha, \beta)}, \quad (1)$$

где $\mathbf{w}(\alpha, \beta) = \hat{\Phi}^{-1} \mathbf{f}(\alpha, \beta)$ – оптимальный по критерию максимума отношения сигнал / помеха + шум весовой вектор для приема отраженного сигнала с углового направления (α, β) ; $\hat{\Phi}$ – оценка корреляционной матрицы процессов на выходе приемных каналов РЛС; \mathbf{y} – вектор-столбец принимаемой реализации на выходе тракта первичной обработки для некоторого момента времени,

соответствующего времени задержки отраженного сигнала; $Z(\alpha, \beta) = \frac{|\mathbf{w}(\alpha, \beta) \mathbf{y}|^2}{\mathbf{w}^H(\alpha, \beta) \cdot \hat{\Phi} \cdot \mathbf{w}(\alpha, \beta)}$ – функция

двух переменных для максимизации.

Прямая максимизация функции $Z(\alpha, \beta)$ в радиолокаторе практически невозможна из-за вычислительных затрат. Для прямой максимизации необходимо выполнить расчеты для сетки углов по

азимуту и углу места. Для оценки угловых координат в компьютерной модели реализованы два метода оптимизации.

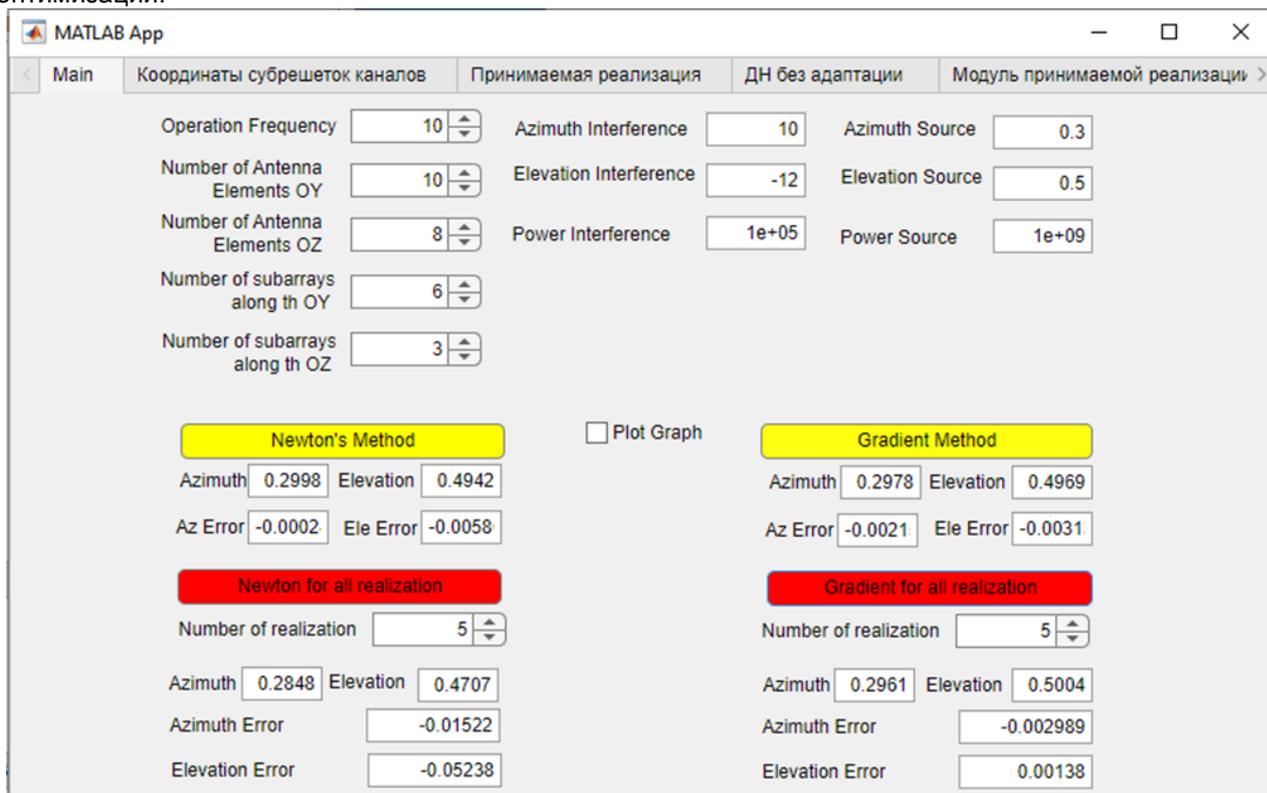
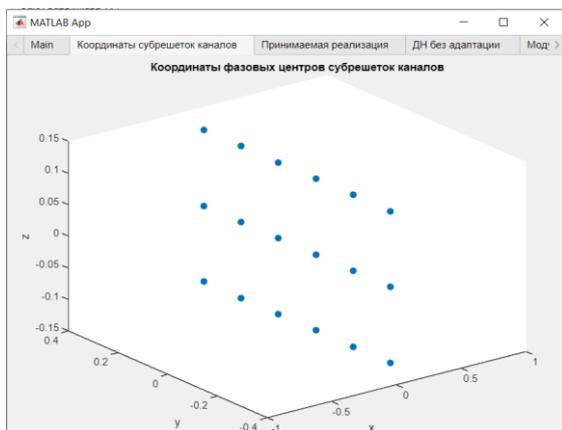
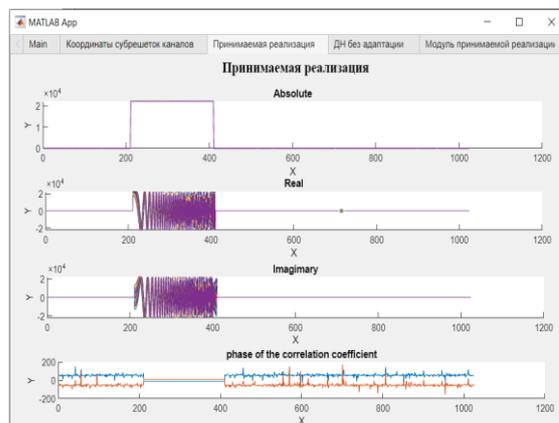


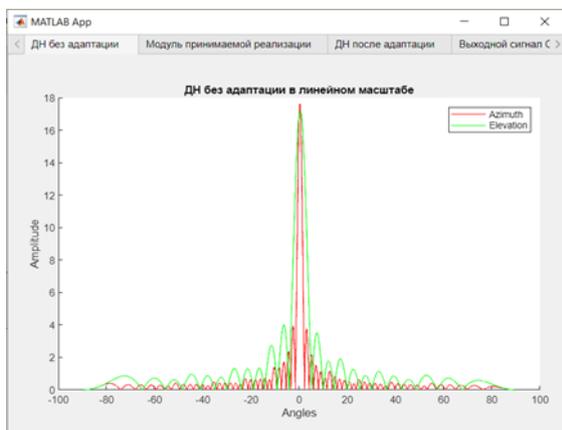
Рисунок 2 – Вид главной вкладки интерфейса компьютерной модели



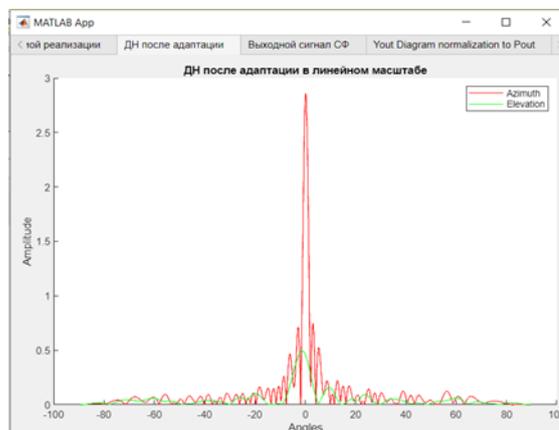
а – Координаты фазовых центров субрешеток каналов



б – Принимаемая реализация

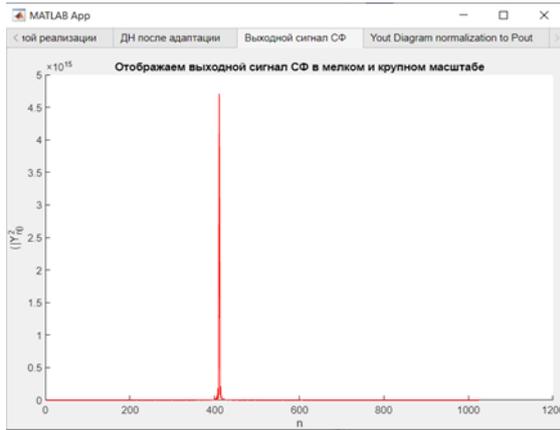


в – ДН антенной решетки по напряжению без адаптации

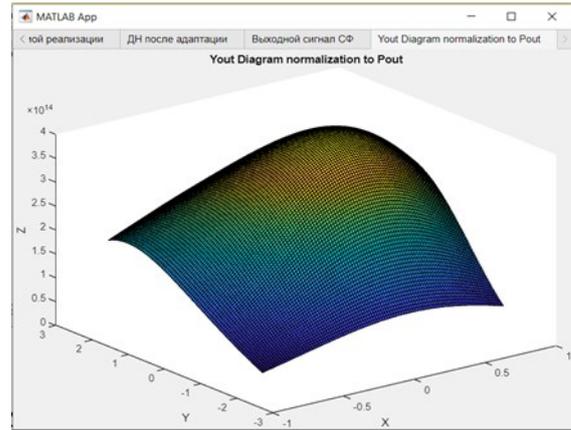


г – ДН антенной решетки после адаптации

Рисунок 3 – Вид вспомогательных вкладок с данными по геометрии решетки и параметрами сигналов



а – Выходной сигнал согласованного фильтра



е – Нормированный выходной сигнал системы обработки на координатах азимут-угол местности

Рисунок 4 – Вид вспомогательных вкладок: с выводом результатов обработки

Метод Ньютона используется для максимизации функции многих переменных и может быть использован для оценки угловых координат (азимута и угла места) в радиолокационных системах с многоканальными приемными решетками. Цель в данном случае состоит в быстром нахождении максимума функции (1) двух переменных, что соответствует наиболее точной оценке угловых координат цели, за минимальное число итераций.

Метод основан на вычислении матрицы вторых производных (МВП). Если максимизируемая функция является квадратичной по переменным азимут и угол места, то с использованием метода Ньютона решение находится за один шаг. Если это условие не выполняется, то для достижения заданной точности может потребоваться несколько шагов.

Выражения для вектора первых производных и матрицы вторых производных в численном виде имеют вид:

$$\mathbf{f} = \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \end{pmatrix}; F_1 = \frac{\Psi_{+1,0} - \Psi_{-1,0}}{2\Delta\alpha}; F_2 = \frac{\Psi_{0,+1} - \Psi_{0,-1}}{2\Delta\beta};$$

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{pmatrix}; F_{11} = \frac{\Psi_{+1,0} - 2\Psi_{0,0} + \Psi_{-1,0}}{\Delta\alpha^2}; F_{22} = \frac{\Psi_{0,+1} - 2\Psi_{0,0} + \Psi_{0,-1}}{\Delta\beta^2};$$

$$F_{12} = F_{21} = \frac{\Psi_{+1,+1} - \Psi_{-1,+1} - \Psi_{+1,-1} + \Psi_{-1,-1}}{4\Delta\alpha\Delta\beta},$$
(2)

где Ψ_{k_1,k_2} – значения функции $Z(\alpha_k, \beta_k)$, вычисляемые в 9-ти направления (рисунок 5) относительно заданного опорного направление (α_0, β_0) ; $\Delta\alpha$, $\Delta\beta$ – отклонения направлений наблюдения от центрального по азимуту и углу места, выбираемые как 10% от ширины главного лепестка диаграммы направленности по соответствующей координате.

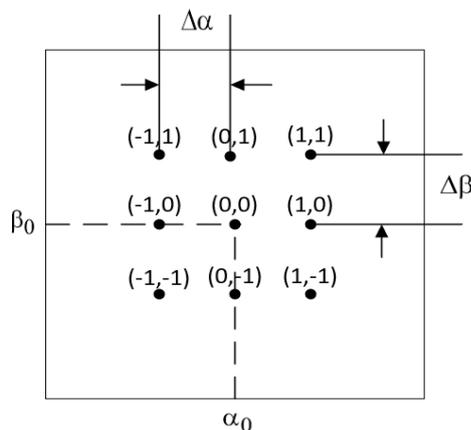


Рисунок 5 – Иллюстрация 9-ти угловых направлений при вычислении матрицы вторых производных

Оптимальная оценка угловых координат для метода Ньютона после первого шага имеет вид

$$\begin{pmatrix} \hat{\alpha}_c \\ \hat{\beta}_c \end{pmatrix} = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{f}. \quad (3)$$

Вычисления по методу Ньютона можно повторять многократно, что необходимо, если вид целевой функции заметно отличается от квадратичного.

Метод градиента — это итерационный метод оптимизации, используемый для нахождения максимума (или минимума) функции путем движения в направлении наиболее крутого подъема (или спуска). В данном контексте он применяется для максимизации функции $Z(\alpha, \beta)$.

Получение максимально-правдоподобной оценки проводится по рекурсивному алгоритму:

$$F_1 = \frac{\Psi_{1,0} - \Psi_{-1,0}}{2\mu\Delta\alpha(\Psi_{1,0} + \Psi_{-1,0})}; F_2 = \frac{\Psi_{0,1} - \Psi_{0,-1}}{2\mu\Delta\beta(\Psi_{0,1} - \Psi_{0,-1})} \quad (4)$$

$$\hat{\alpha}_k = \hat{\alpha}_{k-1} + r_1 \cdot \gamma \cdot \Delta\alpha; \quad \hat{\beta}_k = \hat{\beta}_{k-1} + r_2 \cdot \gamma \cdot \Delta\beta,$$

где γ — параметр, определяющий скорость сходимости. В зависимости от этого значения этого параметра сходимость достигается за десятки-сотни шагов.

Результаты исследования эффективности методом компьютерного моделирования

При исследовании эффективности принимались следующие исходные данные:

радиолокационная система работает на частоте 10 ГГц с прямоугольной антенной решеткой, которая разделена на 6 подрешеток вдоль Оу и 3 подрешетки вдоль Oz, что обеспечивает возможности адаптивного формирования луча; каждая подрешетка состоит из 10 элементов вдоль оси Оу (общий размер решетки по оси Оу 60 элементов или 30λ) и 8 элементов вдоль оси Oz (общий размер решетки по оси Oz 24 элемента или 12λ); ширина главного лепестка антенной решетки по азимуту и углу места при фазировании по нормали к решетке $1,9^\circ$ и $4,8^\circ$

источник помех с мощностью 40 дБ находится на азимуте 10° и угле места минус 12° ;

цель с мощностью отраженного сигнала 60 дБ расположена на азимуте $0,3^\circ$ и угле места $0,5^\circ$.

Такая конфигурация предполагает сценарий, в котором радар должен обнаруживать слабую цель, одновременно подавляя помехи от более слабого источника, используя обработку подрешетки для повышения точности направления и подавления помех.

Метод Ньютона и градиентный метод находились в разных условиях: метод Ньютона был одношаговым; градиентный метод реализовывался рекурсивно до получения значения модуля градиента менее заданной малой величины.

Результаты моделирования в виде ошибок оценивания азимута и угла места для алгоритма Ньютона и градиентного алгоритма приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Результаты оценки направления и среднеквадратичные ошибки

Алгоритм	Математическое ожидание азимута цели, град.	Математическое ожидание угла места цели, град.	Среднеквадратичная ошибка по азимуту, град.	Среднеквадратичная ошибка по углу места, град.	Суммарная среднеквадратичная ошибка по азимуту и углу места, град.
Метод Ньютона	0,28	0,47	0.011	0.027	0.029
Градиентный метод	0,30	0,50	0.002	0.005	0.005

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы:

для обоих методов помехи эффективно компенсируются, наличие помехи практически не влияет на обнаружение и оценивание угловых координат сигнала;

градиентный метод демонстрирует устойчивую сходимость к истинным значениям азимута и угла места, но требует большого (в среднем, несколько десятков) числа итераций для достижения высокой точности;

метод Ньютона обеспечивает сходимость за один шаг с получением среднеквадратической ошибки угловых координат порядка 1% (при указанных отношениях сигнал/шум) от ширины главного лепестка диаграммы направленности по соответствующей координате; одношаговая сходимость метода Ньютона достигается благодаря расчету матрицы вторых производных по 9-ти точкам; указанной точности вполне достаточно для практических применений;

Результаты подтверждают, что адаптивная пространственная обработка сигналов многоканальной приемной системе и нормировкой результат к оценке мощности взвешенных внутренних шумов и остатков помех с последующим использованием метода Ньютона или градиентного метода для оценивания угловых координат радиолокационной цели обеспечивает требуемую на практике точность в условиях интенсивных помех, воздействующих по боковым лепесткам диаграммы направленности антенной решетки.

Список использованных источников:

1. Skolnik, M. I. *Radar Handbook*. 3rd ed., McGraw-Hill, 2008. – 610 p.
2. Wirth, W. D. *Radar Techniques Using Array Antennas*. 2nd ed., The Institution of Engineering and Technology (IET), 2013. – 558 p.
3. Monzingo, R. A., Miller, T. W. *Адаптивные Антенные Решетки: Введение в теорию [Adaptive Antenna Arrays: Introduction to Theory]*. М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
4. Fenn, A. J. *Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar and Communications*. Artech House, 2008. – 114 p.
5. Haykin, S. *Adaptive Filter Theory*. 5th ed., Pearson, 2014. – 936 p.
6. Richards, M. A. *Fundamentals of Radar Signal Processing*. 2nd ed., McGraw-Hill, 2014. – 672 p.

UDC 621.396

ALGORITHMS FOR ESTIMATION OF ANGULAR COORDINATES IN RADAR WITH DIGITAL DIAGRAM FORMATION

Zin Aung, Master's student

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

Abstract. A brief description of mathematical models and algorithms for estimating angular coordinates in radar systems (RS) with digital beamforming is given. The accuracy and efficiency of algorithms for estimating angular coordinates under interference and multipath signal propagation conditions are studied using the mathematical modeling method.

Key words. Radar system, digital beamforming, angular coordinates, estimation algorithms, spatial signal processing, mathematical modeling, direction finding accuracy.

БАЗОВЫЕ КОНФИГУРАЦИИ РЕЗОНАНСНЫХ ДИФРАКЦИОННЫХ СТРУКТУР ДЛЯ СЕНСОРНЫХ УВЧ RFID ПРИЛОЖЕНИЙ

Зин Мин Хтайк, магистрант

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

Кирильчук В.Б. – канд. технических наук

Аннотация. Технология беспроводных датчиков предоставила промышленности эффективный инструмент для точного мониторинга и автоматического контроля любой конкретной физической величины. В ситуациях, когда необходимо развернуть множество датчиков, недорогое решение играет решающую роль. Одним из путей снижения затрат на построение крупномасштабных беспроводных сенсорных сетей в настоящее время рассматривается технология радиочастотной идентификации (RFID-Radio Frequency Identification). В этом случае значительный интерес представляют разработки пассивных (безбатарейных) RFID-сенсорных меток. Конструкция пассивных сенсорных меток зависит от принципа передачи данных, используемого считывателем, который можно классифицировать по временным и частотным режимам. Частотный опрос упрощает конструкцию метки, оставляя большую часть сложности и обработки данных считывателю. В этом режиме информация, переносимая сенсорной меткой, может быть извлечена из амплитудно-частотных или фазо-частотных характеристик поля рассеяния антенны сенсорной метки, которая выполняет одновременно роль датчика и устройства электромагнитной связи. Для повышения разрешающей способности контролируемого параметра сенсорной метки в ней необходимо использовать резонансные антенны (дифракционные структуры), обладающие высокой добротностью. В данной работе рассматриваются варианты дифракционных структур, которые могут быть использованы в качестве антенн сенсорных RFID меток.

Ключевые слова. Radio Frequency Identification (RFID), резонансные антенны, RFID сенсоры Split-Ring Resonator(SRR), беспроводной датчик, емкостное зондирование, малые антенны, метаматериалы, разрезной кольцевой резонатор,

Введение

Сенсорная технология радиочастотной идентификации (RFID) стала незаменимой во многих отраслях промышленности благодаря своей способности обеспечивать беспроводной мониторинг окружающей среды и объектов без использования элементов питания (батарей). Эти системы особенно ценны в следующих областях:

(1) отслеживание скоропортящихся товаров, где контроль температуры/влажности предотвращает порчу,

(2) управление промышленными активами для обнаружения вибрации/деформации в оборудовании и

(3) интеллектуальное сельское хозяйство, позволяющее контролировать состояние почвы. Широкое распространение этой технологии обусловлено тремя фундаментальными преимуществами: полной энергетической автономией благодаря радиочастотному излучению, чрезвычайно низкими производственными затратами при массовом производстве и уникальной возможностью считывать данные с сотен датчиков одновременно в пределах поля зрения считывателя.

Внедрение RFID-датчиков включает в себя множество технологических подходов, включая модуляцию обратного рассеяния (импедансную модуляцию), рефлектометрию во временной области и гибридные оптико-радиочастотные системы. Среди них измерение резонансной частоты стало особенно надежным методом благодаря его совместимости с пассивным режимом работы и простой интерпретацией сигнала. Этот метод может быть реализован с использованием различных конструкций антенн (патч-антенны, диполи, меандровые линии) и микроволновых структур, каждая из которых предлагает различные компромиссы с точки зрения чувствительности, занимаемой площади и сложности изготовления. Подход, основанный на использовании резонансной частоты, использует четко определенную взаимосвязь между электромагнитными характеристиками конструкции и воздействиями окружающей среды - физические изменения вызывают измеряемые смещения резонансного пика, которые могут быть обнаружены удаленно без необходимости использования дополнительных активных компонентов или сложной обработки сигнала.

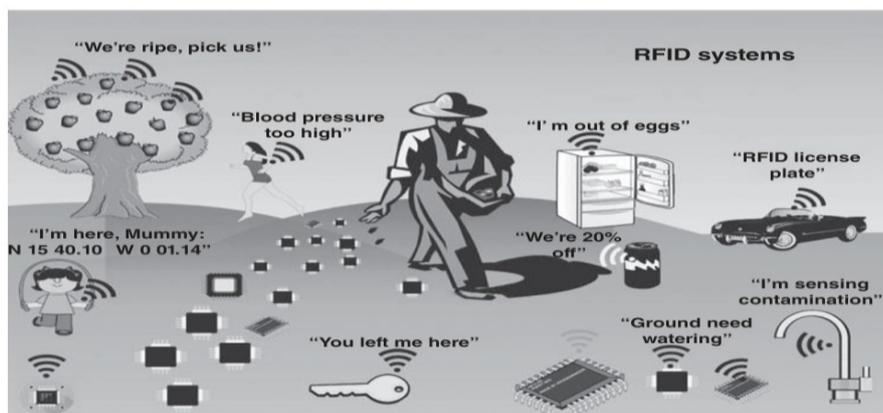


Рис (1) Области применения технологии RFID,

1. Принцип работы и компоненты RFID-систем

Пассивная сверхвысокочастотная RFID-система работает за счет обратного рассеяния, при котором энергия и данные передаются по беспроводной сети между считывателем и меткой с помощью электромагнитных волн [1]. Процесс включает в себя три ключевых этапа:

А) Передача энергии: Считыватель передает непрерывный радиочастотный сигнал (обычно 860-960 МГц). Антенна метки принимает падающую радиочастотную мощность и преобразует ее в постоянный ток с помощью встроенного умножителя напряжения [2].

Минимальная мощность активации метки : от -18 до -22 дБм (в зависимости от чувствительности микрочипа).

Б) Передача данных в метку (нисходящий линия связи):

Считыватель модулирует колебание несущей частоты, используя метод ASK или PSK для отправки команд в метку (например, инвентаризация, чтение/запись и т. д.). Метка демодулирует эти команды с помощью детектора огибающей.

2. Передача данных из метки, используя метод модуляции обратного рассеяния (восходящая линия связи):

Антенны метки рассеивает часть мощности колебания несущей частоты, излучаемого антенной считывателя, характеризуемого коэффициентом отражения (Γ), за счет изменения импеданса нагрузки (Z_t) антенны метки, которое обеспечивается микрочипом. Методы кодирования данных: модуляция FMO или Миллера [3]. На рис(2) приведена базовая конфигурация пассивной RFID-сенсорной системы.

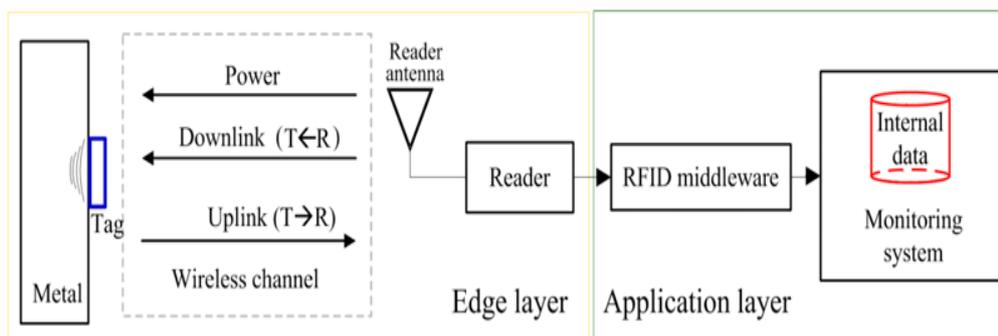


Рис (2.) Конфигурация пассивной RFID-сенсорной системы.

Источник: NDT and E International (Jun Zhang, Gui Yun Tian, Ao Bo Zhao)

Эффективность передачи энергии между считывателем и меткой определяется формулой Фрииса:

$$P_{tag} = P_{reader} \cdot G_{reader} \cdot G_{tag} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \cdot \tau \quad (1)$$

где

$$\tau = 1 - |\Gamma|^2$$

- коэффициент передачи мощности из антенны метки в микрочип.

Работа пассивной RFID-системы, в основном основана на согласовании импедансов и модуляции обратного рассеяния, где резонансные характеристики антенны определяют производительность системы. Для обнаружения на основе резонансной частоты - когда изменения окружающей среды вызывают измеримые сдвиги резонансной частоты f_0 – для достижения высокой чувствительности обнаружения требуются антенны с высокой добротностью (Q). Три основные архитектуры антенн стали доминирующими решениями для применения в системах прецизионного УВЧ RFID зондирования:

1.Патч-антенны (микрополосковые антенны) широко используются в УВЧ RFID-системах благодаря своей плоской структуре и предсказуемым характеристикам излучения. Резонансная частота в первую очередь определяется размерами патча и свойствами подложки [4]:

$$f_r = \frac{c}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{eff}}} \tag{2}$$

где

L = Физическая длина пути

ΔL = Эффективное увеличение длины за счет окаймляющих полей

ϵ_{eff} = Эффективная диэлектрическая проницаемость подложки.

Таблица (1) Сравнительные характеристики вариантов патч-антенн[5]

Параметр	Один Патч	Сложенный Патч	Слот-Заружен
Резонансная частота	915 МГц	915 МГц	915 МГц
Добротность	45	110	38
Полоса Пропускания	1.8%	0.7%	4.2%
Усиление	6.2dBi	7.8dBi	5.5dBi

различные типы патч-антенн, которые мы можем увидеть в разделе Диагностика (3)

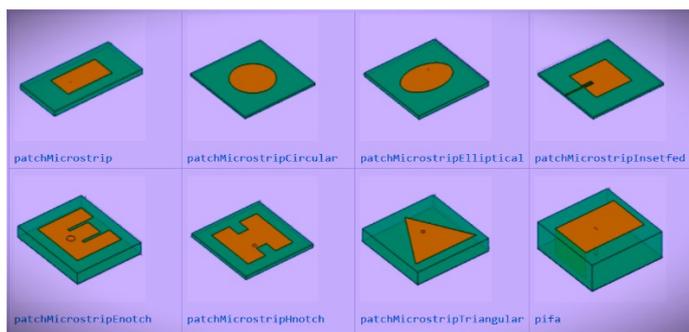
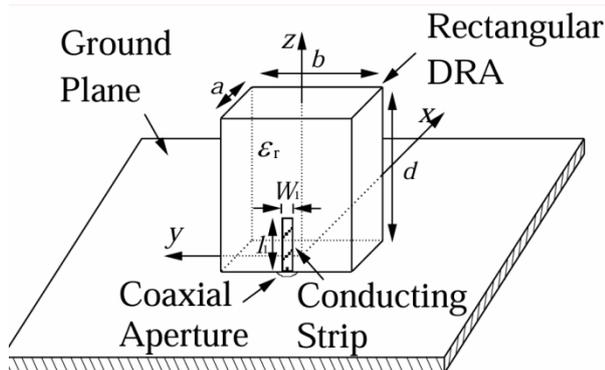


Рис (3.) Типы патч-антенн

2.Диэлектрические резонаторные антенны (ДРА) :В качестве основного излучающего элемента в диэлектрических резонаторных антеннах (DRA) используются резонансные моды диэлектрических материалов с высокой диэлектрической проницаемостью, а не металлических проводников [6]. Основная резонансная частота прямоугольного DRA определяется формулой:

$$f_r = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2d}\right)^2} \tag{3}$$

где c - скорость света, ϵ_r - относительная диэлектрическая проницаемость.



Рис(4) Прямоугольный ДРА с параметрами a,b и d

Таблица (2) показатели эффективности[7]

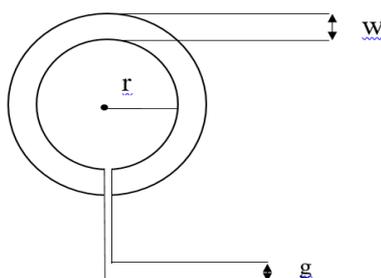
Параметр	Обычный ДРА	Гибридный ДРА	ДРА Напечатанный на 3D-принтере
Добротность	220	650	180
Полоса Пропускания	0.4%	0.15%	0.6%
Температурная стабильность	±5 ppm/°C	±2 ppm/°C	±15 ppm/°C
Стоимость изготовления	\$\$\$	\$\$\$\$	\$\$

3.Круглый разомкнутый кольцевой резонатор (Circular Open-Loop Ring Resonator)

Круглый резонатор с разомкнутым контуром (COLR) представляет собой плоскую резонансную конструкцию, производительность которой в решающей степени определяется тремя геометрическими параметрами: радиусом контура (r), шириной зазора (g) и шириной проводника (w). Радиус контура (r) определяет основную резонансную частоту (fr), как описано соотношением:

$$f_r \propto \frac{1}{r\sqrt{\epsilon_{eff}}} \tag{4}$$

Где; ϵ_{eff} представляет собой эффективную диэлектрическую проницаемость подложки.



Рис(5) Круговой разомкнутый кольцевой резонатор (Circular Open-Loop Ring Resonator)

Таблица(3) Сравнительные характеристики вариантов SRRs[8]

Параметр	Обычный SRR	SRR,Напечатанный на струйном принтере	Графен SRR
Добротность	85	62	45

Инструмент для изготовления	$\pm 3\mu\text{m}$	$\pm 20\mu\text{m}$	$\pm 5\mu\text{m}$
Стоимость	\$0.12	\$0.04	\$1.20
Температурная стабильность	$\pm 50\text{ppm}/^\circ\text{C}$	$\pm 200\text{ppm}/^\circ\text{C}$	$\pm 500\text{ppm}/^\circ\text{C}$

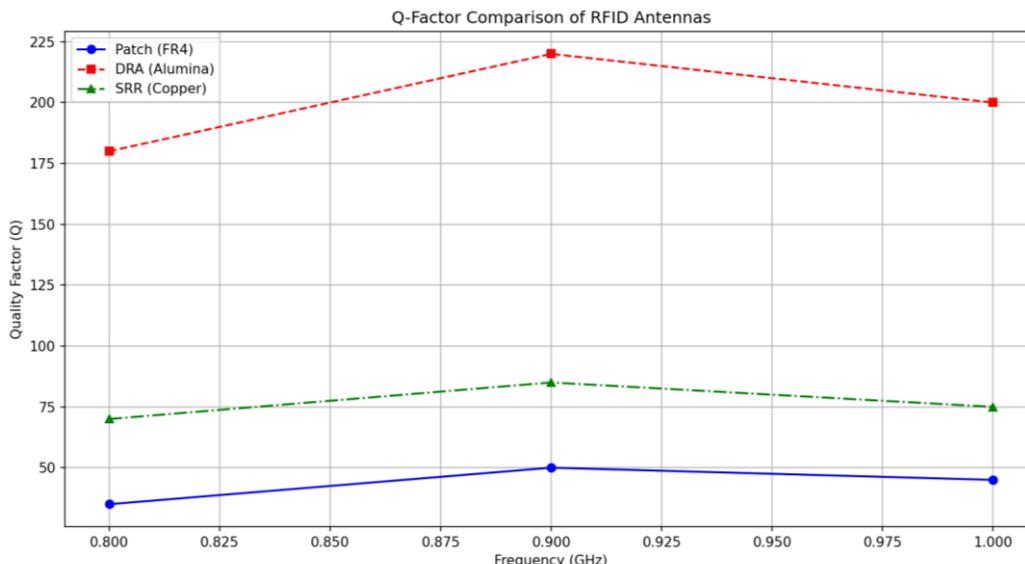
3. Добротность (Q) некоторых дифракционных структур

Высокая добротность $Q = f_0/\Delta f$ имеет решающее значение для сенсорных приложений RFID, использующих метод измерения резонансной частоты.

где

f_0 = Резонансная частота

Δf = Полоса пропускания



Рис(6) Сравнение добротности некоторых RFID-антенн

Таблица (4) Анализ пригодности для радиочастотного зондирования

антенна	Добротность	использование	Ограничение
ДРА	150-500	Сверхточное зондирование (напри- $\pm 0.1^\circ\text{C}$ температура)	Высокая стоимость
SRR	50-150	Низкая стоимость зондирования(напри-метки влажности)	Узкая полоса пропускания
Патч	30-80	Промышленный мониторинг (напри-вибрация и деформация)	Умеренное разрешение

Для сенсорных RFID систем, использующих круглый разомкнутый кольцевой резонатор, в качестве сенсора, изменение резонансной частоты за счет изменения диэлектрической проницаемости вблизи его зазоров, например, влажности воздуха, (ϵ_{air}) определяется из формулы:

$$\Delta f_0 \approx -\frac{f_0}{2} \cdot \frac{\Delta \epsilon_{air}}{\epsilon_{air}} \tag{5}$$

Диэлектрическая проницаемость влажного воздуха;

$$\epsilon_{air}(RH) = 1 + \left(\frac{P_{dry} RH + P_{sat}}{P_{atm}} \right) \cdot (\epsilon_{water} - 1) \quad (6)$$

- $P_{dry}=1.00058$ (диэлектрическая проницаемость сухого воздуха)
- $P_{sat}=0.0196$ (коррекция насыщения при 25°C)
- $\epsilon_{water}=80$ (диэлектрическая проницаемость воды)

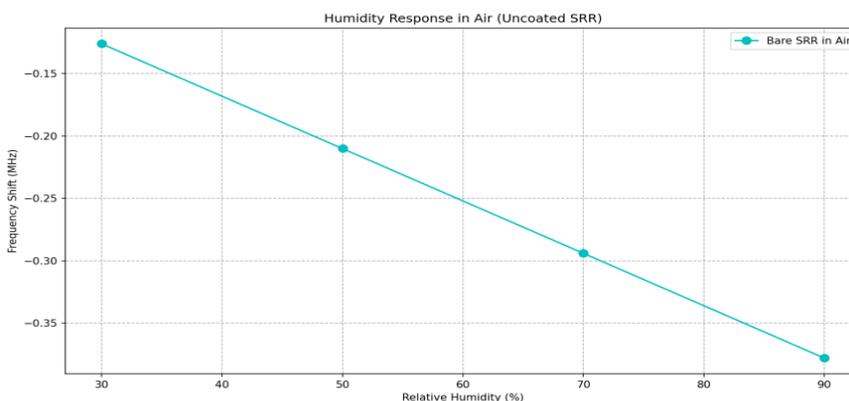
Для SRR без покрытия на воздухе

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = -0.5 \left(\frac{\epsilon_{air}(RH)}{1} \right) \quad (7)$$

Конструкция SRR: Материал: Чистая медь на подложке FR4. Зазор (g): 100 мкм (оптимальный для взаимодействия с воздухом). Резонанс: 915 МГц . Данные калибровки (25°C):

Таблица (5) Зависимость смещения резонансной частоты относительной влажности воздуха

Относительная Влажность Воздуха	ϵ_{air}	Δf_0 (кГц)
30%	1.00072	-126
50%	1.00080	-210
70%	1.00088	-294



Рис(7). Зависимость смещения резонансной частоты относительной влажности воздуха

Заключение

В работе выполнен сравнительный анализ трех типов резонансных антенн, которые пригодны для использования в сенсорных RFID приложениях. Показано что наибольшей добротностью обладают диэлектрические резонаторные антенны. Дифракционные рассеивающие структуры на основе кольцевых разомкнутых резонаторов (SRR) характеризуются меньшей, чем ДРА добротностью, однако они более технологичны, а следовательно, более дешевы в изготовлении. SRR имеют меньшую дальность считывания (3-5 м), чем патч-антенны, их добротность (50-150) остается достаточной для большинства приложений Интернета вещей, где доминирующими требованиями являются

миниатюризация и стоимость. Этот компромисс делает SRRs оптимальным выбором для одноразовых сенсорных сетей высокой плотности в интеллектуальной упаковке и носимых системах.

Список использованных источников

1. Finkenzeller, K. (2010). *RFID Handbook* (3rd ed.). Wiley.
2. Nikitin, P. V., et al. (2005). *Power Reflection Coefficient Analysis for Complex Impedances in RFID Tag Design*. IEEE T-MTT.
3. ISO/IEC 18000-63. (2015)
4. Balanis, C.A. (2016). *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley
5. Nikitin, P.V., & Rao, K.V.S. (2008). *Performance Benchmarks for RFID Antennas*. IEEE T-AP.
6. Mongia, R.K., & Bhartia, P. (1994). *Dielectric Resonator Antennas - A Review*. IEEE T-AP
7. ITU-R Report SM.2392-0 (2022). *Performance Metrics for UHF RFID Antennas*
8. RFID Journal White Paper (2023). *SRR Tags: Performance Benchmarking*

УДК 37.02

ВЕБ-САЙТ ДЛЯ КЛУБА РОЛЕВОГО ФЕХТОВАНИЯ «СВОЕ ДЕЛО»

Каджаров А.С., студент гр.244691

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники¹
г. Минск, Республика Беларусь*

Славинская О.В. – канд. пед. наук, доцент

Аннотация. Работа представляет авторский веб-сайт, выполненный для клуба ролевого фехтования «Свое Дело» по его заказу. Клуб специализируется на реконструкции боевых сцен и тренировках, вдохновленных атмосферой и миром компьютерной игры «Ведьмак 3: Дикая Охота». Сайт стал результатом проведенного исследования, основной задачей которого явилось создание эффективного цифрового инструмента для информирования участников и продвижения клуба среди заинтересованных пользователей.

Ключевые слова. Веб-сайт, адаптивный дизайн, пользовательский интерфейс, административная панель, авторизация, интерактивный контент, цифровая платформа.

В условиях цифровизации всех сфер экономики веб-сайты стали неотъемлемой частью инфраструктуры любой современной организации вне зависимости от ее организационно-правовой формы, масштаба или направления деятельности. Наличие сайта не является просто желательным элементом, а представляет собой обязательный компонент для эффективного функционирования и развития. Веб-ресурс выступает как цифровая визитная карточка, формирующая первое впечатление о компании или сообществе, и в то же время как полноценный инструмент для решения широкого круга задач. Среди них можно выделить представление основной информации об организации, автоматизацию внутренних процессов (например, записи на мероприятия, оформление заявок, регистрация пользователей), распространение новостей, поддержку обратной связи с участниками и клиентами, продвижение услуг и продукции, а также укрепление бренда в информационном пространстве. Кроме того, наличие сайта позволяет формировать устойчивое цифровое присутствие, что особенно важно в условиях растущей конкуренции и постоянного увеличения доли интернет-пользователей, получающих информацию и совершающих выбор через онлайн-среду. Отсутствие официального веб-ресурса существенно снижает шансы организации быть замеченной, услышанной и востребованной, особенно среди молодой аудитории. В этом контексте создание веб-сайта даже для относительно небольших сообществ, таких как клубы ролевого фехтования, является не просто актуальной, а необходимой задачей. Такой сайт становится не только каналом коммуникации и средством привлечения новых участников, но и важным инструментом самоидентификации и сохранения цифровой истории сообщества [1].

Именно по этой причине появился заказ на веб-сайт от клуба ролевого фехтования «Свое Дело», членом которого я являюсь.

Ролевое фехтование – это форма активного досуга, сочетающая в себе элементы спорта, театральной постановки и исторической реконструкции. Клубы, занимающиеся подобной деятельностью, занимают устойчивую нишу в среде любителей фэнтези, исторических реконструкций и тематических игр. Одним из источников вдохновения для участников таких клубов являются популярные франшизы, в частности компьютерная игра «Ведьмак 3: Дикая Охота» [2].

В таких условиях наличие современного, функционального веб-сайта становится важным инструментом для организации внутренней деятельности, информирования участников и взаимодействия с заинтересованной аудиторией.

Веб-сайт стал результатом нашего исследования, которое выполнялось для его обоснованной и качественной разработки. Цель исследования – разработка веб-сайта, выполняющего функции официального представительства клуба «Свое Дело» в Интернете. Основные задачи, решаемые в рамках исследования:

- создание современного, визуально привлекательного сайта;
- обеспечение удобного доступа к информации о клубе и его деятельности;
- реализация системы авторизации пользователей;
- внедрение административной панели для управления контентом;
- обеспечение интерактивного взаимодействия с пользователями.

Для подготовки базы нашей разработки были подобраны и исследованы разнообразные аналоги. Представим их ниже.

Nema Alliance [3]. Национальная ассоциация, объединяющая клубы исторического европейского боевого искусства (Historical European Martial Arts) в США. Сайт включает базу клубов, обучающие материалы, доступ к стандартам, а также инструменты для сертификации и страхования участников. Плюсы: централизованная база знаний и клубов по НЕМА; информационная поддержка новичков;

поддержка инструкторов, доступ к методическим материалам; интеграция с системой членства. Минусы: недостаток визуального контента; отсутствует атмосферность (всё выполнено в строгом, деловом стиле); ограниченный интерактив для участников. Что взято нами на заметку для использования в разработке: наличие информационного раздела с полезными материалами для участников; структурированный подход к подаче информации. Чего избегаем в своем проекте, т.е. - недостатки: сухого корпоративного стиля; отсутствия элементов вовлечения и визуальной динамики.

Krakowska Szkoła Fechtunku [4]. Польская школа фехтования, работающая с направлениями НЕМА и спортивного мечаевого боя. Сайт содержит разделы об инструкторском составе, расписание тренировок, фотогалерею и форму обратной связи. Плюсы: современный, адаптивный интерфейс; доступная информация о тренировках и локациях; простая навигация по сайту. Минусы аналога: отсутствие пользовательских кабинетов и системы бронирования; недостаток новостного раздела или блога для сообщества; сайт носит преимущественно информационный, а не коммуникационный или интерактивный характер. Что взято на заметку для авторской разработки: чистый и понятный интерфейс; презентация тренеров и методики. Чего стараемся избежать в разработке, установив, как недостатки: односторонней подачи информации без пользовательского участия; отсутствия расширенного интерактива.

Akademia Szermierzy [5]. Польская академия, продвигающая фехтование как вид искусства и спорта. Сайт предлагает подробности об обучении, ценах, мероприятиях, а также медиа-архив. Плюсы: подробное расписание занятий и ценовая информация; упор на визуальный контент (фото, видео, афиши); эстетически привлекательный и современный дизайн. Минусы: нет онлайн-регистрации на занятия; слабая поддержка пользовательского взаимодействия; отсутствует блог или хроника событий. Что взято на заметку: эстетика сайта и работа с визуальным контентом; структура раздела «Цены» и «Мероприятия». Чего стараемся избежать: пассивной коммуникации с участниками; отсутствия системы учёта и администрирования.

На основе анализа аналогов и требований заказчика были сформированы технические требования к разработке авторского сайта. Он разработан в виде многостраничного лендинга с навигацией по следующим вкладкам:

- главная страница (содержит краткое описание клуба, анонсы ближайших мероприятий и основные преимущества участия);
- раздел «О нас» (подробно раскрывает историю клуба, его цели, принципы и особенности тренировочного процесса);
- раздел «Мероприятия» (в нем публикуются анонсы выездов, турниров, тематических вечеров и других событий);
- раздел «Галерея» (это мультимедийный раздел с фотографиями с прошедших мероприятий и тренировок);
- раздел «Цены» (находится информация о стоимости абонементов, разовых занятий, специальных пакетов и акций);
- раздел «Контакты» (данные для связи, включая номера телефонов, адреса социальных сетей и форму обратной связи для написания отзывов);
- раздел «Блог» (новостной раздел, где администрация публикует хронику событий клуба, отчёты о прошедших мероприятиях, советы по экипировке и тренировкам).

Важной особенностью разработки является наличие системы авторизации пользователей, которая позволяет зарегистрированным участникам: отправлять заявки на участие в тренировках и выездах; оставлять комментарии и задавать вопросы; взаимодействовать с администрацией клуба.

Для администраторов сайта реализована административная панель, предоставляющая возможности редактирования контента, управления галереей, блогом и пользовательскими заявками.

В процессе разработки веб-сайта для клуба ролевого фехтования «Свое Дело» были использованы современные и широко распространённые технологии веб-программирования. Их выбор обусловлен необходимостью обеспечить высокую производительность, безопасность, адаптивность интерфейса и удобство как для конечных пользователей, так и для администратора ресурса. Ниже приведены основные технологии, использованные в проекте, с обоснованием целесообразности их применения.

HTML (HyperText Markup Language). Является базовым языком разметки веб-страниц. HTML используется для создания структуры сайта, определения элементов контента и взаимодействия с браузером. Его универсальность и поддержка всеми современными веб-обозревателями делают его основой любого фронтенд-проекта.

Tailwind CSS. Tailwind — это утилитарный CSS-фреймворк, позволяющий быстро и гибко стилизовать элементы пользовательского интерфейса. В отличие от традиционных CSS-фреймворков (Bootstrap, Foundation), Tailwind предоставляет разработчику контроль над каждым аспектом внешнего вида, минимизируя потребность в написании кастомного CSS [6].

React.js. React — это библиотека JavaScript для построения пользовательских интерфейсов. Её компонентный подход позволяет создавать переиспользуемые элементы, упрощает управление состоянием и повышает читаемость кода. React активно поддерживается сообществом и широко используется в производственных решениях благодаря своей скорости, масштабируемости и поддержке виртуального DOM [7].

Next.js — это фреймворк на базе React, предоставляющий расширенные возможности для серверного рендеринга, маршрутизации и оптимизации производительности. Благодаря Next.js обеспечивается быстрая загрузка страниц, SEO-оптимизация и удобная архитектура проекта. Эти качества особенно важны для лендингового сайта с различными вкладками и динамическими компонентами [8].

TypeScript — это надмножество JavaScript с поддержкой статической типизации. Его использование позволяет выявлять ошибки на этапе компиляции, улучшает автодополнение в редакторе кода и облегчает сопровождение крупных проектов. TypeScript повышает надёжность и читаемость кода [9].

Firebase (Google). Firebase используется в проекте как облачная платформа для хранения данных, хостинга и аутентификации пользователей. Он обеспечивает быструю настройку бэкенда, масштабируемость и интеграцию с другими сервисами Google. Реализация функционала регистрации на мероприятия, обмена сообщениями и хранения пользовательских данных стала значительно проще благодаря Firebase [10].

Clerk — это современный сервис управления аутентификацией и пользовательскими сессиями. Он обеспечивает безопасную регистрацию, вход, выход и управление аккаунтами. В отличие от Firebase Authentication, Clerk предоставляет больше готовых компонентов и возможностей для настройки интерфейса авторизации без необходимости глубокого вмешательства в кодировую базу, что ускоряет процесс разработки, а также уменьшает нагрузку на сайт, что отражается в итоговой оптимизации [11].

Интерфейс разработан с учетом принципов адаптивного дизайна, что обеспечивает корректную работу на различных устройствах. Архитектура сайта построена таким образом, чтобы обеспечить хорошую работу на различных устройствах.

Представленный веб-сайт не только способствует росту цифрового присутствия клуба «Свое Дело», но и служит инструментом эффективной внутренней и внешней коммуникации. Благодаря продуманной структуре и наличию интерактивных элементов, он обеспечивает вовлеченность пользователей, информирует потенциальных участников и облегчает администрирование клубной деятельности.

Список использованных источников:

1. Славинская, О. В. Осмысление технологий медиадидактики «цифровыми мигрантами» / О. В. Славинская, М. Н. Демидко // Вестник МГИРО. – 2018. – № 2(34). – С. 82-88.
2. CD Projekt RED. *The Witcher 3: Wild Hunt — Game of the Year Edition* [Электронный ресурс]: <https://www.thewitcher.com/us/en/witcher3>. – 2015 год.
3. Hema Alliance [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.hemaalliance.com>.
4. Krakowska Szkoła Fichtunku [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://silkfencing.pl/page/krakowska-szkola-fichtunku-1>.
5. Akademia Szermierzy [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.akademia-szermierzy.pl>.
6. Tailwind CSS [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://tailwindcss.com>.
7. React [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://react.dev>.
8. Next.js [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://nextjs.org>.
9. TypeScript [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.typescriptlang.org>.
10. Firebase [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://firebase.google.com>.
11. Clerk [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://clerk.com>.

WEBSITE FOR LARP FENCING CLUB “SVOE DELO”

Kadzharov A.S.

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics¹, Minsk, Republic of Belarus

Slavinskaya O.V. – PhD in Pedagogical Sciences, Associate Professor

Annotation. The article presents a description of a diploma project aimed at developing a modern website for the role-playing fencing club "Svoe Delo". The club specializes in reconstructing combat scenes and training inspired by the atmosphere and world of the computer game "The Witcher 3: Wild Hunt". The main objective of the project is to create an effective digital tool for informing participants and promoting the club among interested users.

Keywords. website, club "Svoe Delo", adaptive design, user interface, administrative panel, authorization, events, interactive content, digital platform.

УДК 621.396

РАЗРАБОТКА АНТЕННОГО СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ РАДИОЛОКАТОРА УНФ-ДИАПАЗОНА С НЕПРЕРЫВНЫМ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ

Киевский А.М., Понедько Д.Н.

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

Научный руководитель – д.т.н., проф. Козлов С.В.

Аннотация. Приведена разработка динамического согласующего устройства узкополосной антенны в широком диапазоне частот для малогабаритного радиолокатора с синтезированием апертуры антенны, работающий в УНФ-диапазоне с непрерывным частотно-модулированным излучением, применяемый на борту беспилотного летательного аппарата.

Ключевые слова. Антенное согласующее устройство, радиолокатор с синтезированием апертуры, беспилотный летательный аппарат, непрерывное излучение, широкополосный сигнал, $p-i-n$ диоды.

Введение

В настоящее время благодаря развитию технологий в области проектирования радиолокационных станций всё чаще ставится задача разработки малогабаритных РЛС с непрерывным излучением и частотной модуляцией. Одним из возможных способов применения данного типа РЛС является расположение на борту беспилотных летательных аппаратов. При таком применении особенно важны размер и аэродинамические показатели антенной системы устройства. По этому параметру наиболее подходят конструктивно простые типы антенн, такие как штыревая или вибраторная. Однако, данные антенны являются узкополосными и не представляется возможным их использование для работы с широкополосными сигналами, ввиду высокого значения коэффициента отражения в антенно-фидерном тракте. В данной статье будет приведена разработка согласующего устройства, работающего по принципу разделения диапазона частот на поддиапазоны и коммутации между ними в соответствии с текущей частотой излучения РЛС при помощи $p-i-n$ диодов. Такой принцип построения антенного согласующего устройства назван динамическим [1].

Суть метода изложена в [1], а методика расчёта компонентов указана в [2]. В данной статье рассмотрим непосредственно результаты разработки данного устройства.

В первоначальном варианте принципиальная схема разрабатываемого антенного согласующего устройства имела следующий вид:

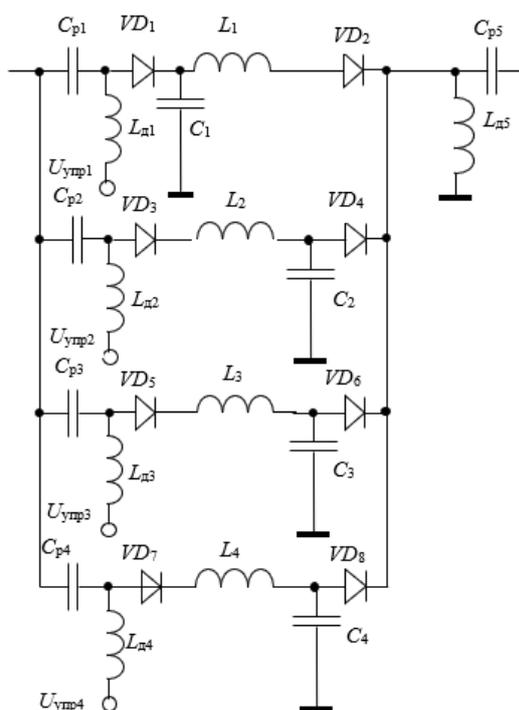


Рис. 1. Первоначальный вариант разрабатываемого согласующего устройства

При дальнейшем исследовании мы пришли к следующему варианту схемы:

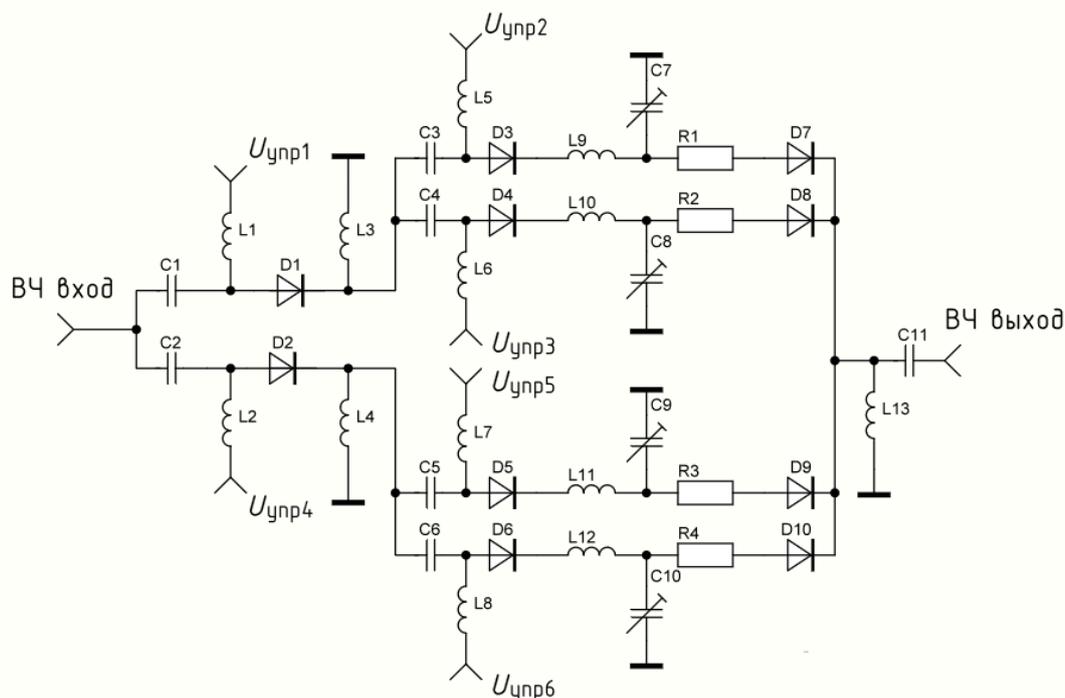


Рис. 2. Принципиальная схема разрабатываемого согласующего устройства

К ключевым различиям можно отнести добавление дополнительных переключающих $p-i-n$ диодов перед входом каждой пары согласующих цепей на входе. Это обеспечивает минимальную электрическую длину линии до переключающего $p-i-n$ диода и, следовательно, сопротивление отключаемых согласующих цепей в точке разветвления будет определяться емкостным сопротивлением $p-i-n$ диода в закрытом состоянии (единицы-десятки кОм в зависимости от частоты). Кроме того, это облегчает разводку платы с позиций симметрии схемы равных длин печатных дорожек (микрополосков) до каждой согласующей цепи. Кроме того, для возможности подстройки частоты согласования Г-образных цепей было принято решение использовать переменные SMD-конденсаторы, которые включены в каждом звене.

Применять данное согласующее устройство мы будем для согласования импеданса источника выходного каскада передатчика РЛС с вибраторной антенной в диапазоне рабочих частот 500...700 МГц при резонансной частоте антенны 600 МГц. Расчёт компонентов для данной частоты и четырёх поддиапазонов мы производили в [1], где показано, что достаточным является разделение общего диапазона на 4 поддиапазона. Номиналы элементов согласующих цепей приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Результаты расчетов цепей согласования для поддиапазонов частот

Частота, МГц	Поддиапазон частот, МГц	$R_a + jX_a$, Ом	Тип СЦ	Параметры СЦ
525	[500; 536)	$46,7-99,3j$	б	$L_9=0,0339$ мкГн; $C_7=1,61$ пФ
575	[536; 580)	$66,8-31,6j$	а	$L_{10}=0,0110$ мкГн; $C_8=1,1$ пФ
625	[580; 650)	$84,7+36,0j$	а	$L_{11}=0,0127$ мкГн; $C_9=3,63$ пФ
675	[650; 700)	$114,9+105,6j$	а	$L_{12}=0,0212$ мкГн; $C_{10}=3,02$ пФ

Однако, данные номиналы получены при расчёте и могут не совпадать с рядом стандартных номиналов конденсаторов и катушек индуктивности. В соответствии с [7], определим номиналы компонентов:

- $L_9 = 0,034$ мкГн;
- $C_7 = 1,6$ пФ;
- $L_{10} = 0,011$ мкГн;
- $C_8 = 1,1$ пФ;
- $L_{11} = 0,013$ мкГн;
- $C_9 = 3,6$ пФ;
- $L_{12} = 0,021$ мкГн;
- $C_{10} = 3$ пФ.

Так как вопрос согласования чувствителен и изменениям номиналов компонентов, ещё раз оценим зависимость коэффициента отражения от частоты при неравномерном распределении диапазонов согласования.

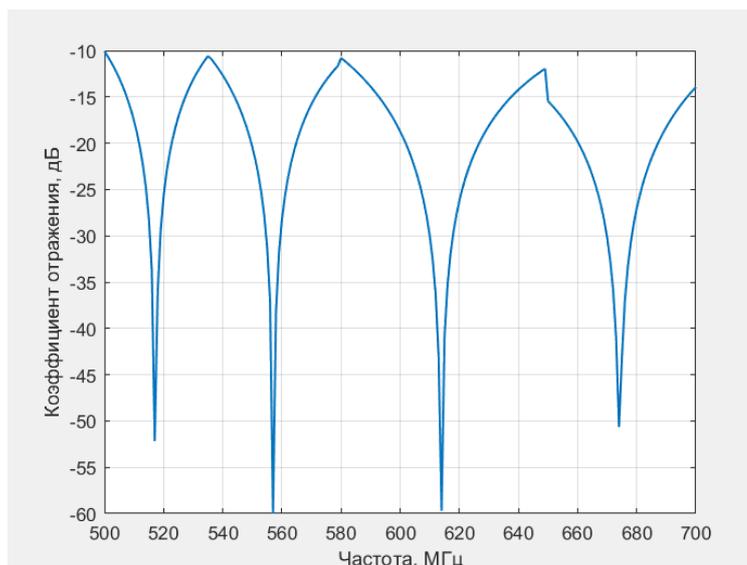


Рис. 3. Зависимость коэффициента отражения от частоты при неравномерном распределении поддиапазонов согласования при использовании реальных компонентов

Как мы можем увидеть, даже при использовании компонентов из ряда стандартных номиналов цель согласования практически достигнута – почти во всем диапазоне частот коэффициент менее минус 10 дБ.

В качестве разделительных конденсаторов будем использовать номинал 470 пФ, чтобы он имел малое реактивное сопротивление по сравнению с выходным сопротивлением цепи и не вносил потерь и искажений в сигнал. Дроссели подключения управляющих напряжений подберём исходя из условия [2, стр.3] и примем равным 39 мкГн.

Подача управляющих напряжений будет осуществляться по таблице 2, где «1» - напряжение подаётся, «0» - напряжение отсутствует.

Таблица 2 – Порядок подачи управляющих напряжений для переключения между поддиапазонами

Поддиапазон частот, МГц	$U_{упр.1}$	$U_{упр.2}$	$U_{упр.3}$	$U_{упр.4}$	$U_{упр.5}$	$U_{упр.6}$
[500; 536)	1	1	0	0	0	0
[536; 580)	1	0	1	0	0	0
[580; 650)	0	0	0	1	1	0
[650; 700)	0	0	0	1	0	1

Для принципиальной схемы с рисунка 2 разработана печатная плата размера 30x30 мм. Её вид с верхнего слоя представлен на рисунке 4. В качестве высокочастотного входа и выхода используются разъёмы типа SMA. Сама печатная плата будет изготовлена из двустороннего текстолита. Все компоненты будут поверхностного монтажа со следующими размерами:

- *p-i-n* диоды 0201;
- подстроечные конденсаторы 1210;
- остальные компоненты 0805.

Антенное устройство будет подключаться к ВЧ входу схемы. Стоит отметить, что для перехода от несимметричного коаксиала к вибраторной антенне используется широкополосный симметрирующий трансформатор DXW21BN7511SL размера 0805 [8].

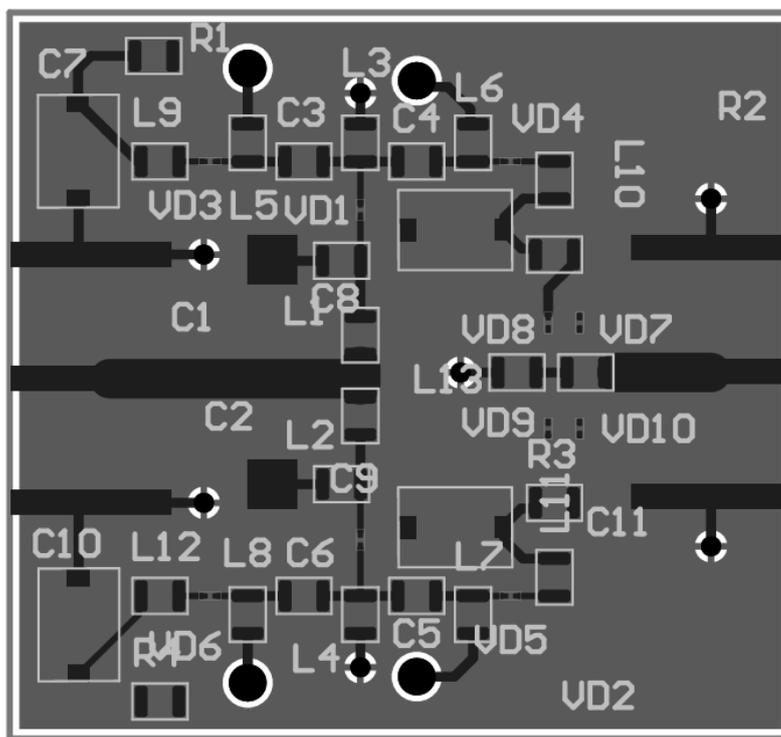


Рис. 4. Вид верхнего слоя печатной платы согласующего устройства

Стоит отметить компактные размеры разработанного согласующего антенного устройства, что является преимуществом при использовании его в малогабаритных РЛС.

Заключение

Предлагаемое антенное согласующее устройство на основе динамического способа согласования обеспечивает возможность использования в малогабаритных FMCW-радиолокаторах конструктивно-простых типов антенн с обеспечением низкого уровня коэффициента отражения, а компактность разработанного устройства позволяет использовать его в устройствах с ограничениями массогабаритных параметров.

Список использованных источников

1. Киевский А.М. Способ динамического согласования приемно-передающего тракта и антенны радиолокатора с непрерывным излучением и частотной модуляцией / А.М. Киевский, Д.Н. Понедько, С.В. Козлов // Информационные радиосистемы и радиотехнологии-2024 : материалы открытой республиканской научно-практической интернет-конференции, Минск, 21–22 ноября 2024 г. / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники ; редкол.: В. А. Богущ [и др.]. – Минск, 2024. – С. 45–48.
2. Киевский А.М. Методика расчёта устройства динамического согласования приемно-передающего тракта и антенны радиолокатора с непрерывным излучением и частотной модуляцией / А.М. Киевский, Д.Н. Понедько, С.В. Козлов // Информационные радиосистемы и радиотехнологии-2024 : материалы открытой республиканской научно-практической интернет-конференции, Минск, 21–22 ноября 2024 г. / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники ; редкол.: В. А. Богущ [и др.]. – Минск, 2024. – С. 45–48.
3. Кузнецов, В. А., Гончаров С. А. Структурно-параметрический синтез малогабаритной радиолокационной станции с синтезированной апертурой беспилотного летательного аппарата ближнего действия / В.А. Кузнецов, С.А. Гончаров // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 3. С. 28-72. URL: <http://sccs.intelgr.com/archive/2017-03/02-Kuznetsov.pdf>.
4. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. – М.: Радиотехника, 2020.
5. Гусев Б.В., Лагунов Е.В., Шабунин С.Н. Фильтрация сигналов и согласование нагрузок. – Екатеринбург: Издательство Уральского университета, 2022.
6. Ренди, Риа. Инь и Янь в вопросах согласования каналов передачи, часть 1 // Электронные компоненты, №4, 2008. – С. 116-119.
7. RadioLibrary [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.radiolibrary.ru/reference/capacitorseries.html>.
8. AllDataSheets [Электронный ресурс]. – Режим доступа:

<https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/1833764/MURATA1/DXW21BN7511SL.html>

UDC 621.396

DEVELOPMENT OF AN ANTENNA MATCHING DEVICE FOR A UHF RADAR WITH CONTINUOUS FREQUENCY-MODULATED RADIATION

Kievskiy A.M., student

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics¹, Minsk, Republic of Belarus

Annotation. The paper presents the development of a dynamic matching device for a narrow-band antenna in a wide frequency range for a small-sized radar with antenna aperture synthesis, operating in the UHF range with continuous frequency-modulated radiation, used on board an unmanned aerial vehicle.

Keywords. Matching device, synthetic aperture radar, unmanned aerial vehicle, continuous wave radiation, p-i-n diodes.

РЕАЛИЗАЦИЯ ФИЗИЧЕСКИ КОРРЕКТНОГО ЗВУКА В ИГРАХ

М. Д. Климович, И. Д. Романовский

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

Рябычина Ольга Петровна – канд. техн. наук

В данной статье рассматривается концепция бинаурального звука и его применение в видеоиграх, в частности в Hunt: Showdown. Описаны основные принципы работы технологии, ее влияние на геймплей и способы реализации физически корректного звукового окружения. Анализируются ключевые механики обработки звука, включая эффект Допплера, реверберацию и влияние препятствий. Проводится сравнение с другими играми. Статья подчеркивает важность звуковых технологий для повышения реализма и вовлеченности игроков.

Современные видеоигры стремятся к максимальному уровню реализма, и одной из ключевых технологий, способствующих этому, является бинауральный звук. Он позволяет создать эффект присутствия, усиливая иммерсивность и стратегические возможности игроков. Особенно выдающейся является его реализация в Hunt: Showdown, где звуковая система не только передает атмосферу, но и играет важнейшую роль в игровом процессе.

Бинауральный звук – это метод записи и воспроизведения аудиосигналов, при котором создается эффект присутствия, благодаря точному моделированию того, как человеческие уши воспринимают звук в реальном мире. В отличие от обычного стереозвуча, бинауральный звук учитывает фазовые различия и интерференцию волн, обеспечивая реалистичное восприятие направления источника звука. Для записи бинаурального звука используются специальные микрофоны, расположенные в искусственной голове или внутри ушей реального человека. Воспроизведение такого звука наиболее эффективно в наушниках, так как они создают ощущение, что звук исходит из конкретного направления в пространстве.

Человеческий слух воспринимает частоты в диапазоне от 20 Гц до 20 кГц, однако бинауральные эффекты наиболее заметны в диапазоне 200 Гц – 7 кГц, так как именно в этом интервале ушные раковины и голова оказывают наибольшее влияние на формирование звуковой картины. Одной из ключевых математических моделей, описывающих восприятие направления звука, является уравнение межшного временного различия (ITD, Interaural Time Difference):

$$\Delta t = \frac{d \times \sin(\theta)}{c} \quad (1),$$

где: Δt – разница во времени прихода звука к каждому уху, d – расстояние между ушами, θ – угол между направлением источника звука и средней линией головы, c – скорость звука в воздухе.

Применение бинаурального звука в игровых технологиях также связано с особенностями архитектуры звуковых движков. Современные игровые движки, такие как Unreal Engine и Unity, интегрируют сложные алгоритмы обработки звука, включая поддержку HRTF (Head-Related Transfer Function). Это позволяет разработчикам настраивать акустическую среду таким образом, чтобы учитывать особенности локации и материалов, влияющих на распространение звука. Например, в замкнутых пространствах звук может подвергаться множественным отражениям, а на открытых территориях – терять высокие частоты на дальних расстояниях.

Кроме того, исследования показывают [1], что наличие реалистичной звуковой среды влияет на когнитивное восприятие игрока. Экспериментально доказано, что детализированное пространственное аудио способствует более быстрому реагированию на игровые события, особенно в шутерах и хоррорах. Использование бинауральных технологий не только делает звук убедительным, но и повышает общую игровую продуктивность, помогая игрокам точнее оценивать обстановку и принимать решения.

Среди игр, использующих бинауральный звук, можно выделить Hunt: Showdown 1896 от игровой студии Crytek – один из лучших примеров того, как звук не просто дополняет атмосферу, но и становится важнейшей игровой механикой. Разработчики уделили особое внимание пространственному звуку, применяя бинауральные техники [2] и сложные алгоритмы обработки аудиосигналов.

В Hunt: Showdown 1896 слух играет не меньшую роль, чем зрение. Игроки ориентируются по звукам, определяя нахождение противников или монстров. Благодаря бинауральному звуку можно точно услышать, с какой стороны и на каком расстоянии находятся шаги другого игрока, выстрелы и звуки взаимодействия. Такой уровень детализации делает игровой процесс более напряженным и стратегическим, так как малейший звук может выдать местоположение игрока, что заставляет вести себя осторожно и внимательно слушать окружение. В качестве основных особенностей звуковой системы Hunt можно выделить:

- физически корректный рендеринг звука – игра учитывает препятствия, плотность окружающей среды и различные материалы. К примеру, звук шагов по дереву отличается от шагов по грязи не только по тембру, но и по реверберации;
- эффект Доплера – движение источника звука относительно игрока влияет на его восприятие, что особенно важно при стрельбе и передвижении [3];
- бинауральный рендеринг – использование HRTF (Head-Related Transfer Function) позволяет точно определять направление звука даже в вертикальной плоскости, что критично в многоуровневых локациях;
- эхо и реверберация – звук изменяется в зависимости от размеров и формы помещений, что делает восприятие окружающей среды более реалистичным;
- масштабируемая громкость – звуки в игре адаптируются к расстоянию и типу местности, например, выстрел в лесу будет звучать иначе, чем выстрел в узком коридоре.

Звуковая система в Counter-Strike 2 приближена к физической модели, но остается условной: хотя в игре реализованы такие эффекты, как реверберация [4] и затухание, распространение звука остается идеализированным и не учитывает сложные препятствия, многослойную акустику или дифракцию [5].

Таблица 1 – Сравнение двух игр на основе аргументов исследования

Аргументы	Counter-Strike 2	Hunt: Showdown 1896
Распространение звука	Звук распространяется равномерно от источника, не учитывая толщину стен.	Звук ослабевает при прохождении через материалы.
Дифракция звука	Звук либо полностью слышен, либо заглушен за препятствием.	Низкие частоты огибают углы, высокие быстрее затухают.
Реверберация	Статическая, зависит от заранее заданных зон, тип поверхности не влияет.	Динамическое эхо учитывает форму и материал объектов и зависит от окружения.
Акустическое затенение	Объекты либо пропускают звук, либо полностью его блокируют.	Объекты частично приглушают звук в зависимости от структуры, добавляя дополнительные призвуки.

Таким образом, Counter-Strike 2 применяет игровую модель звука, которая удобна для соревновательного геймплея, но не является физически точной. Это важное ограничение, которое следует учитывать при анализе реалистичности звуковой среды в играх. В Counter-Strike 2 звук сделан игровым, а не физическим. Разработчики Valve выбрали удобную, но упрощенную модель, которая делает звук предсказуемым для киберспортивных матчей. В Hunt: Showdown 1896 звук работает приближенно к реальному миру: он отражается, огибает углы, теряет частоты при прохождении через препятствия. Это делает игру сложнее, но глубже тактически.

Список использованных источников:

1. Проблемы и ограничения звуков в играх / URL: <https://sky.pro/wiki/gamedev/problemy-i-ogranicheniya-zvukov-v-igrah/>
2. Binaural Audio in Hunt: Showdown / URL: <https://www.huntshowdown.com/news/binaural-audio-in-hunt-showdown>
3. О физической сущности эффекта Доплера / URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/o-fizicheskoy-suschnosti-effekta-doplera/viewer>
4. Реверберация: что это и какие бывают виды / URL: <https://unitsolutions.ru/blog/terminologiya/reverberacziya-cto-eto-i-kakie-byvayut-vidy>
5. Дифракция / URL: <https://elementy.ru/trefil/21126/Difraktsiya>

СИСТЕМЫ ЧАСТИЦ ДЛЯ СОЗДАНИЯ ВИЗУАЛЬНЫХ ЭФФЕКТОВ

Кохан Д.С., Бобер У.В., студенты гр.224403

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

Рябычина О.П. – канд. техн. наук

Аннотация. В данной статье рассматриваются визуальные эффекты в игровой разработке, акцентируя внимание на системах частиц в Unity и Unreal Engine. Обсуждаются основные характеристики, возможности настройки и производительность каждой системы. Unity предлагает интуитивный интерфейс и обширную документацию, что делает его удобным для новичков, в то время как Unreal Engine предоставляет мощные инструменты для сложных эффектов, предпочтительные для опытных разработчиков. Сравнение помогает определить оптимальный выбор в зависимости от уровня навыков и требований проекта, подчеркивая важность визуальных эффектов для погружения в игровой процесс.

Ключевые слова. Визуальные эффекты, игровые движки, системы частиц, Unity, Unreal Engine, графика, настройка, производительность, интерфейс, документация, разработка игр, погружение, пламя, эффекты, оптимизация, скриптинг, 2D, 3D.

Визуальные эффекты — это элементы графики, которые добавляют глубину и реализм в игровую среду, улучшая общее восприятие игры. Они могут включать в себя такие эффекты, как огонь, дым, взрывы и многое другое, что делает игровой процесс более захватывающим.

В современной разработке игр визуальные эффекты играют ключевую роль в создании погруженного игрового опыта. Системы частиц являются одним из основных инструментов для реализации этих эффектов. В данной статье представлено сравнение систем частиц в двух популярных игровых движках: Unity и Unreal Engine. В таблице 1 рассмотрены их основные характеристики, возможности настройки и производительность, чтобы помочь разработчикам выбрать наиболее подходящий инструмент для своих нужд.

Таблица 1 – Сравнение основных характеристик Unity и Unreal Engine

Характеристика	Unity Particle System	Unreal Engine Particle System
Интерфейс	Удобный и интуитивно понятный	Мощный, но может быть сложным для новичков
Настройка материалов	Широкие возможности настройки	Гибкие настройки с использованием материалов
Эффекты	Поддержка различных эффектов	Поддержка сложных визуальных эффектов
Производительность	Хорошая оптимизация, но зависит от количества частиц	Высокая производительность с LOD и кэшированием
Скриптинг	Легко интегрируется с C#	Использует Blueprints и C++
Совместимость	Хорошо работает с другими системами Unity	Легко интегрируется с другими инструментами Unreal
Документация и поддержка	Обширная документация и сообщество	Полная документация и активное сообщество
Плагины и расширения	Множество доступных плагинов	Разнообразные плагины и Marketplace
Типы частиц	2D и 3D частицы	2D и 3D частицы

Сравнение систем частиц в Unity и Unreal Engine показывает, что оба движка обладают своими уникальными преимуществами и недостатками. Unity предлагает более интуитивный интерфейс и хорошую документацию, что делает его удобным для новичков. Unreal Engine, в свою очередь, предоставляет мощные инструменты для создания сложных визуальных эффектов, что может быть предпочтительным для более опытных разработчиков.

Для демонстрации работы системы частиц рассмотрим практическую реализацию создания эффекта пламени в Unity. При нажатии на GameObject > Effects > Particle System будет показана система частиц. Ее основные параметры описаны в таблице 2.

Таблица 2 – Основные параметры системы частиц в Unity

Название	Описание
Duration	Продолжительность действия эффекта
Looping	Повтор эффекта при окончании
Size	Размер частиц в системе
Rotation	Вращение частиц в системе

Color

Цвет частиц в системе

Полный интерфейс системы частиц в Unity представлен на рисунке 1.

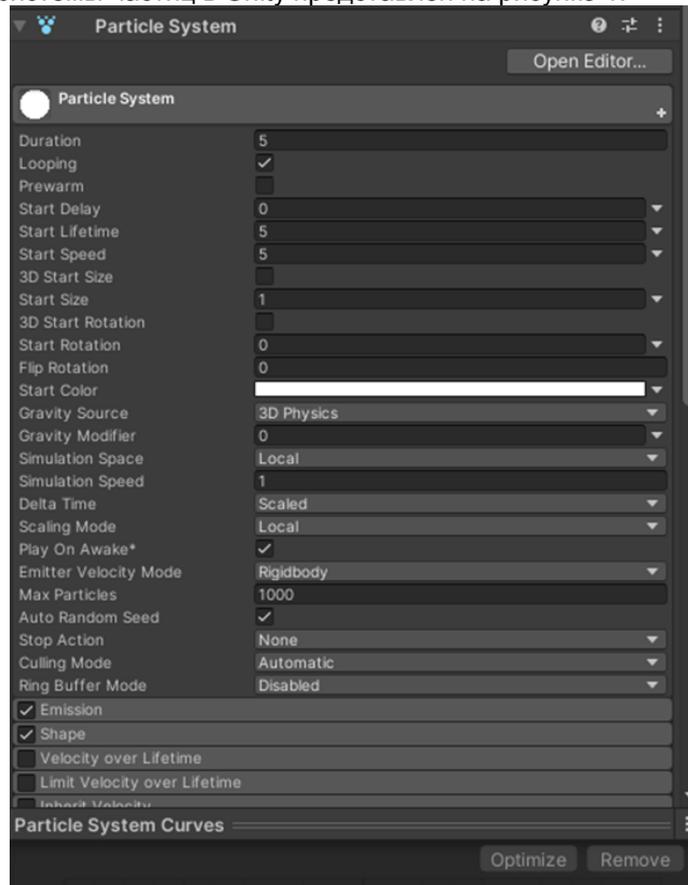


Рисунок 1 – интерфейс системы частиц в Unity

Для создания эффекта пламени применяются следующие настройки: изменяются цвет частиц, скорость, сила гравитации, количество частиц и размер. После этого система частиц прикрепляется к игроку, добавляя объект с системой в иерархию игрока. Параметры системы частиц, настроенные для эффекта пламени отображены на рисунке 2.

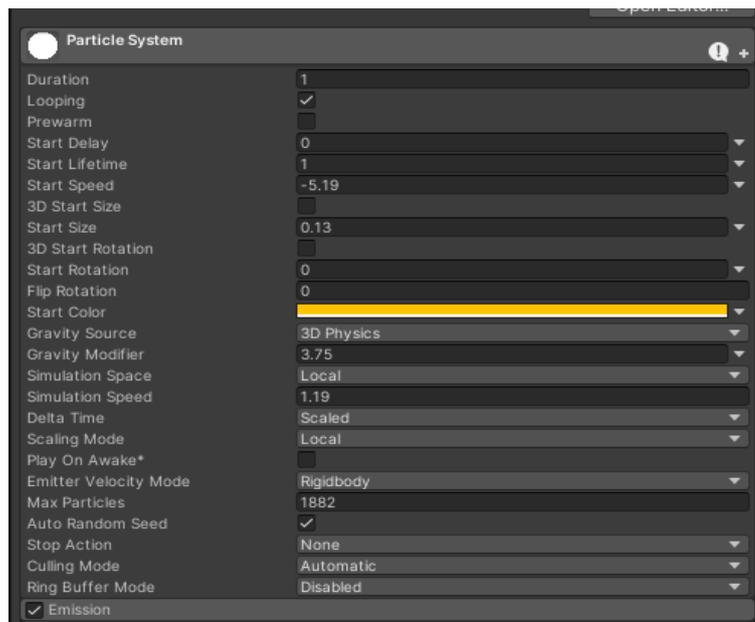


Рисунок 2 – настроенные параметры системы частиц для эффекта пламени

На рисунке 3 представлена иерархия игрока после добавления к ней системы частиц.

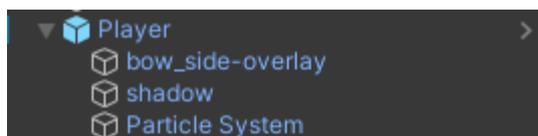


Рисунок 3 – иерархия игрока

В ходе работы мы проанализировали и сравнили системы частиц двух популярных игровых движков: Unity и Unreal Engine. Оценив их интерфейсы, возможности настройки, производительность и другие характеристики, мы выявили уникальные преимущества и недостатки каждого из них.

Кроме того, на личном примере мы создали эффект пламени в Unity, что позволило на практике применить теоретические знания о системах частиц. Этот опыт продемонстрировал, как правильно настроенные параметры могут значительно улучшить визуальные эффекты в игре.

В заключение, выбор между Unity и Unreal Engine зависит от уровня опыта разработчика, специфики проекта и требований к визуальным эффектам. Оба движка способны создавать впечатляющие визуальные эффекты, и правильный выбор поможет достичь наилучшего результата в разработке игр.

Список использованных источников:

1. *Unity Particle System Documentation.* – Unity Technologies. – [Online]. Available: <https://docs.unity3d.com/>
2. *Unreal Engine Particle System Documentation.* – Epic Games. – [Online]. Available: <https://docs.unrealengine.com/>
3. Хабр. *Создание визуальных эффектов в играх.* – [Online]. Available: <https://habr.com/>

МЕТОДИКА ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ПОКАЗАТЕЛЕЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ЭКСТРАПОЛЯЦИИ

Лавринчик Н.Н., Гринкевич А.В., Иванова А.А.

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

Тезис посвящён методике прогнозирования показателей радиотехнических средств на основе метода экстраполяции. В условиях быстрого развития радиотехнических технологий и увеличения сложности систем, актуальной задачей становится прогнозирование их показателей для обеспечения надёжности и эффективности работы. Метод экстраполяции, основанный на анализе исторических данных и выявлении тенденций, представляет собой мощный инструмент для предсказания будущих характеристик радиотехнических средств. Данная методика включает несколько ключевых этапов: сбор и обработка данных о предыдущих показателях, выбор подходящей модели экстраполяции (линейной, полиномиальной или экспоненциальной), а также оценка точности прогноза с использованием статистических методов. Применение метода экстраполяции позволяет не только предсказывать значения ключевых параметров, таких как чувствительность, мощность и помехозащищённость, но и выявлять потенциальные проблемы в работе систем на ранних стадиях. Таким образом, методика прогнозирования показателей радиотехнических средств на основе экстраполяции способствует более эффективному управлению процессами разработки и эксплуатации, снижению рисков и затрат, а также повышению общей надёжности радиосистем. Важно отметить, что для достижения максимальной точности прогноза необходимо учитывать влияние внешних факторов и проводить регулярные обновления моделей на основе новых данных.

В настоящее время в Республике Беларусь сохранилась и продолжает активно развиваться производственная база по проектированию и производству сложных радиотехнических систем. Обеспечение выпуска современной и конкурентоспособной продукции – одна из главных задач производства. В ее решении важная роль отводится обоснованию тактико-технических характеристик создаваемого образца техники на этапе разработки тактико-технического задания и возможностей технической реализации его характеристик при производстве. Так, на этапе согласования тактико-технического задания, часто возникает проблема несоответствия требований, предъявляемых к характеристикам разрабатываемой радиотехнической системы, и возможностей их технической реализации. В результате возможны следующие ошибки:

- предъявляются требования к тактико-техническим характеристикам образца, превышающие существующие возможности их технической реализации;
- разрабатывается неконкурентоспособный образец, по своим характеристикам не соответствующий мировым аналогам. Решение указанной проблемы возможно разработкой методического аппарата позволяющего выполнять прогноз реально достижимых значений тактико-технических характеристик (ТТХ) разрабатываемого изделия на установленный период.

Основываясь на международном стандарте, где под перспективным образцом продукции понимается образец, характеризующий прогнозируемой совокупностью реально достижимых значений показателей качества и соответствующий передовым научно-техническим достижениям на установленный период. Выполним прогнозирование потенциально достижимых уровней ТТХ перспективной радиотехнической системы на основе анализа развития науки и техники и данных о предыстории его аналогов.

Для определения потенциально достижимых уровней ТТХ целесообразно применять статистические методы прогнозирования (экстраполяции, регрессивного и корреляционного анализа). Основой данных методов являются данные о состоянии объекта прогнозирования в прошлом и определение его состояния в будущем при определенных условиях. Для прогнозирования уровней развития основных характеристик образца техники предложен метод экстраполяции, в котором неизвестные параметры аппроксимирующей функции определяются методом средних.

В качестве исходных данных для прогнозирования показателей Wi-Fi маршрутизаторов на основе метода экстраполяции включает сбор и анализ исторических данных о производительности устройств, таких как скорость передачи данных, стандарт Wi-Fi, число антенн, диапазон частот, парты, безопасность с целью выявления тенденций и закономерностей. Выбор подходящей модели экстраполяции (линейной, полиномиальной или экспоненциальной) позволяет предсказать будущие характеристики маршрутизаторов, что способствует оптимизации их разработки и эксплуатации.

Применение данной методики обеспечивает более эффективное управление производственными процессами и повышает качество обслуживания пользователей в условиях растущих требований к беспроводным сетям.

Таблица 1.Изменение тактико-технических характеристик Wi-Fi маршрутизаторов с 2002 по 2020 гг.

Технические характеристики	ТТХ Wi-Fi маршрутизаторов				
	Linksys WRT54G	Netgear Nighthawk R7000	Asus RT-AC88U	Google Nest Wifi	TP-Link Archer AX6000

Год выпуска	2002	2014	2016	2019	2020
Скорость передачи данных	54 Мбит/с	600 Мбит/с на 2.4 ГГц (802.11n) 1300 Мбит/с на 5 ГГц (802.11ac)	1000 Мбит/с на 2.4 ГГц (802.11n) 2100 Мбит/с на 5 ГГц (802.11ac)	1200 Мбит/с на 2.4 ГГц 2400 Мбит/с на 5 ГГц	4804 Мбит/с на 5 ГГц 1148 Мбит/с на 2.4 ГГц
Стандарт Wi-Fi	802.11b/g	802.11ac	802.11ac	802.11ac	802.11ax (Wi-Fi 6), с поддержкой 802.11a/b/g/n/ac
Число антенн	2	3	4	Встроенные антенны	8 внешних антенн с
Диапазон частот	2.4 ГГц	2.4 ГГц 5.0 ГГц	2.4 ГГц 5.0 ГГц	2.4 ГГц 5.0 ГГц	2.4 ГГц 5.0 ГГц (двух диапазонов)
Порты	4 порта Ethernet (10/100 Мбит/с) 1 порт WAN	4 порта Ethernet (10/100/1000 Мбит/с) 1 порт WAN 1 USB 3.0 1 USB 2.0	8 портов Ethernet (10/100/1000 Мбит/с) 1 порт WAN 1 USB 3.0 1 USB 2.0	Основной маршрутизатор: 1 порт WAN Узлы (точки доступа): 1 порт Ethernet (Gigabit) на каждом узле	8 портов Ethernet (10/100/1000 Мбит/с) для проводного подключения 1 порт WAN 2 порта USB (1 x USB 3.0 и 1 x USB-C)
Безопасность	WEP, WPA и WPA2 шифрования	Поддержка WPA/WPA2 шифрования Поддержка VPN и фаервола SPI	Поддержка WPA/WPA2 шифрования Поддержка VPN и фаервола SPI	Поддержка WPA3 шифрования Встроенные функции безопасности через Google Home	Поддержка WPA3 шифрования Встроенные функции безопасности, включая защиту от DDoS-атак и фаервол.

Для снижения влияния случайной составляющей в числовом ряду исходных данных применим их сглаживание методом скользящей средней по трем точкам с помощью многочленов первой степени:

$$\tilde{y}_0 = \frac{1}{3}(y_{-1} + y_0 + y_{+1}) \quad (1)$$

$$\tilde{y}_{-1} = \frac{1}{6}(5y_{-1} + 2y_0 - y_{+1}) \quad (2)$$

$$\tilde{y}_{+1} = \frac{1}{6}(-y_{-1} + 2y_0 + 5y_{+1}) \quad (3)$$

где y_0, \tilde{y}_0 – значение исходной и сглаженной функции в средней точке; y_{-1}, \tilde{y}_{-1} – значение исходной и сглаженной функции левее средней точки; y_{+1}, \tilde{y}_{+1} – значение исходной и сглаженной функции правее средней точки.

Формулы (2), (3) применяются на краях интервала. При необходимости цикл сглаживания повторяется. Следующим этапом прогнозирования является подбор аппроксимирующей функции, с достаточной точностью описывающей исследуемый процесс развития ТТХ образца техники во времени. При осуществлении выбора аппроксимирующей функции для i -й характеристики определено, что наиболее близкой к искомой функции является кубическая парабола вида:

$$y(t) = a_1 + a_2t + a_3t^2 + a_4t^3, \quad (4)$$

где a_1, a_2, a_3, a_4 – неизвестные параметры функции, подлежащие определению; t – переменная (в нашем случае это время, в течение которого происходит изменение ТТХ). При проведении расчетов переменной t присваивались значения в виде натуральных чисел от 1 до 8 соответственно рассматриваемому году с 1940 по 2010 г. (табл. 1). Для определения неизвестных параметров аппроксимирующей функции использовался метод средних, основанный на минимизации

алгебраической суммы отклонения точек от аппроксимирующей кривой. Критерий оптимальности записывался в виде:

$$\sum_{i=1}^n [y_i - f(x_i, a_1, a_2, \dots, a_m)] \rightarrow \min \quad (5)$$

где y_i, x_i – ордината и абсцисса i -й точки ряда; a_1, a_2, \dots, a_m – параметры аппроксимирующей кривой. Для определения неизвестных параметров функции, согласно указанному методу, составлена система уравнений (4) для четырех точек ($t_1 = 1, t_2 = 3, t_3 = 6, t_4 = 8$) [5]:

$$\begin{cases} a_1 + a_2 + a_3 + a_4 - 36 = 0, \\ a_1 + 3a_2 + 9a_3 + 27a_4 - 42 = 0, \\ a_1 + 6a_2 + 36a_3 + 216a_4 - 60 = 0, \\ a_1 + 8a_2 + 64a_3 + 512a_4 - 118 = 0. \end{cases} \quad (6)$$

В результате решения системы уравнений (6) получены значения искомых параметров: $a_1 = 25$; $a_2 = 16,03$; $a_3 = -5,114$; $a_4 = 0,571$. Соответственно, аппроксимирующая функция записывается в виде:

$$y_{\text{пттм}}(t) = 25 + 16,03t - 5,114t^2 + 0,571t^3 \quad (7)$$

Точность приближения аппроксимирующей функции к реальному процессу можно оценить по величине вариации, вычисляемой согласно выражению:

$$\delta = \frac{(y_i - y_2)}{y_i^2 - y_1^2} \times 100\%, \quad (8)$$

где y_i – значение реальной функции, взятое из табл. 1; y_i – значение аппроксимирующей функции, вычисленной по (7).

Коэффициент вариации δ измеряется в % и показывает расхождение между аппроксимирующей и реальной функциями, описывающими исследуемый процесс. Чем меньше значение δ , тем меньше расхождение между указанными функциями. Коэффициент вариации порядка нескольких процентов говорит о достаточном сходстве между аппроксимирующей и реальной функциями. По результатам расчетов $\delta \approx 2,6$ %, что говорит о приемлемости полученного результата. Для рассматриваемых характеристик значения аппроксимирующей функции в соответствующие интервалы времени, вычисленные в соответствии с (7).

Методика прогнозирования показателей маршрутизаторов Wi-Fi на основе метода экстраполяции демонстрирует свою актуальность и эффективность в условиях быстро меняющегося технологического ландшафта. Использование экстраполяции позволяет не только выявлять тенденции в развитии характеристик маршрутизаторов, но и предсказывать их производительность в будущем, что является важным для разработчиков и пользователей. Данная методика способствует более обоснованному принятию решений при проектировании новых устройств и оптимизации существующих решений. Однако для достижения максимальной точности прогнозов необходимо учитывать множество факторов, включая изменения в стандартах связи, требования пользователей и развитие смежных технологий. В дальнейшем интеграция методов экстраполяции с современными аналитическими инструментами и алгоритмами машинного обучения может значительно улучшить качество прогнозов, что будет способствовать более эффективному развитию рынка маршрутизаторов Wi-Fi и удовлетворению потребностей пользователей.

Список использованных источников:

1. Тумащук В.А., Гринкевич А.В., Гуринович А.Н. // Наука и военная безопасность. 2015. № 1. С. 44–51.
2. Гринкевич А.В., Брызгин Е.Ю., Савенко С.А. // Наука и военная безопасность. 2012. № 3 С. 31–36.
3. Таненбаун Э. // Компьютерные сети. 2023 № 6 С 85-98.

УДК 621.373.52

ВЛИЯНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТЫ С ФАПЧ НА ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Лин Наине, магистрант

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

Титович Н.А. – к.т.н., доцент

Аннотация. В работе рассматривается влияние элементов интегрального синтезатора сетки частот (ССЧ) на уровень фазового шума выходного сигнала и пути его снижения.

Ключевые слова. Синтезатор частоты. Фазовый шум.

Основными задачами в области проектирования интегральных ССЧ являются: расширение рабочего диапазона синтезируемых частот; повышение скорости перестройки; уменьшение шага перестройки; уменьшение фазового шума в сигнале выходной частоты; повышение устойчивости к помехам по цепям питания; минимизация площади, занимаемой на кристалле микросхемы; минимизация энергопотребления.

Приоритет перечисленных выше характеристик СЧ зависит от выбора схемного решения для выполнения поставленной задачи. Одним из условий достижения максимальной производительности микропроцессоров, аналого-цифровых преобразователей, радиочастотных модулей и многих других устройств является минимизация фазового шума в сигнале выходной частоты СЧ. Для проведения исследований по оптимизации данного параметра целесообразно провести оценку вклада в шумовые характеристики всех элементов СЧ на базе приведенной на рисунке 1 схемы с ФАПЧ [1, 2].

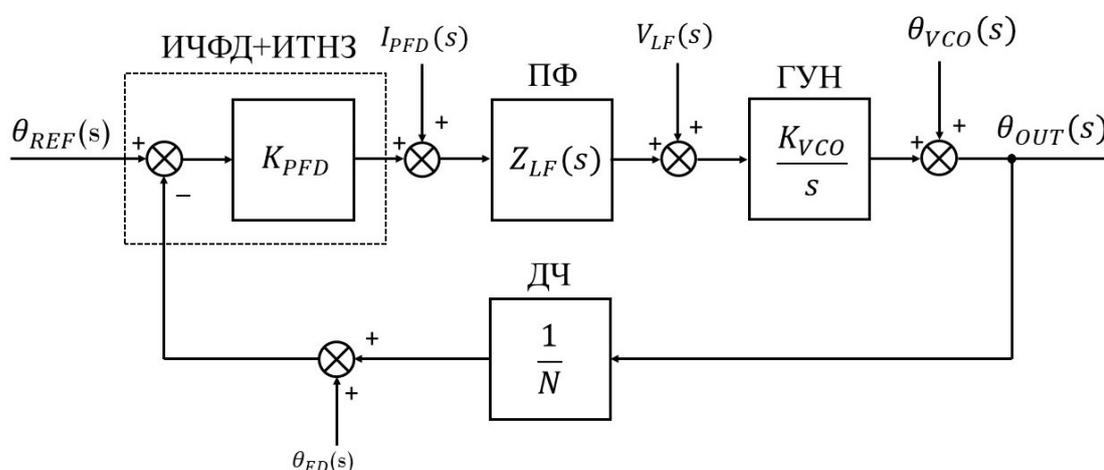


Рисунок 1 – Аналитическая модель СЧ с ФАПЧ с источниками шума.

Обозначения блоков на схеме и их параметров следующие: K_{PFD} - передаточная функция, совместно формируемая блоками импульсного частотного фазового детектора (ИЧФД) и источника тока накачки заряда (ИТНЗ); $Z_{LF}(s)$ - импеданс блока полосовых фильтров (ПФ); K_{VCO} - крутизна передаточной характеристики генератора управляемого напряжением (ГУН); $1/N$ - коэффициент передачи блока делителя частоты (ДЧ); $I_{PFD}(s)$ - результирующий ток шума блоков ИЧФД и ИТНЗ; $V_{LF}(s)$ - напряжение шума элементов ПФ; $\theta_{VCO}(s)$ - фазовый шум выходного сигнала ГУН; $\theta_{FD}(s)$ - фазовый шум ДЧ; $\theta_{REF}(s)$ - фазовый шум сигнала опорной частоты F_{REF} .

Фазовый шум проявляется в изменении спектра плотности мощности выходного сигнала. Для идеального СЧ, когда сигнал имеет синусоидальную форму, мощность выходного сигнала концентрируется на одной частоте. Если сигнал имеет форму меандра, то она распределяется между нечетными гармониками. В реальном ССЧ спектр плотности мощности выходного сигнала распространяется в соседние частоты в окрестности основной частоты. Это свидетельствует о наличии в контуре ФАПЧ регулярных помех, сдвинутых относительно основной частоты F_{VCO} .

Типовой вид спектрограммы выходного сигнала F_{VCO} блока ССЧ представлен на рис. 2. Фазовый шум $L_{\Delta F}$ определяется как отношение мощности шума в полосе шириной 1 Гц при определенном смещении ΔF от основной частоты к мощности сигнала основной частоты, т. е. имеет нормированное значение с размерностью (дБс/Гц). Из спектрограммы видно, что в контуре ФАПЧ имеются регулярные помехи, действующих, в данном случае, с частотой F_{REF} .

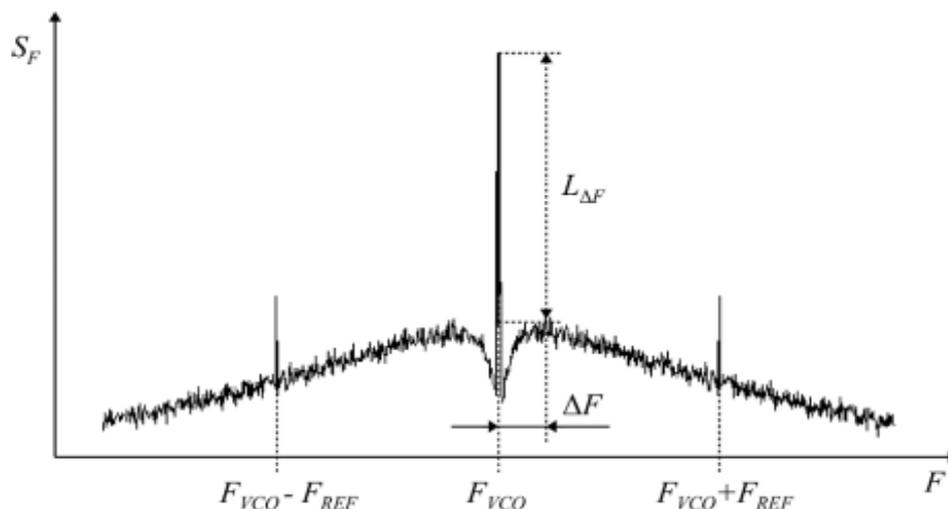


Рисунок 2 – Типовой вид характеристик фазового шума выходного сигнала СЧ.

В ходе анализа схемы (рис.1) будем пренебрегать помехами по цепям питания, а также предположим, что фазовый шум каждого источника мал по сравнению с полезным сигналом.

На входы ИЧФД поступают сигналы опорного генератора с частотой F_{REF} и сигнал обратной связи с частотой F_{CNT} , полученный делением выходного сигнала ГУН на коэффициент N в блоке ДЧ. Выходные сигналы блока ИЧФД управляют блоком ИТНЗ, формируя на его выходе импульсы тока I_0 , длительность и полярность которых пропорциональны фазовой разности сигналов опорной частоты F_{REF} и частоты обратной связи F_{CNT} с выхода ДЧ. Импульсы тока I_0 поступают на ПФ, где преобразуются в управляющее напряжение V_{VCO} для автоматической подстройки частоты и фазы ГУН. Изменение напряжения V_{VCO} осуществляется таким образом, чтобы устранить рассогласование между фазами сигналов F_{REF} и F_{CNT} , и, тем самым, ввести контур ФАПЧ в синхронизм. При этом выходная частота F_{VCO} равна: $F_{VCO} = N F_{REF}$.

Фазовый шум сигнала опорной частоты $\theta_{REF}(s)$ состоит из шума собственно кварцевого резонатора и шума кварцевой ячейки. Обычно шум $\theta_{REF}(s)$ мал по сравнению с шумами остальных элементов контура ФАПЧ [2]. Даже с учетом того, что контур умножает шум кварцевого резонатора на N , этот шум не является основной проблемой при проектировании малощумящих интегральных СЧ с ФАПЧ. Основными проблемами являются шумы блоков контура ФАПЧ. Однако при проектировании комбинированных СЧ, использующих основные достоинства схем PLL и DDS , снижение шума ОГ имеет существенное значение [3].

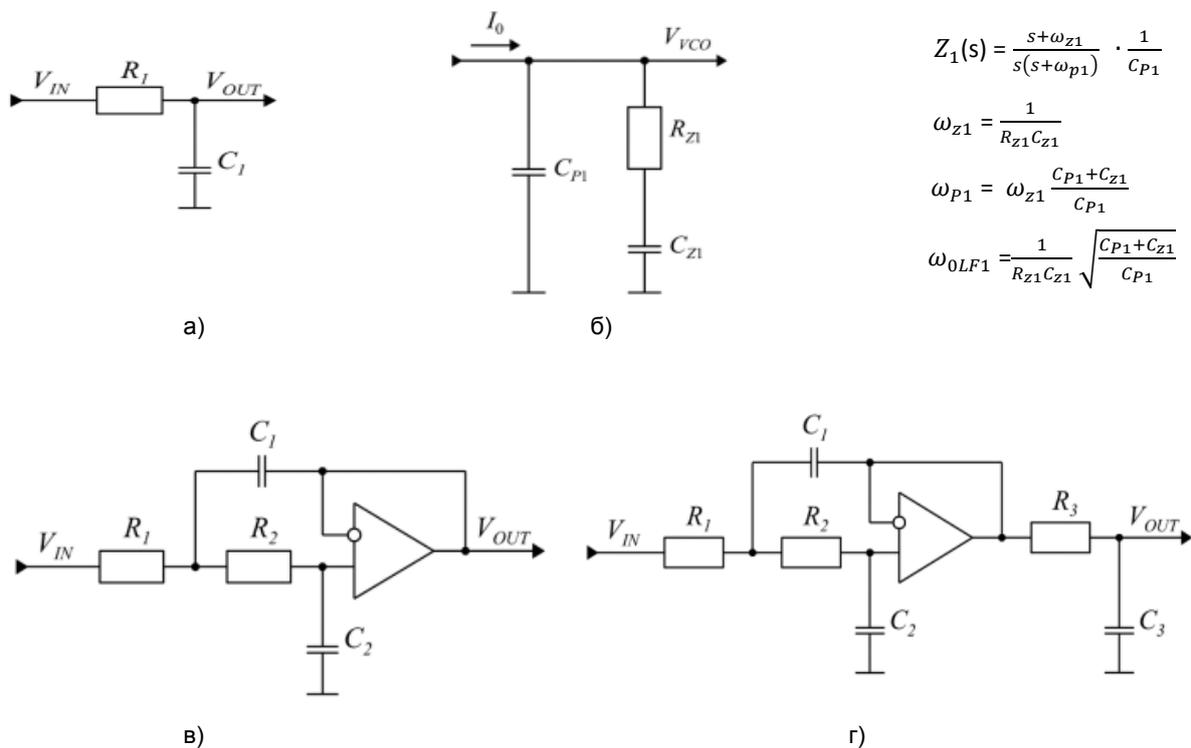
Величина тока шума $I_{PFD}(s)$ блоков ИЧФД и ИТНЗ в основном обусловлена следующими факторами [2, 4]: зоной нечувствительности при малой расфазировке входных сигналов; изменением задержки переключения элементов; токами утечки через выход ИТНЗ, элементы ПФ и вход ГУН; термодинамическим шумом источников тока. Зона нечувствительности (“мертвая зона”) возникает, когда величина фазовой ошибки соизмерима с задержками элементов, составляющих блоки ИЧФД и ИТНЗ. В результате не происходит выработки корректирующих импульсов тока I_0 , т. е. передаточная функция K_{PFD} становится равна нулю, что означает размыкание управления в контуре ФАПЧ. Это приводит к тому, что выходная частота ГУН дрейфует, пока фазовая разность сигналов F_{REF} и F_{CNT} не достигнет значения, достаточного для выработки импульсов тока I_0 . Величина этого дрейфа обусловлена неравными временами подключений втекающего и вытекающего токов блока ИТНЗ.

Фазовый шум $\theta_{VCO}(s)$ выходного сигнала ГУН состоит из внутренних шумов элементов, составляющих ГУН, и шумов из-за помех по цепям питания. Внутренний шум элементов ГУН включает термодинамический шум и фликкер-шум [1, 5].

Шум $\theta_{FD}(s)$ блока ДЧ в основном вызывается изменением задержки переключения элементов ДЧ из-за помех по цепям питания. В приведенной выше схеме ДЧ характеризуется коэффициентом деления N . Выходная частота F_{VCO} может быть изменена только сменой коэффициента деления N ,

являющегося целым числом. Таким образом, шаг перестройки (дискретность) сетки синтезируемых частот равен значению опорной частоты. Требование уменьшения дискретности сетки частот влечет соответствующее уменьшение значения опорной частоты и увеличение коэффициента деления N . Уменьшение опорной частоты требует уменьшения полосы пропускания контура ПФ ω_0 , что приводит к уменьшению возможности ослабления контуром низкочастотных шумов блоков ПФ и ГУН. Для устранения этого противоречия при формировании сигнала F_{CNT} используют блоки ДЧ с дробно-переменным коэффициентом деления. Они могут привести к появлению «помех дробности», влияние которых сказывается, как правило, в диапазоне частот, превышающим частоту среза ПФ, что накладывает определенные требования к построению ПФ [5].

При проектировании интегральных СЧ элементы ФНЧ часто не удается поместить в корпус микросхемы и они выполняются внешними. Проектируя внешние ПФ разработчик ССЧ имеет возможность изменять их ФЧХ, но и влиять на шумовые характеристики. При построении СЧ с ФАПЧ редко применяются простейшие схемы ФНЧ первого порядка (рис. 3а). Как правило, применяют пассивные фильтры второго порядка (рис. 3б) и активные фильтры второго (рис. 3в) и третьего (рис. 3г) порядков, имеющие более сложную АЧХ, характеризующиеся полосой синхронизации, расположенной между частотами ω_Z и ω_0 фильтра.



$$Z_1(s) = \frac{s + \omega_{z1}}{s(s + \omega_{p1})} \cdot \frac{1}{C_{p1}}$$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_{z1}C_{z1}}$$

$$\omega_{p1} = \omega_{z1} \frac{C_{p1} + C_{z1}}{C_{p1}}$$

$$\omega_{0LF1} = \frac{1}{R_{z1}C_{z1}} \sqrt{\frac{C_{p1} + C_{z1}}{C_{p1}}}$$

Рисунок 3 - Схемы ФНЧ, применяемые в составе блока ПФ: а) пассивный 1-го порядка; б) пассивный 2-го порядка; в) активный 2-го порядка; г) активный 3-го порядка.

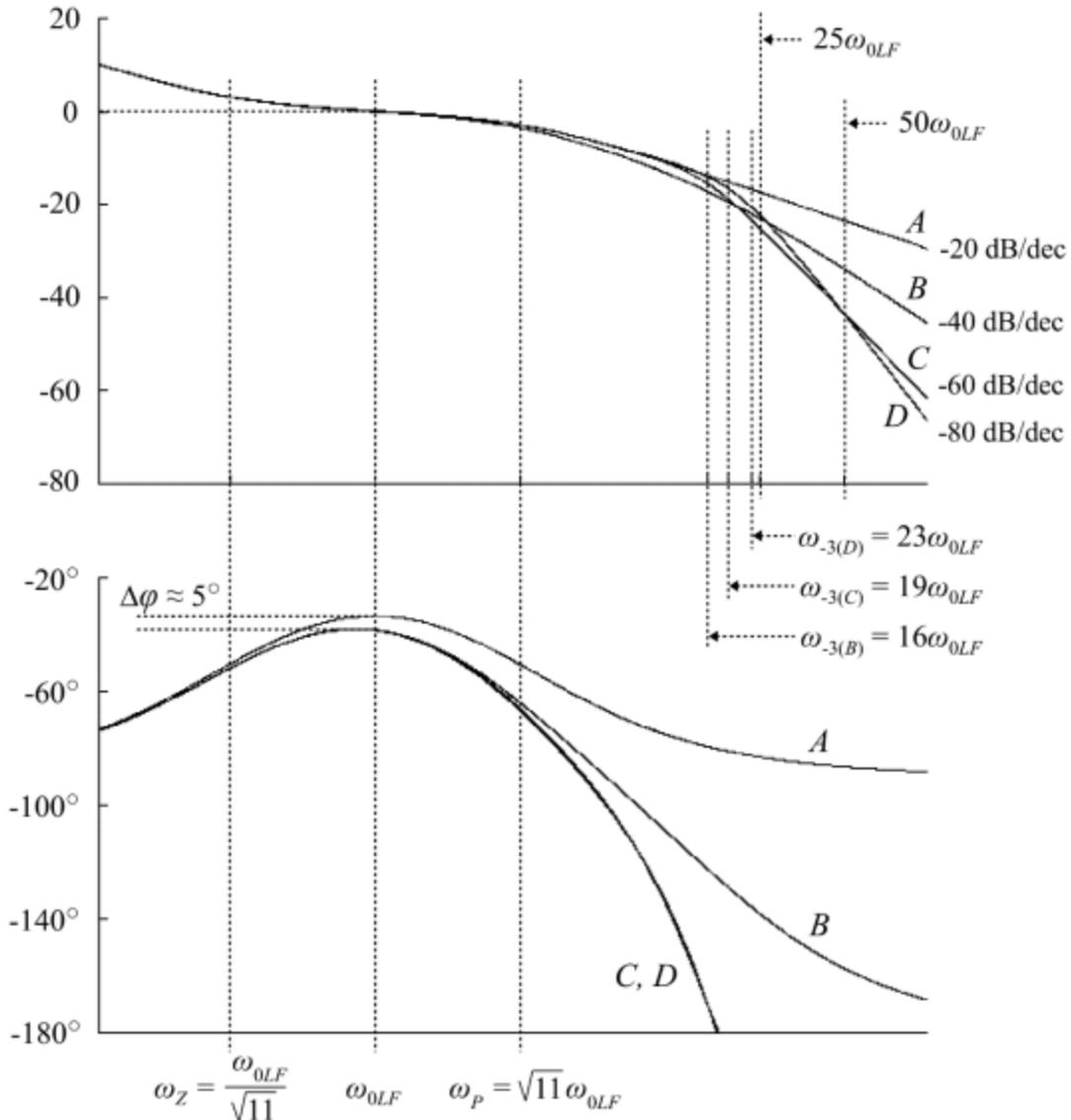
Частота ω_{0LF} на которой ПФ (рис. 3б) имеет максимальный запас по фазе φ_{0LF} до значения -90° является геометрическим средним частоты нуля ω_Z и частоты полюса ω_P : $\omega_{0LF} = (\omega_Z \omega_P)^{1/2}$. Значение максимального запаса по фазе φ_{0LF} зависит только от отношения емкостей конденсаторов C_Z и C_P и равно:

$$\varphi_{0LF} = \arcsin \frac{\omega_P - \omega_Z}{\omega_P + \omega_Z} = \arcsin \frac{C_Z}{C_Z + 2C_P} \quad (1)$$

При заданных ω_Z и ω_P блока ПФ для обеспечения максимально возможного запаса по фазе замкнутого контура ФАПЧ необходимо, чтобы частота ω_0 единичного усиления разомкнутого контура была равна частоте ω_{0LF} блока ПФ. На практике широко используется отношение $\omega_P = 11\omega_Z$, при котором блок ПФ имеет запас по фазе $\varphi_{0LF} \approx 56^\circ$ [1].

Активные ПФ применяются для компенсации помех «дробности», возникающих в СЧ с дробным N . Для их подавления применяют алгоритмическую компенсацию, что приводит расширить спектра помех в высокочастотной области. Таким образом, все меры по компенсации таких помех приводят к появлению помех в высокочастотной части спектра [5]. Это следует учитывать при проектировании блока ПФ. Для усиления фильтрации в высокочастотной области сигнала V_{VCO} в состав блока ПФ

дополнительно включают пассивный ФНЧ 1-го порядка или активные ФНЧ 2-го и 3-го порядков. На рисунке 4 показаны результаты расчетов эффективности различных ПФ для ослабления помех превышающих граничную рабочую частоту ФНЧ. До частоты ω_P наличие ФНЧ практически не сказывается на результирующих амплитудных характеристиках. На частоте ω_{0LF} дополнительное фазовое запаздывание, вносимое ФНЧ, составляет около 5° . На частоте $25\omega_{0LF}$ ослабление составляет не менее 5 дБ по сравнению с ПФ без ФНЧ (диаграмма А), причем в диапазоне частот ω_P и $25\omega_{0LF}$ разница между ослаблениями, вносимыми ФНЧ (диаграммы В, С и D), не превышает 3,3 дБ. До частоты $50\omega_{0LF}$ ослабления ФНЧ 2-го и 3-го порядка (диаграммы С и D) практически равны и на этой частоте превышают ослабление ФНЧ 1-го порядка (диаграмма В) на 9,4 дБ. Начиная с частоты $50\omega_{0LF}$ ослабление ФНЧ 3-го порядка превышает ослабление ФНЧ 2-го порядка. Из рисунка 4 следует, что использование дополнительных ФНЧ в составе блока ПФ является эффективным при подавлении фазовых шумов сигнала опорной частоты, блоков ИЧФД, ИТНЗ и ДЧ на частотах в 25 и более раз



превышающих частоту ω_{0LF} , а значит и частоту ω_0 полосы пропускания контура ФАПЧ.

Рисунок 4 - Амплитудные характеристики блока ПФ: А – без ФНЧ; В – с ФНЧ 1-го порядка; С – с ФНЧ 2-го порядка; D – с ФНЧ 3-го порядка.

Передаточная функция разомкнутого контура ФАПЧ $G_{OL}(s)$ для схемы, изображенной на рис.3.3, может быть записана как [15]

$$G_{OL}(s) = \frac{K_{PFD}Z(s)K_{VCO}}{sN} \quad (2)$$

Тогда передаточные функции от источников шума к выходному шуму СЧ $\theta_{OUT}(s)$ можно представить в виде таблицы 1 [1, 2] и изобразить на АЧХ в виде рис. 5 [1, 5].

Таблица 1 – Передаточные функции источников шума СЧ с ФАПЧ

Источник шума	Передаточная Функция	АЧХ Передаточной Функции	
Источник опорной частоты	$\frac{\theta_{OUT}(s)}{\theta_{REF}(s)}$	$N \cdot \frac{G_{OL}(s)}{1 + G_{OL}(s)}$	ФНЧ
ИЧФД+ИТНЗ	$\frac{\theta_{OUT}(s)}{I_{PDF}(s)}$	$\frac{N}{K_{PDF}} \cdot \frac{G_{OL}(s)}{1 + G_{OL}(s)}$	ФНЧ
ПФ	$\frac{\theta_{OUT}(s)}{V_{LF}(s)}$	$\frac{K_{VCO}}{s} \cdot \frac{1}{1 + G_{OL}(s)}$	Полосовой Фильтр
ГУН	$\frac{\theta_{OUT}(s)}{\theta_{VCO}(s)}$	$\frac{1}{1 + G_{OL}(s)}$	ФВЧ
ДЧ	$\frac{\theta_{OUT}(s)}{\theta_{FD}(s)}$	$-N \cdot \frac{G_{OL}(s)}{1 + G_{OL}(s)}$	ФНЧ

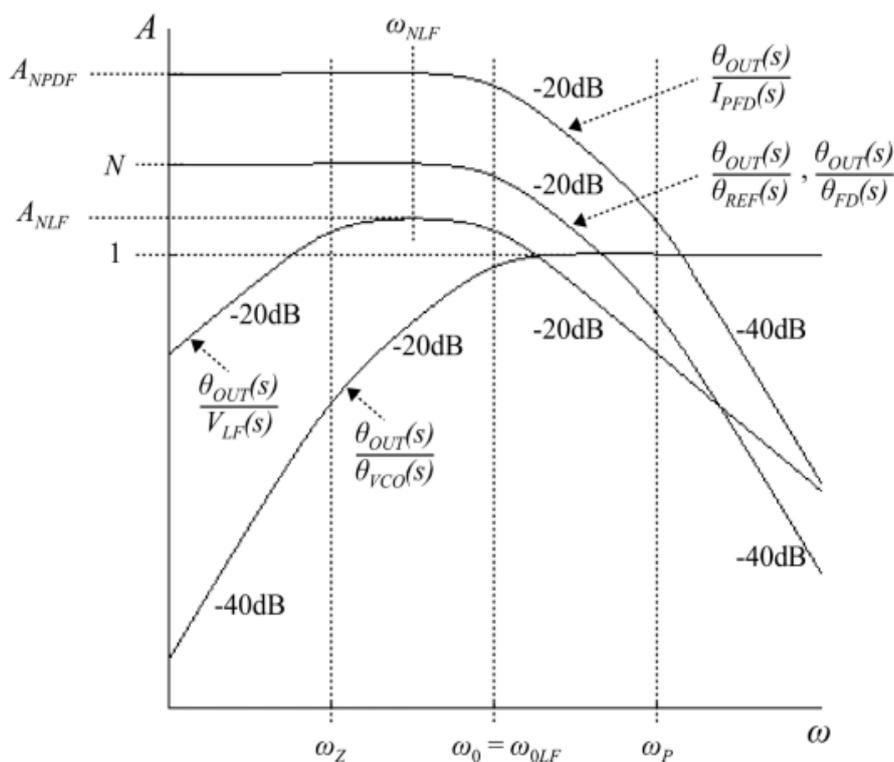


Рисунок 5 - АЧХ передаточных функций источников шума СЧ с ФАПЧ.

На фазовый шум источника опорной частоты, блоков ИЧФД, ИТНЗ и ДЧ контур ФАПЧ действует как ФНЧ 2-го порядка [15]. Причем между частотами ω_0 и ω_P АЧХ имеют наклон -20дБ/дек и только выше частоты ω_P шум подавляется с наклоном -40дБ/дек . На частотах ниже ω_0 шум источника опорной частоты и блока ДЧ передается на выход схемы с усилением N . Шум блоков ИЧФД и ИТНЗ передается с усилением $A_{NPFD} = N / K_{PDF}$. Передаточные функции шумов данных блоков прямо пропорциональны коэффициенту N блока ДЧ, поэтому значение N выбирают минимально возможным. Контур ФАПЧ является полосовым фильтром 2-го порядка с подавлением шума на -20дБ/дек для всех элементов блока ПФ. Амплитуда A_{NLF} максимума передаточной функции прямо пропорциональна K_{VCO} блока ГУН и обратно пропорциональна частоте ω_0 и ширине интервала между частотами ω_z и ω_P [15]. Частота

ω_{NLF} максимума амплитуды передаточной функции, находящаяся между частотами ω_z и ω_0 , также зависит от ширины интервала ω_z и ω_p .

Таким образом, результирующий фазовый шум выходного сигнала ССЧ зависит от шума отдельных элементов контура ФАПЧ с учетом их передаточных функций и может быть оптимизирован выбором полосы пропускания ω_0 контура и АЧХ блока ПФ. Минимальное значение полосы пропускания ограничивается увеличением шума элементов ПФ и резким увеличением шума ГУН в окрестности выходной частоты F_{OUT} . Максимальное значение полосы пропускания ограничивается требованиями фильтрации помех, вызванных импульсным характером управления в контуре.

Список использованных источников

1. Зайцев А. А. Исследование и минимизация фазового шума в ФАПЧ синтезаторах частот // Научно-исследовательские публикации. 2017. № 1 (39). С. 5-29.
2. Kong W. *Low Phase Noise Design Techniques for Phase Locked Loop Based Integrated RF Frequency Synthesizers* // Diss. of Ph.D. degree / The University of Maryland Graduate School, College Park, MD, USA. – 2005. – 115 p.
3. Лин Наинг. Повышение стабильности опорного генератора гибридного PLL/DDS синтезатора сетки частот / Лин Наинг, Н. А. Титович // Информационные радиосистемы и радиотехнологии-2024 : материалы открытой республиканской научно-практической интернет-конференции, Минск, 21–22 ноября 2024 г. / БГУИР.: В. А. Бозуш [и др.]. – Минск, 2024. – С. 69–71.
4. Jonsson F. *Design and Calibration of Integrated PLL Frequency Synthesizers* // Diss. of Ph.D. degree / KTH - Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden. – 2008. – 141 p.
5. Banerjee D. *PLL Performance, Simulation and Design. 4-th Edition.* – Dog Ear Publishing, 2006. – 344 p.

UDC 621.373.52

INFLUENCE OF ELEMENTS OF FREQUENCY SYNTHESIZER WITH PLL ON NOISE CHARACTERISTICS

Lin Naing, Master's student

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

Титович Н.А. – к.т.н., доцент

Annotation. The paper considers the influence of the elements of the integrated synthesizer of the frequency grid on the level of phase noise of the output signal and ways to reduce it.

Keywords. Frequency synthesizer. Phase noise.

ОПТИМИЗАЦИЯ ГРАФИКИ МОБИЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Ловец В.В., Волчек А.С.

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

*Рябичина О.П. – кандидат технических наук, доцент, доцент
кафедры ИРТ БГУИР, Минск, Республика Беларусь*

Аннотация. В статье рассматриваются ключевые аспекты оптимизации мобильной графики, включая важность повышения визуальной производительности мобильных приложений и игр. Описаны основные методы оптимизации, такие как MIP-текстурирование, шейдеры, уровень детализации (LOD) и конвейер рендеринга. Проведено сравнение базовых и передовых методов оптимизации, анализируется их влияние на нагрузку на видеокарту и общее качество изображения.

Ключевые слова. Оптимизация мобильной графики, визуальная производительность, мобильные приложения, графический процессор (GPU), оптимизация шейдеров.

Введение

Оптимизация мобильной графики — это процесс повышения визуальной производительности мобильных приложений и игр. Он включает в себя настройку различных параметров и использование специальных методов для обеспечения плавной работы графики без разрядки батареи или перегрева устройства. Это баланс между производительностью и качеством, и он необходим для обеспечения бесперебойного пользовательского опыта.

Оптимизируя графику, есть возможность добиться того, чтобы приложение или игра работали плавно, получали лучший пользовательский опыт и гарантированно увеличивали контроль и точность обработки пользователей [1].

Анализ основных методов оптимизации

MIP-текстурирование — это метод, который предполагает создание нескольких вариантов текстур с разным уровнем развития. Это позволяет устройству использовать соответствующую версию текстуры в зависимости от расстояния до камеры, что позволяет увеличить объем данных, которые необходимо обработать.

Compute Shaders — это специальные программы, которые работают на графическом процессоре и предоставляют разработчикам возможность более гибко и точно управлять потоками данных и памятью. В DirectX 11/12 и OpenGL Compute Shaders используются для выполнения сложных вычислений, таких как пост-обработка изображений или расчет освещения [2].

Уровень детализации (LOD) представляет собой стратегию создания нескольких версий 3D-объекта с различной степенью детализации, что позволяет адаптировать визуальное представление объекта в зависимости от его расстояния до камеры.

Конвейер рендеринга представляет собой последовательность этапов и технологий, которые графический процессор использует для обработки данных и окончательной визуализации графики.

Сравнение базовых и передовых методов оптимизации графики

MIP-текстурирование использует многослойные текстуры с разным разрешением для уменьшения артефактов.

Основная цель этого метода — уменьшить нагрузку на видеокарту и пропускную способность, применяя текстуры, наиболее подходящие к расстоянию от камеры. В то время как LOD применяет модели с различной геометрической сложностью в зависимости от расстояния до объекта, что снижает нагрузку на систему.

Визуальное качество, обеспечиваемое MIP-текстурированием, позволяет добиться плавных переходов текстур и снизить эффект муара, повышая общее восприятие сцены. Однако LOD может снижать качество на дальних расстояниях.

В практическом применении MIP-текстурирование широко используется в играх и виртуальной реальности, где критично поддерживать высокое качество текстур. В свою очередь, LOD активно применяется в больших игровых мирах и CGI, что позволяет значительно оптимизировать графику [3].

Оптимизация шейдеров включает в себя упрощение математических операций, сокращение количества текстурных выборок и использование более эффективных алгоритмов.

Оптимизация конвейера рендеринга подразумевает повышение всей последовательности обработки графики, включая этапы от подготовки данных до финального вывода изображения [4]. Следовательно, оптимизация шейдеров фокусируется на повышении качества отдельных компонентов, тогда как оптимизация конвейера рендеринга охватывает более широкий спектр процессов.

Оба метода способствуют повышению производительности и качеству графики, но применяются на разных уровнях работы с графическим рендерингом.

Изучив все базовые и продвинутое технологии, были выведены технические сведения и представлены в таблице 1.

Таблица 1 – Сравнительный анализ технологий оптимизации графики для мобильных устройств

Технология/параметр	MIP-текстурирование	LOD (Level of Detail)	Оптимизация шейдеров	Оптимизация конвейера рендеринга	Средний FPS (средние кадры в секунду)	Использование VRAM
Базовая	Уменьшение артефактов на 50%	Снижение нагрузки на 40%	Снижение времени выполнения на 20%	Повышение производительности на 15%	30 FPS	Экономия до 30%
Продвинутая	Повышение визуального качества на 30%	Увеличение дальности в 1.5 раза	Увеличение производительности на 25%	Уменьшение времени рендеринга на 30%	60 FPS	Эффективное использование на 50%

Заключение

MIP-текстурирование эффективно снижает артефакты и нагрузку на видеокарту, обеспечивая плавные текстурные переходы, что особенно важно для игр и виртуальной реальности. В то время как LOD подходит для масштабных проектов. Оптимизация шейдеров повышает производительность через упрощение математических операций, в то время как оптимизация конвейера рендеринга охватывает более широкий спектр процессов обработки графики. Смешение этих методов позволяет достичь оптимального баланса между качеством изображения и производительностью. Учет специфики проекта является ключевым фактором в выборе наиболее эффективных методов оптимизации.

Список использованных источников

- [1] Оптимизация графики для производительности мобильных устройств /URL: <https://toxigon.com/optimizing-graphics-for-mobile-performance#toc-anchor-12>
- [2] Оптимизация производительности GPU рендеринга /URL: <https://www.cloud4y.ru/blog/optimizing-gpu-rendering-performance-algorithms-and-methodologies/>
- [3] MIP-MAP Filtering в процессе выполнения приложения / URL: <https://www.ixbt.com/video/mip-mapping.html>
- [4] Рендеринг в графике: магия превращения 3D в реальность / URL: <https://kurshub.ru/journal/blog/rendering-v-grafike-magiya-prevrashheniya-3d-v-realnost/>

ПРИМЕНЕНИЕ CAN FD В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Марчук Т.М., Денис А.А.

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

Гринкевич А.В. – канд. техн. наук, доцент

В докладе рассматривается CAN FD, его отличия от классического CAN, реализация передачи данных с помощью CAN FD на базе микроконтроллера Stm32 и возможности его применения в радиолокационных системах.

CAN (Controller Area Network) – это двухпроводный, дифференциальный, последовательный, полудуплексный интерфейс для передачи бинарных данных между электронными платами (PCB). В качестве кабеля чаще всего применяют одну экранированную витую пару проводов с именами: CAN_L и CAN_H [1].

CAN FD (Controller Area Network Flexible Data-Rate) – это CAN с гибкой скоростью передачи данных, следующий этап развития классической шины CAN. Он обеспечивает более высокую скорость передачи данных и больший объем передаваемых данных в одном кадре.

CAN FD работает одновременно на двух скоростях. Поле арбитража (заголовок кадра) передается со скоростью такой же, как и в классическом варианте (до 1 Мбит/с). Поле данных передается на скорости кратно превышающую скорость передачи заголовка и может иметь значение вплоть до 12 Мбит/с. В CAN FD скорость обмена на участке передачи байт данных увеличена между фазой арбитража и фазой ожидания подтверждения [1].

Формат кадра для классического CAN и CAN FD приведен на рисунке 1 и рисунке 2 соответственно.

Параметр	Классический фрейм CAN												
	Арбитраж – заголовок					Полезная нагрузка				Арбитраж – окончание			
Поле	SOF	ID	RTR	IDE	r0	DLC	DATA	CRC	CRC D	ACK	ACK D	EOF	IFS
Длина, бит	1	11	1	1	1	4	64	15	1	1	1	7	3

Рисунок 1 – Формат кадра для классического CAN (стандартный 11-битный ID)

Недостатком классического формата кадра CAN является большой объем служебной информации и относительно небольшой объем данных (максимум 8 байт).

Параметр	Фрейм CAN FD																
	Арбитраж – заголовок							Полезная нагрузка						Арбитраж – окончание			
Поле	SOF	ID	RRS	IDE	EDL	r0	BRS	ESI	DLC	DATA	STC	CRC	CRC D	ACK	ACK D	EOF	IFS
Длина, бит	1	11	1	1	1	1	1	1	4	512	6	21	1	1	1	7	3

Рисунок 2 – Формат кадра для CAN FD (стандартный 11-битный ID)

В CAN FD отсутствует пакет Remote Frame (кадр удаленного запроса). В CAN FD по-другому кодируется 4-ех битовое поле DLC. В CAN FD контрольная сумма может достигать 21 бита (в классическом CAN CRC составляет 15 бит): если объем данных полезной нагрузки составляет до 16 байт, CRC кодируется в 17 битах; если объем данных полезной нагрузки превышает 20 байт, CRC кодируется в 21 бите. CAN FD может передать до 64 байт данных в одном пакете. Контроллер CAN FD способен принимать классические CAN кадры (CAN 2.0A и CAN2.0B), а стандартный CAN узел не может принимать кадры формата CAN FD. Для шины CAN FD нужны специальные микросхемы-трансиверы с повышенным быстродействием [2].

На рисунке 3 показано кодирование длины данных в поле DLC для классического CAN и CAN FD.

Значение DLC (десятичное)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Длина данных CAN 2.0, байт	0	1	2	3	4	5	6	7	8	8	8	8	8	8	8	8
Длина данных CAN-FD, байт	0	1	2	3	4	5	6	7	8	12	16	20	24	32	48	64

Рисунок 3 – DLC (классический CAN и CAN FD)

Следует отметить, что если кадр CAN FD содержит менее 8 байт данных, то его эффективность ниже, чем эффективность классического CAN. Это из-за большего объема служебной информации, содержащейся в кадрах CAN FD. На рисунке 4 показано сравнение эффективности кадров классического CAN и CAN FD.

Тип фрейма	Длина секций, бит					Эффективность, %
	Заголовок	Полезная нагрузка (без данных)	Данные	Окончание	Всего	
Классический CAN	15	20	64	12	111	58
CAN FD 8 байт	17	29	64	12	122	52
CAN FD 24 байт	17	33	192	12	254	76
CAN FD 64 байт	17	33	512	12	574	89

Рисунок 4 – Сравнение эффективности кадров классического CAN и CAN FD (стандартный 11-битный ID)

CAN интерфейс реализован аппаратно во многих микроконтроллерах как цифровая электрическая цепь внутри SoC. Это микроконтроллеры от Stm, Artery, YTM32 (YTM32B1ME05G0MLQ), GigaDevice (GD32C103CB) и другие. Однако есть и отдельные ASIC переходники с SPI на CAN (TJA1145T/FD). Компания STMicroelectronics выпускает различные семейства микроконтроллеров STM32 с поддержкой классического CAN. Поддержка CAN FD есть в следующих семействах: микроконтроллеры общего назначения STM32G0 с процессорным ядром ARM Cortex-M0+; микроконтроллеры общего назначения STM32G4 с процессорным ядром ARM Cortex-M4; производственные микроконтроллеры STM32H7 с процессорным ядром ARM Cortex-M7; малопотребляющие микроконтроллеры STM32L5 с процессорным ядром ARM Cortex-M33 [1].

Практическая реализация передачи данных с помощью CAN FD на базе микроконтроллера Stm32 (Stm32H743) выполнялась согласно схеме на рисунке 5. Важным условием работоспособности CAN-шины является наличие на концах витой пары согласующих резисторов, которые также называют терминаторами, с сопротивлением 120 Ом.

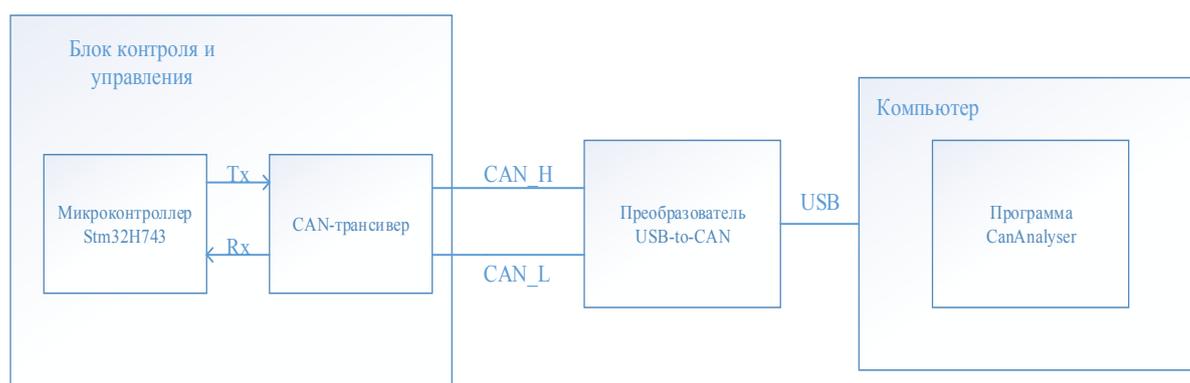


Рисунок 5 – Схема практической реализации передачи данных с помощью CAN FD на базе микроконтроллера Stm32 (Stm32H743)

Результат передачи данных CAN FD отображен на рисунке 6. Для анализа принятых кадров CAN использовалась программа CanAnalyser. Арбитраж передается на скорости 500 кбит/с, поле данных передается на скорости 5 Мбит/с, используется расширенный 29-битный ID, объем передаваемых данных равен 4 байтам.

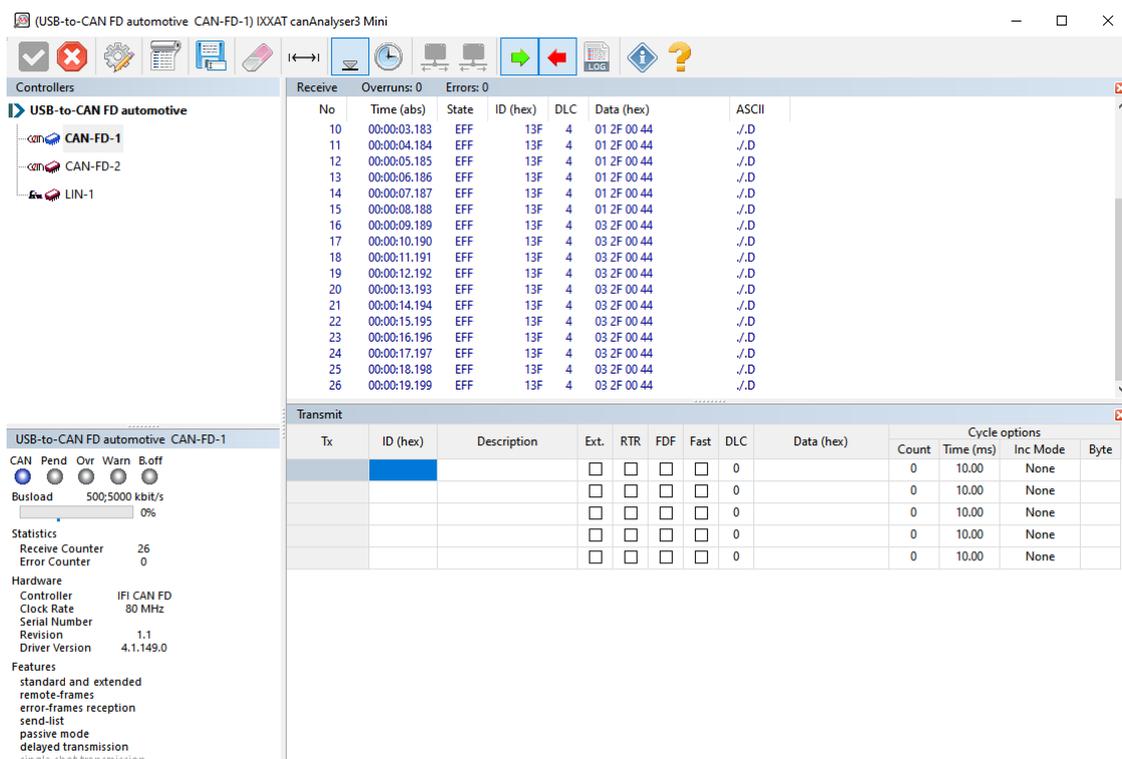


Рисунок 6 – Результат передачи данных CAN FD

В современных радиолокационных системах (комплексах) в больших количествах используются всевозможные датчики, электронные блоки управления, исполнительные механизмы. Большинство созданных CAN-протоколов из-за ограниченной пропускной способности уже не всегда могут справиться с обработкой информации, поступающей от такого количества устройств и систем, поэтому в таких нагруженных системах для повышения объема передаваемой информации и увеличения скорости передачи целесообразно применять CAN FD.

В докладе был рассмотрен CAN FD, его отличия от классического CAN, реализация передачи данных с помощью CAN FD на базе микроконтроллера Stm32 (Stm32H743) и возможности его применения в радиолокационных системах.

Список использованных источников:

1. ЛукБез по CAN-FD. URL: <https://habr.com/ru/articles/793966> (дата обращения: 23.03.2025).
2. CAN-шина. Просто и понятно. URL: <https://elm3.ru/wiki/can-shina> (дата обращения: 23.03.2025).

ИССЛЕДОВАНИЕ ОЦЕНКА МЕТОДОВ МАСШТАБИРОВАНИЯ В ТЕЛЕМЕДИЦИНСКИХ СИСТЕМАХ

Мин Хаунг Чжо. магистрант

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

г. Минск, Республика Беларусь

Половения С. И. – канд. тех. наук, доцент

Аннотация: В данной исследовании рассматривается анализ алгоритмов масштабирования медицинских изображений с использованием алгоритмов ближайшего соседа, билинейных и бикубических алгоритмов.

Современные телемедицинские платформы требуют передачи диагностических данных, включая медицинские изображения, полученные с помощью рентгенографии, компьютерной томографии, УЗИ и эндоскопии. Ключевым требованием к таким системам является устойчивость цифровых изображений (пиксельной графики) к различным алгоритмам изменения масштаба [1]. В связи с этим критически важно исследовать, как методы масштабирования влияют на резкость и детализацию снимков, а также оценить риск возникновения артефактов, способных снизить точность удаленной диагностики [2].

Эффективные алгоритмы должны обеспечивать:

- сохранение высокочастотных деталей при любом масштабе;
- минимизацию артефактов интерполяции: низкочастотных искажений, алиасинга, муара, пикселизации и других [3].

В цифровой обработке изображение представляется дискретным массивом пикселей. Масштабирование – это преобразование этого массива для соответствия заданному разрешению и физическим размерам [4]. Чтобы уменьшить потери при увеличении изображения (например, для детального просмотра или печати), применяются интерполяционные алгоритмы. Их суть заключается в вычислении промежуточных значений пикселей на основе известных данных [5].

Интерполяционные методы делятся на адаптивные и неадаптивные:

1. Неадаптивные – обрабатывают все пиксели одинаково, не учитывая особенности изображения (текстуры, границы и т. д.).
2. Адаптивные – учитывают локальные особенности снимка (например, плавные переходы или резкие края) [6].

Неадаптивные методы, такие как билинейная и бикубическая интерполяция, обладают высокой скоростью обработки и сохраняют приемлемую контрастность, что делает их перспективными для телемедицины, где важна оперативность передачи данных специалисту.

В исследовании анализируются три метода на основе линейной свертки [7]:

1. Метод ближайшего соседа (Nearest Neighbor, рис. 1–а) – простейший, но склонный к пикселизации.
2. Билинейная интерполяция (рис. 1–б) – улучшает плавность переходов.
3. Бикубическая интерполяция (рис. 1–в) – обеспечивает более точное восстановление деталей за счет учета большего числа соседних пикселей.

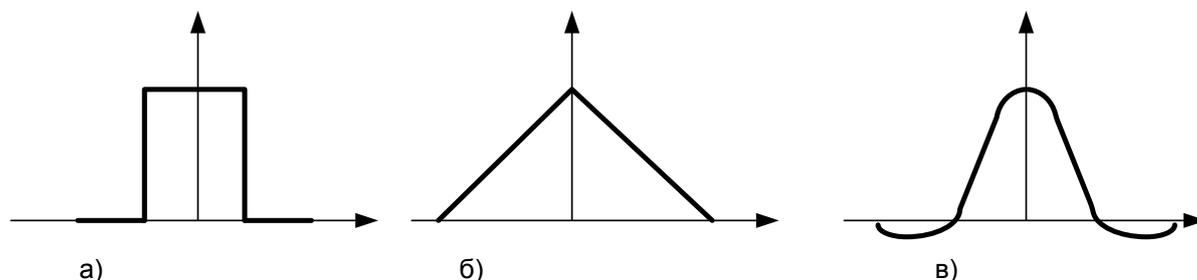


Рисунок 1а) прямоугольная форма функции при интерполировании методом Nearest Neighbor;

б) треугольная форма функции при интерполировании билинейным методом;

в) колоколообразная форма функции при интерполировании бикубическим методом

Математически процесс описывается следующим образом:

$F(i)$ – интенсивность (яркость) i -го пикселя;

К – сверточная маска (ядро).

В двумерном случае:

$$F_{out}(x, y) = \sum_{i=-a}^a \sum_{j=-b}^b K(i, j) \cdot F(x+i, y+j)$$

Для объективной оценки методов используется программно-аппаратный комплекс Imatest, позволяющий количественно измерить искажения и артефакты.

Аналитический вид интерполяционных функций для сравнения приведен в таблице 1.

Таблица 1 – Интерполяционные функции

Функция	Определение	
Прямоугольная	$R_0(\omega_x, \omega_y) = \begin{cases} (1/T_x T_y), x \leq T_x/2, y \leq T_y/2 \\ 0 \text{ в противном случае} \end{cases}$ $\mathfrak{R}_0(\omega_x, \omega_y) = \frac{\sin(\omega_x T_x / 2) \sin(\omega_y T_y / 2)}{(\omega_x T_x / 2)(\omega_y T_y / 2)}$	
Треугольная	$R_1(x, y) = R_0(x, y) \cdot R_0(x, y)$ $\mathfrak{R}_1(\omega_x, \omega_y) = \mathfrak{R}_0^2(\omega_x, \omega_y)$	
Колоколообразная	$R_2(x, y) = R_0(x, y) \cdot R_1(x, y)$ $\mathfrak{R}_2(\omega_x, \omega_y) = \mathfrak{R}_0^3(\omega_x, \omega_y)$	

Проведенный анализ позволит определить оптимальные алгоритмы масштабирования для телемедицинских систем, обеспечивающие баланс между скоростью обработки, сохранением диагностически значимых деталей и минимизацией визуальных искажений.

Список использованных источников:

1. Бьемон, Ж. Итерационные методы улучшения изображений / Ж. Бьемон, Р.Л. Лагендейк, Р.М. Марсеро // ТИИЭР. - 1990. - т. 78, № 5. - С. 58-84.
2. Абу Басма, Л. Повышение четкости медицинских изображений на основе метода скользящих масок / Л. Абу Басма, СИ. Семенов, Л.Т. Сушкова, К. В. Чирков // Доклады 6-ой Международной конференции «Радиоэлектроника в медицине». - С. 47-51
3. Кузнецов Ю.В. Технология обработки изобразительной информации : учеб. Пособие / Ю.В. Кузнецов; М-во образования РФ, МГУП.–М–Спб.: Издательство «Петербургский институт печати», 2002.–225 с.
4. В.Л. Хуан Габриель, О.Р. Никитин. Критериальная база оценки качества передачи информации медицинских снимков/ Актуальные вопросы современной науки. Сборник статей по материалам XIX международной научно-практической конференции. Томск, 2019. С 89-97
5. Гонзалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2006. 1072 с.
6. Маркелов К.С. Модель повышения информативности цифровых изображений на базе метода суперразрешения // Инженерный вестник–Москва–2013–№03–С. 525-542.
7. Анализ изображений /Image Processing Toolbox. / Статья сайта matlab.exponenta [Электронный ресурс]. Режим доступа: URL: http://matlab.exponenta.ru/imageprocess/book5/8_1.php.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАОТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КУСОЧНО-ЛИНЕЙНОЙ ФУНКЦИИ

Нгуен Минь Хуеп.

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

Половения С.И. – канд. техни. наук., доцент

Доклад посвящён исследованию использования кусочно-линейной функции в системах передачи информации на основе динамического хаоса. Оценивается эффективность данной функции по сравнению с другими математическими моделями. Приводятся перспективы применения хаотических сигналов в системах связи.

Одним из перспективных направлений в области информационной безопасности является использование хаотических систем для шифрования и передачи данных. Динамический хаос, представляющий собой сложное и нелинейное поведение систем, обладает уникальными свойствами, такими как чувствительность к начальным условиям и непредсказуемость. Эти характеристики делают хаос мощным инструментом для создания защищённых каналов связи.

Моделирование сигнала осуществляется в соответствии с динамическим законом. Это процесс генерации последовательности сигнала, в котором каждое следующее значение вычисляется на основе предыдущих, согласно определённой математической функции. Эта функция описывает динамику системы во времени.

Анализ результатов разработанной модели моделирования приложением *Mathlab* хаотических сигналов при воздействии помех с математической кусочно-линейной функции [1].

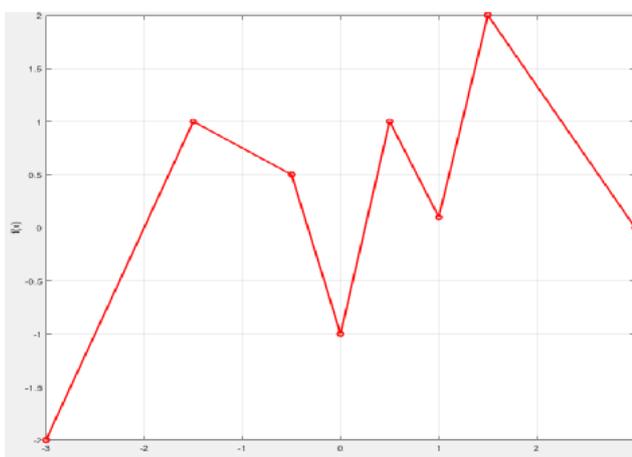


Рисунок 1 – График кусочно-линейной функции

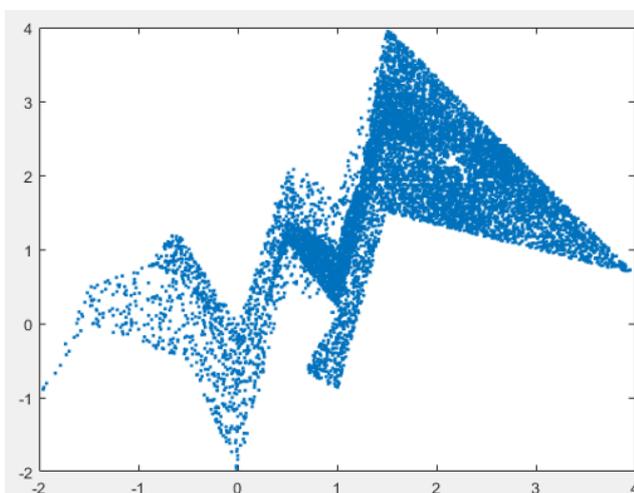


Рисунок 2 – 2D-графика хаотического сигнала

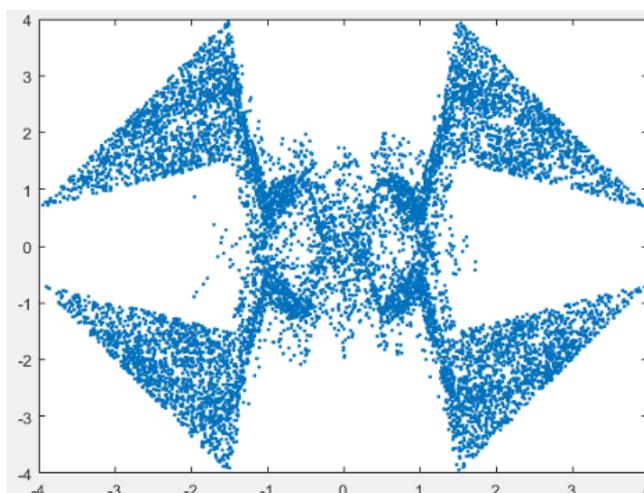


Рисунок 3 – Графика модулированного хаотического сигнала

Анализ результатов разработанной модели моделирования хаотических сигналов при воздействии помех с математической функций $fun1 = \sin(b \cdot \pi \cdot x) + \sin(\frac{b}{2} \cdot \pi \cdot y)$.

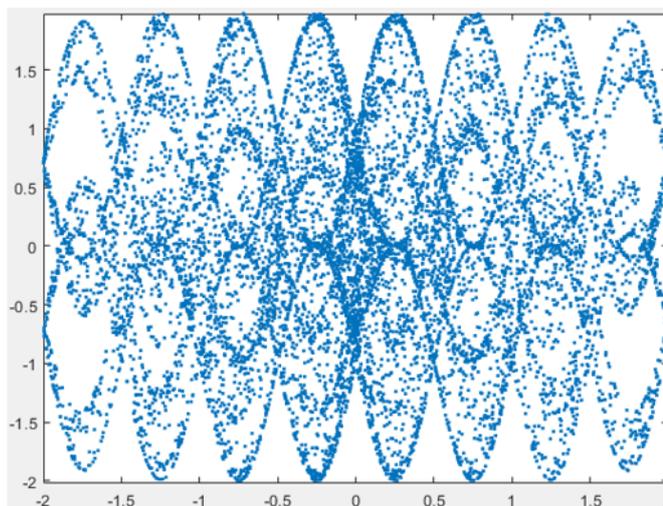


Рисунок 4 – Графика модулированного хаотического сигнала с математической функций $fun1$

На рисунке 4 показано что, если использовать синусоидальную функцию (гармонический сигнал) для модуляции хаотического сигнала, злоумышленник может заметить повторяющиеся закономерности (так как синусоида имеет регулярную структуру и легко поддается анализу). Это нарушает хаотическую природу сигнала и создает риск утечки информации.

Поэтому вместо синусоиды была предложена новая математическая функция – кусочно-нелинейная случайная функция. Эта функция создает сигнал, который не имеет периодической структуры, не повторяется и трудно предсказуем. Благодаря этому, передаваемый сигнал сохраняет свою хаотическую природу, что делает его более защищенным от перехвата и анализа.

Динамический хаос вызывает особый интерес исследователей, поскольку он может быть использован при разработке новых систем связи, радиолокационных систем, генераторов случайных чисел, источников радиочастотного освещения, а также для шифрования изображений. Главными преимуществами основанных на хаосе телекоммуникационных систем являются высокий уровень конфиденциальности и информационной емкости. В настоящее время существует множество алгоритмов применения хаоса для передачи сигналов.

Основные преимущества хаотических сигналов в системах передачи информации:

– устойчивость к перехвату и атакам. Сложная структура хаотических сигналов делает их крайне трудными для анализа и восстановления без знания параметров системы. Это повышает

устойчивость системы связи к перехвату и криптоанализу, что особенно важно в условиях возрастающих киберугроз;

– широкополосность и высокая пропускная способность. Хаотические сигналы обладают широким спектром, что позволяет использовать их в широкополосных системах связи. Это увеличивает пропускную способность канала и снижает уровень помех;

– скрытность передачи. Благодаря близости спектра хаотических сигналов к белому шуму их использование затрудняет обнаружение передаваемых данных и снижает вероятность успешного вмешательства в канал связи;

– гибкость настройки. Хаотические системы легко адаптируются к изменениям параметров канала связи, что делает их перспективными для использования в динамических и шумных средах, таких как беспроводные сети и системы интернета вещей.

Области применения:

– защищенные системы связи: Военные и правительственные коммуникации, где требуется высокий уровень конфиденциальности;

– беспроводные сети: Системы мобильной связи и Wi-Fi, где хаотические сигналы могут улучшить устойчивость к помехам и атакам;

– интернет вещей: Обеспечение безопасности данных в распределенных и низкоэнергетических устройствах;

– оптические системы связи: Передача данных с высокой скоростью в волоконно-оптических линиях;

– медицинские устройства: Безопасная передача данных в телемедицинских системах.

Таким образом, проведённое моделирование подтвердило эффективность использования кусочно-линейной функции на основе динамического хаоса в защищённых системах передачи данных и продемонстрировало перспективность дальнейших разработок в данной области.

Список использованных источников:

1. Дмитриев А. С., Панас А. И. Динамический хаос: новые носители информации для систем связи. – М.: Физматлит, 2002. – 252 с.

2. Залогин Н. Н., Кислов В. В. Широкополосные хаотические сигналы в радиотехнических и информационных системах / Москва.: Радиотехника, 2006. – 208 с.

3. Применение детерминированного хаоса для передачи информации [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/primeneniye-determinirovannogo-haosa-dlya-peredachi-informatsii> – Дата доступа: 15.03.2025.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СХЕМЫ КАНАЛА СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КУСОЧНО-ЛИНЕЙНОЙ ФУНКЦИИ

Науен М.Х.¹, студент гр.141301

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники¹
г. Минск, Республика Беларусь

Половения С.И. – канд. техни. наук. доцент

Аннотация. Статья посвящён исследованию схемы канала связи с использованием кусочно-линейной функции позволяет исследовать нелинейное подмешивание информационного сигнала к хаотическому.

Ключевые слова. Кусочно-линейная функция, деление-умножение, нелинейное подмешивание, ведущая система.

Главная особенность нелинейного подмешивания информационного сигнала к хаотическому является то, что информационный сигнал непосредственно вводится в ведущую систему, в котором из него формируется выходной сигнал. Извлечение полезного сигнала на приемнике, связано с использованием в ведомой системе обратного по отношению к ведущей системе преобразования. На сегодня, из возможных взаимобратных преобразований, можно использовать несколько операций, сложение-вычитание, деление-умножение, сложение по модулю с основанием 2 и преобразование напряжения-ток. В процессе моделирования используется операция деление-умножение.

Система связи, смоделированная с помощью программного обеспечения Simulink, представлена на рисунке 1. Схема канала связи с использованием кусочно-линейной функции позволяет исследовать нелинейное подмешивание информационного сигнала к хаотическому.

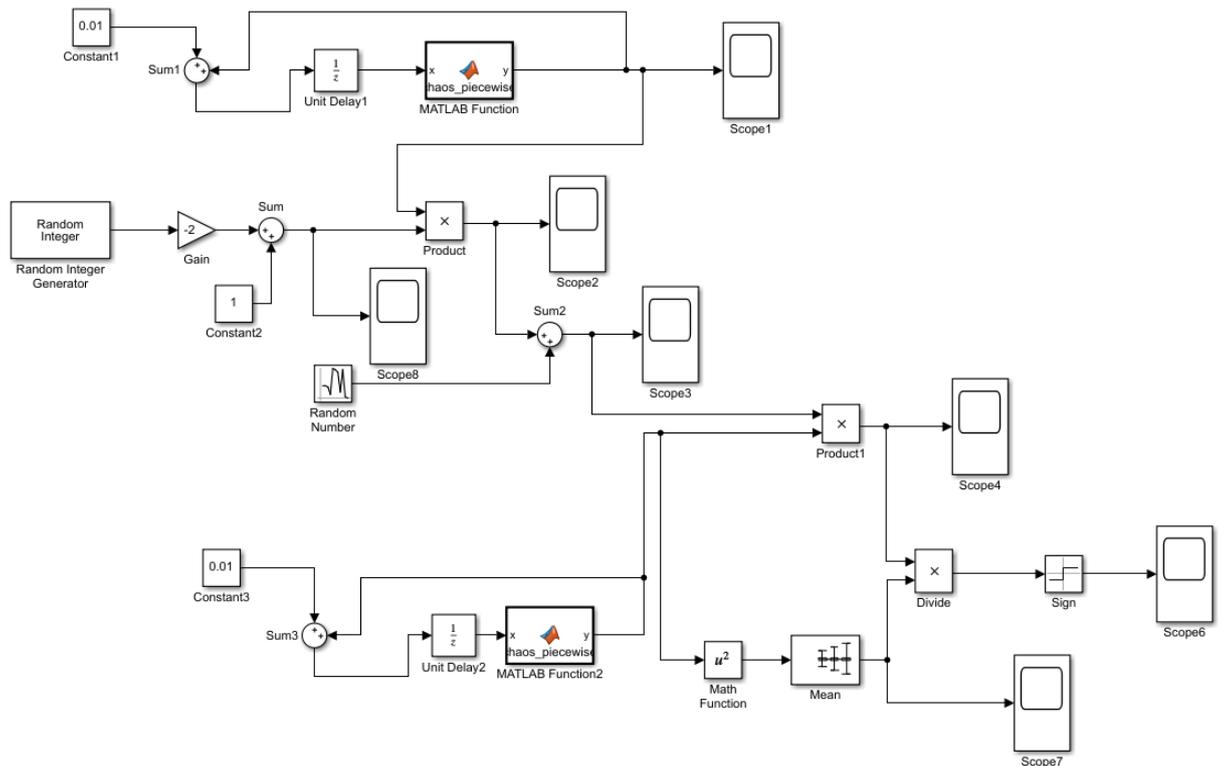


Рисунок 1 – Схема канала связи с использованием кусочно-линейной функции

```
function y = chaos_piecewise(x)
    % Определение точек разбиения и соответствующих значений
    breakpoints = [-3, -1.5, -0.5, 0, 0.8, 1, 1.5, 5];
    values = [-2, 1.6, 0.9, -1, 4, 0.1, 2, 0];

    % Линейная кусочно-постоянная интерполяция
    y = interp1(breakpoints, values, x, 'linear', 'extrap');
end
```

Рисунок 2 – Математическая функция кусочно-линейных функций в MATLAB Function Block

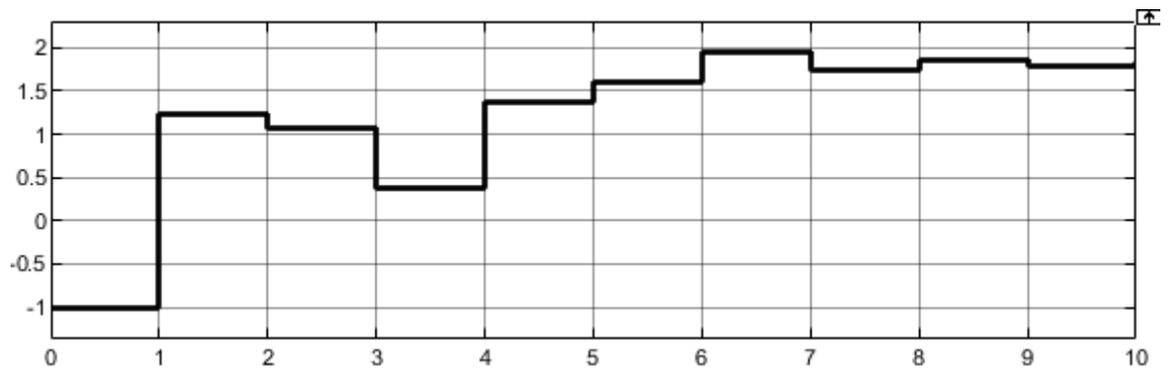


Рисунок 3 – Хаотический сигнал

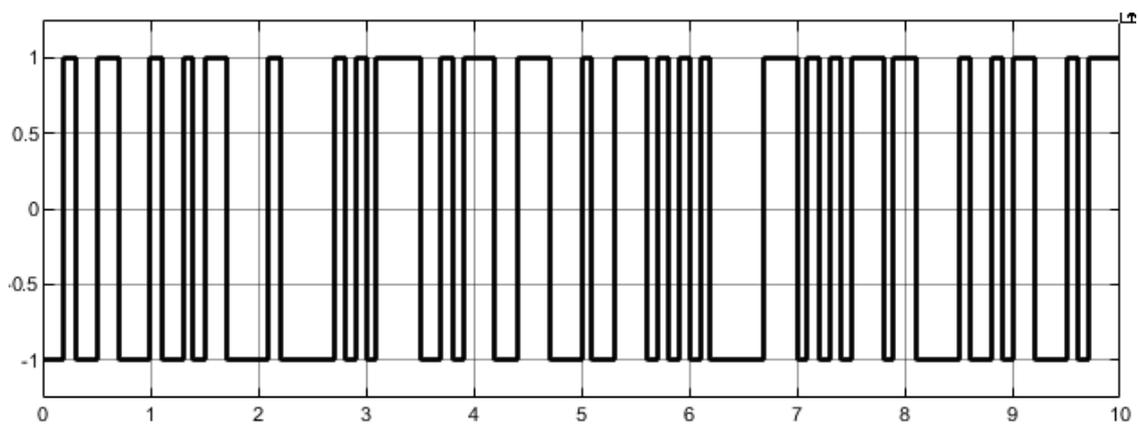


Рисунок 4 – Информационный сигнал

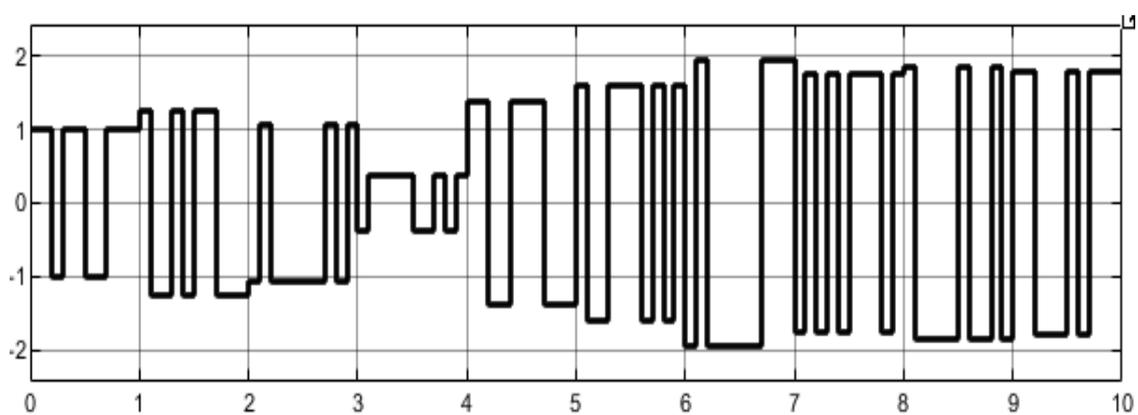


Рисунок 5 – Хаотический сигнал после нелинейного подмешивания с информационным сигналом

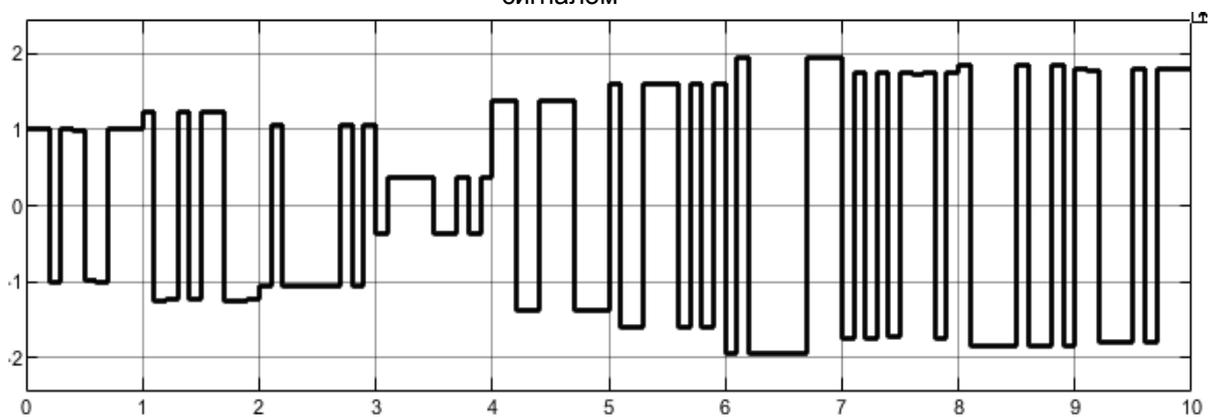


Рисунок 6 – Модулированный хаотический сигнал с шумом

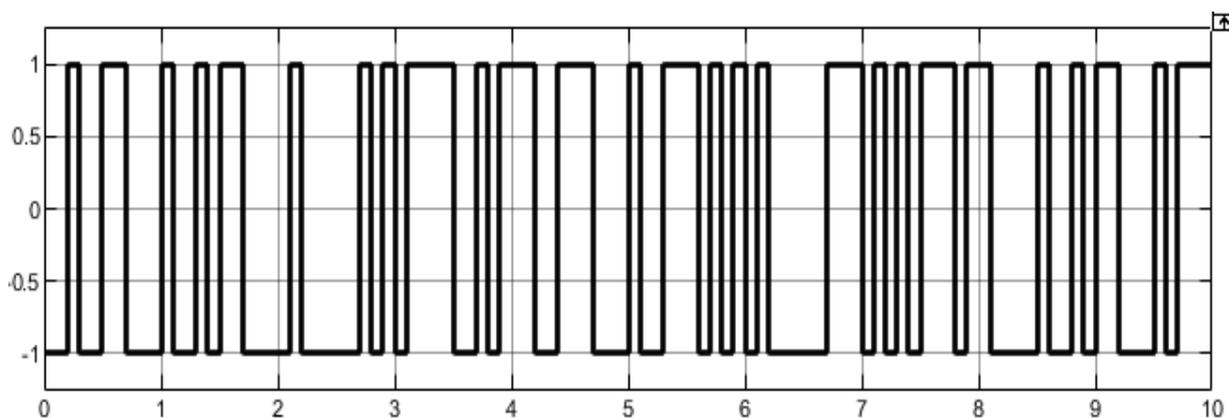


Рисунок 7 – Информационный сигнал, полученный на стороне приемника после демодуляции

Моделирование с использованием кусочно-линейной функции генерирует сигнал, лишенный периодической структуры, не повторяющийся во времени и трудно предсказуемый. Благодаря этому передаваемый сигнал сохраняет свою хаотическую природу, что повышает его устойчивость к перехвату и анализу. На основании результатов моделирования, представленных на рисунках, можно сделать вывод: сгенерированный хаотический сигнал обладает непредсказуемыми хаотическими характеристиками, а декодированный информационный сигнал практически полностью совпадает с исходным. Это подтверждает эффективность метода нелинейного подмешивания информационного сигнала к хаотическому в системе связи, открывая перспективы для применения подобных технологий в современных системах защиты данных.

Список использованных источников:

1. Дмитриев А. С., Панас А. И. *Динамический хаос: новые носители информации для систем связи*. – М.: Физматлит, 2002. – 252 с.
2. Залогин Н. Н., Кислов В. В. *Широкополосные хаотические сигналы в радиотехнических и информационных системах* / Москва.: Радиотехника, 2006. – 208 с.
3. *Скрытие данных с использованием хаотических сигналов [Электронный ресурс]*. – Режим доступа: <https://helpiks.org/6-82912.html> – Дата доступа: 15.03.2025.

UDC

MODELING A CHAOTIC SIGNAL COMMUNICATION SYSTEM USING A PIECEWISE-LINEAR FUNCTION

Nguyen M.H.¹

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics¹, Minsk, Republic of Belarus

Polovenya C.I. – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor

Annotation. The article is devoted to the study of the communication channel scheme using a piecewise linear function allows one to study the nonlinear mixing of an information signal to a chaotic one.

Keywords. Piecewise linear function, division-multiplication, nonlinear mixing, leader system.

УДК 621.396

КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛЬ ФОРМИРОВАНИЯ ТРАЕКТОРНОГО СИГНАЛА ДЛЯ РАДИОЛОКАТОРА UHF-ДИАПАЗОНА НА БЕСПИЛОТНОМ ЛЕТАТЕЛЬНОМ АППАРАТЕ

Нгуен Хоанг Хиел, студент гр. 141301

Рогачева Я.Д., студент гр. 141301

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

Козлов С.В. – доктор техн. наук, проф.

Аннотация. Приведено описание компьютерной модели формирования траекторного сигнала для радиолокатора с синтезированием апертуры, применяемого для гуманитарного разминирования.

Ключевые слова. Компьютерная модель, радиолокатор с синтезированием апертуры, беспилотный летательный аппарат, траекторный сигнал, удельная эффективная отражающая поверхность.

Введение

В настоящее время актуальным является создание технических средств для гуманитарного разминирования [1]. Одним из вариантов решения этой задачи является использование радиолокатора с синтезированием апертуры UHF-диапазона, размещаемого на беспилотном летательном аппарате.

Радиолокатор с синтезированной апертурой (РСА) UHF-диапазона (в нашем случае это участок 500-700 МГц) представляет собой эффективное средство дистанционного обнаружения точечных металлических объектов, размещенных на земной поверхности и при их небольшом заглублении. Принцип работы основан на формировании высокоразрешающего изображения путем когерентной обработки сигналов, принимаемых в процессе движения платформы по заданной траектории. Это позволяет создать виртуальную антенну значительно большего размера, чем физическая, существенно повышая разрешающую способность системы [4]. Выбор UHF-диапазона обусловлен оптимальным соотношением между глубиной проникновения радиоволн под растительность и в почву и достижимым пространственным разрешением [5]. Размещение РСА на беспилотном летательном аппарате обеспечивает безопасность операторов, высокую мобильность и возможность оперативного обследования обширных территорий, что критически важно при решении задач гуманитарного разминирования [1].

Эффективность обнаружения металлических объектов, находящихся на земной поверхности или при их небольшом (5...10 см) их заглублении определяется соотношением между эффективной отражающей поверхностью (ЭОП) объекта, удельной ЭОП земной поверхности и разрешающей способностью радиолокатора в продольном (в направлении наблюдения) и поперечном ему направлениях. Это требует проведения компьютерного моделирования с разработкой точной математической модели траекторного сигнала (ТС) для такого радиолокатора и математической модели построения радиолокационного изображения (РЛИ).

Цель статьи – изложение состава и особенностей реализации компьютерной модели формирования траекторного сигнала для радиолокатора UHF-диапазона с синтезированием апертуры, применяемого для гуманитарного разминирования.

Краткое описание компьютерной модели формирования траекторного сигнала

Для формирования ТС использовалась компьютерная модель, реализованная в пакете прикладных программ MATLAB. На рисунке 1 приведена её структурная схема. Модель включает в себя четыре основных функциональных блока: блок формирования параметров движения БЛА, блок расчета параметров отражающей поверхности, блок моделирования характеристик объектов поиска (мины) и блок формирования траекторного сигнала.

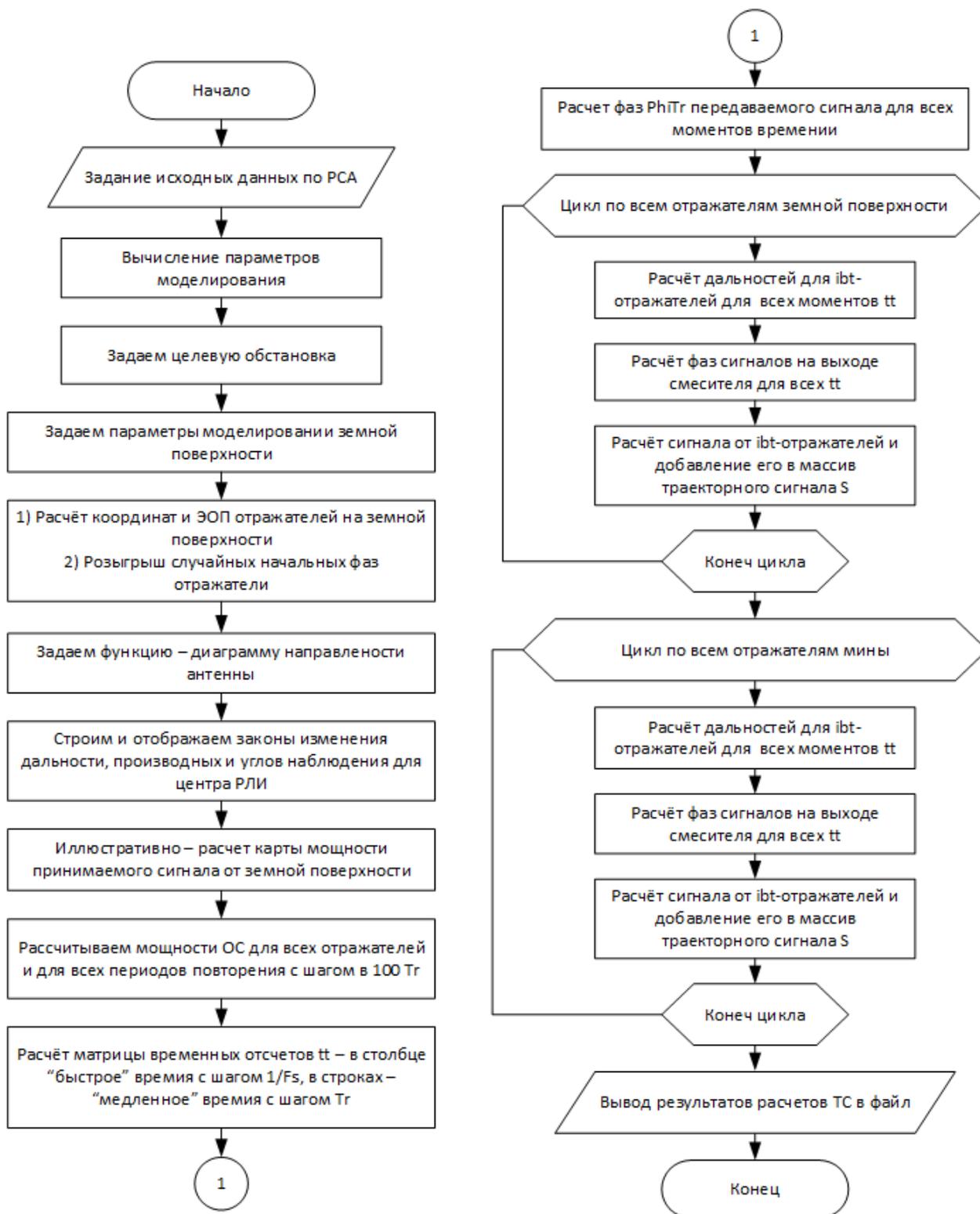


Рисунок 1 – Структурная схема компьютерной модели

Формирование зондирующего сигнала проводится в соответствии с выражением (1)

$$u_{tr} = A_0 \cos \left(2\pi f_{min} + \pi \frac{\Delta f_0}{T_r} \left(t - T_r \left[\frac{t}{T_r} \right] \right)^2 \right) \quad (1)$$

где $\varphi_{tr}(t)$ – фаза закона модуляции зондирующего сигнала; T_r – период модуляции; $\Delta f_0 = f_{max} - f_{min}$ – ширина спектра сигнала; $\left[\frac{t}{T_r} \right]$ – наименьшее ближайшее целое; f_{min}, f_{max} – начальная (минимальная) и конечная (максимальная) частота зондирующего сигнала.

Формирование отраженного от точечной цели с декартовыми координатами (x, y, z) , ЭОП σ_t и собственной фазой коэффициента φ_t отражения сигнала проводится согласно выражению (2)

$$\dot{U}(x, y, z, t) = \sqrt{\frac{P_{tr} \cdot F^4(x, y, z, t) \cdot \sigma_t \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 r^4(x, y, z, t)}} e^{i(\varphi_{tr}(t) - \frac{4\pi r(x, y, z, t)}{\lambda} - \varphi_{tr}(t - \frac{2r(x, y, z, t)}{c}) + \varphi_t)} \quad (2)$$

где P_{tr} – излучаемая мощность; $F(x, y, z, t)$ – закон изменения коэффициента усиления антенны радиолокатора по напряжению в направлении на точку (x, y, z) ; $r(x, y, z, t)$ – закон изменения дальности между радиолокатором и точечной целью.

Формирование траекторного сигнала на интервале наблюдения производится в виде матрицы S отсчетов $\dot{S}_{m,k}$, $m = \overline{1, M}$, $k = \overline{1, K_{tr}}$, $M = [T_r F_s]$ – число отсчетов на периоде повторения; F_s – частота повторения импульсов; $K_{tr} = [T_n F_r]$ – число периодов повторения на интервале T_n наблюдения траекторного сигнала в «быстром» и «медленном» времени формуле (3):

$$\dot{S}_{m,k} = \sum_i \dot{U}\left(x_i, y_i, z_i, \frac{m-1}{F_s} + (k-1)T_r\right) \quad (3)$$

где суммирование ведется по всем $i = \overline{1, I}$ отражателям – точечным металлическим объектам и элементам земной поверхности.

При проведении расчетов по формуле (3) координаты точечных металлических объектов задаются непосредственно. Для земной поверхности используется представление в виде сетки точечных отражателей с интервалом по осям Ox и Oy декартовой системы координат $0,2 \dots 0,3$ м при разрешающей способности РСА по продольной и поперечной дальности примерно $1 \dots 1,5$ м.

К результатам расчетов по формуле (3) добавляется внутренний шум – некоррелированные гауссовские комплексные случайные величины с дисперсией $N_0 F_s$ – где N_0 – спектральная плотность мощности внутренних шумов приемника радиолокатора.

Для обеспечения приемлемого времени расчетов они проводятся с использованием видеокарты (GPU) Nvidia с использованием возможностей MatLab по организации параллельных вычислений на GPU.

Для обеспечения гибкого управления процессом моделирования и визуализации результатов был разработан интуитивно понятный графический интерфейс, представленный на рисунке 2.

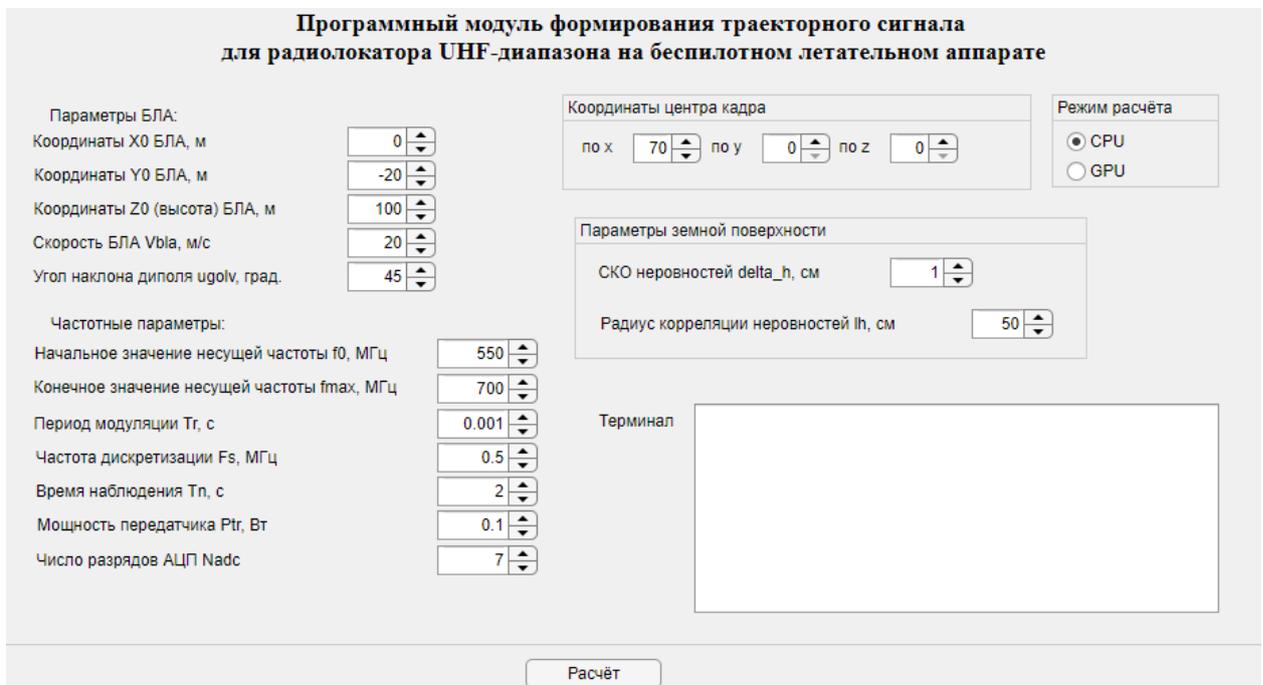


Рисунок 2 – Вид главной вкладки интерфейса компьютерной модели

Эффективная отражающая поверхность типового объекта наблюдения

Оценим возможность по обнаружению небольших металлических объектов – типовых объектов наблюдения для РСА. Получим выражение для ЭОП металлического цилиндра радиусом $R=0,16$ м и

высотой $L=0,1$ м. Расчеты проводились по формуле для ЭОП проводящего объекта в приближениях физической оптики [3]:

$$\sigma = \frac{4\pi}{\lambda^2} \left(\int_0^{2\pi} \int_0^R e^{-i\frac{4\pi}{\lambda} a(r,\varphi) b(\theta)} \cos \theta r dr d\varphi + \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} e^{-i\frac{4\pi}{\lambda} c(\varphi,x) b(\theta)} \cos \varphi \sin \theta R dx d\varphi \right)^2, \quad (4)$$

где первый интеграл представляет собой сигнал, отраженный от верхней поверхности объекта, то есть металлического диска, второй интеграл – это сигнал, отраженный от боковой поверхности цилиндра; $a(r, \varphi) = (r \cdot \cos \varphi, r \cdot \sin \varphi, L/2)^T$ – координаты точки на верхней поверхности цилиндра; $c(\varphi) = (R \cdot \cos \varphi, R \cdot \sin \varphi, x)^T$ – координаты точки на боковой поверхности цилиндра; $b(\theta) = (\sin \theta, 0, \cos \theta)^T$ – вектор, определяющий направление наблюдения; θ – угол между нормалью к верхней поверхности цилиндра и направлением на РСА.

Отметим, что соотношение (4) не учитывает возможные для данного случая резонансные эффекты, так как размеры объекта соизмеримы с половиной длиной волны.

Результаты расчетов ЭОП металлического цилиндра в зависимости от угла падения θ для длины волны 0,5 м приведены на рисунке 3.

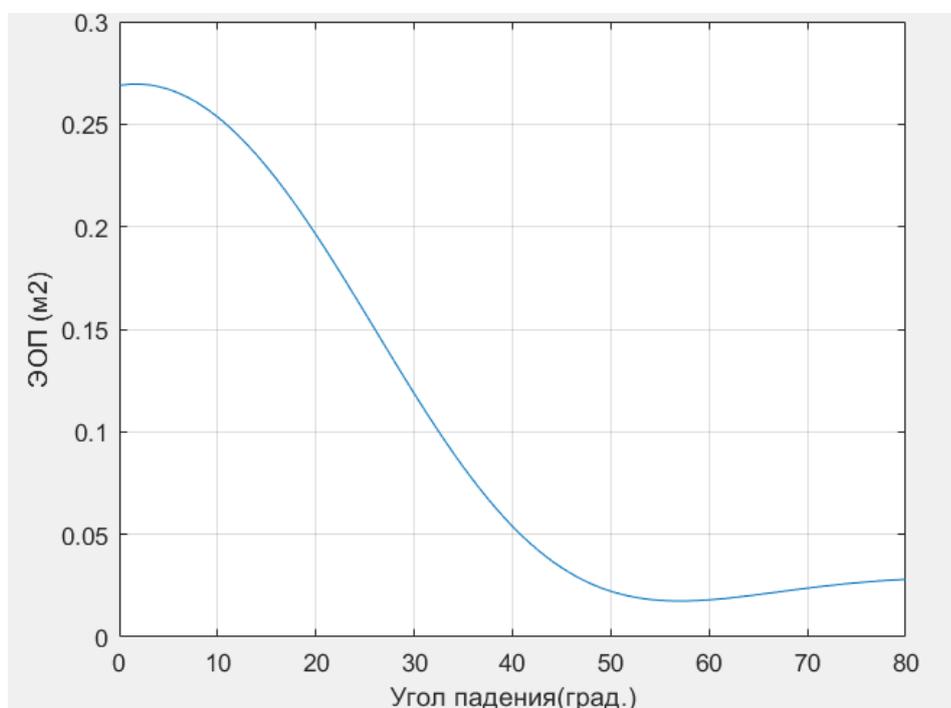


Рисунок 3 – Зависимости ЭОП металлического цилиндра от угла падения

В рассматриваемой геометрии наблюдения с углами падения от 30° до 80° ЭОП объекта составляет: 0,07-0,015 м². При этом ЭОП участка земной поверхности площадью 1 м² для большинства типов грунта в рассматриваемом диапазоне длин волн не превышает $10^{-2} \dots 10^{-4}$ м². Данное соотношение сигнал/фон подтверждает техническую возможность обнаружения указанных металлических объектов на фоне типичных земных поверхностей.

Удельная ЭОП земной поверхности

Удельная ЭОП шероховатой земной поверхности рассчитывается согласно улучшенной модели [6]. Для земной поверхности задаются следующие параметры: среднеквадратическая высота σ_h неровностей (шероховатостей); радиус ρ_h корреляции шероховатостей; действительная и мнимая $\varepsilon_1 + i\varepsilon_2$ части относительной диэлектрической проницаемости земной поверхности, определяемые типом и влажностью почвы.

Результаты расчетов для некоторых параметров земной поверхности приведены на рисунке 4:

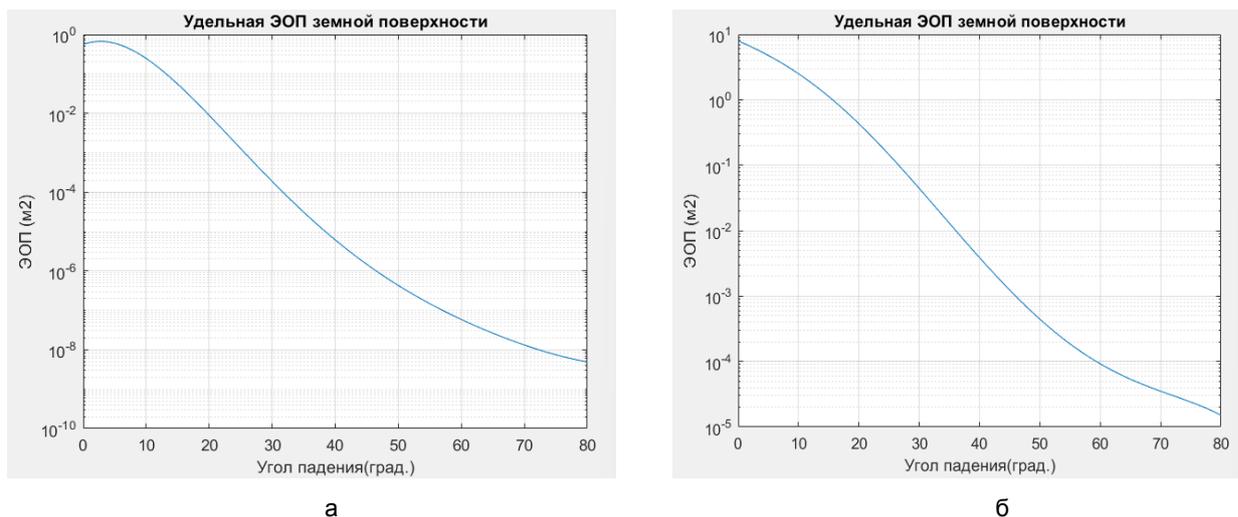


Рисунок 4 – Удельной ЭОП земной поверхности при радиусе корреляции 0,5 м: а - СКО неровностей 0,01 м; б - СКО неровностей 0,05 м

Результаты формирования ТС методом компьютерного моделирования

На рисунке 5 представлены результаты моделирования кинематических и энергетических характеристик при наблюдении центра кадра. Графики иллюстрируют изменение параметров в течение времени наблюдения 2 секунды.

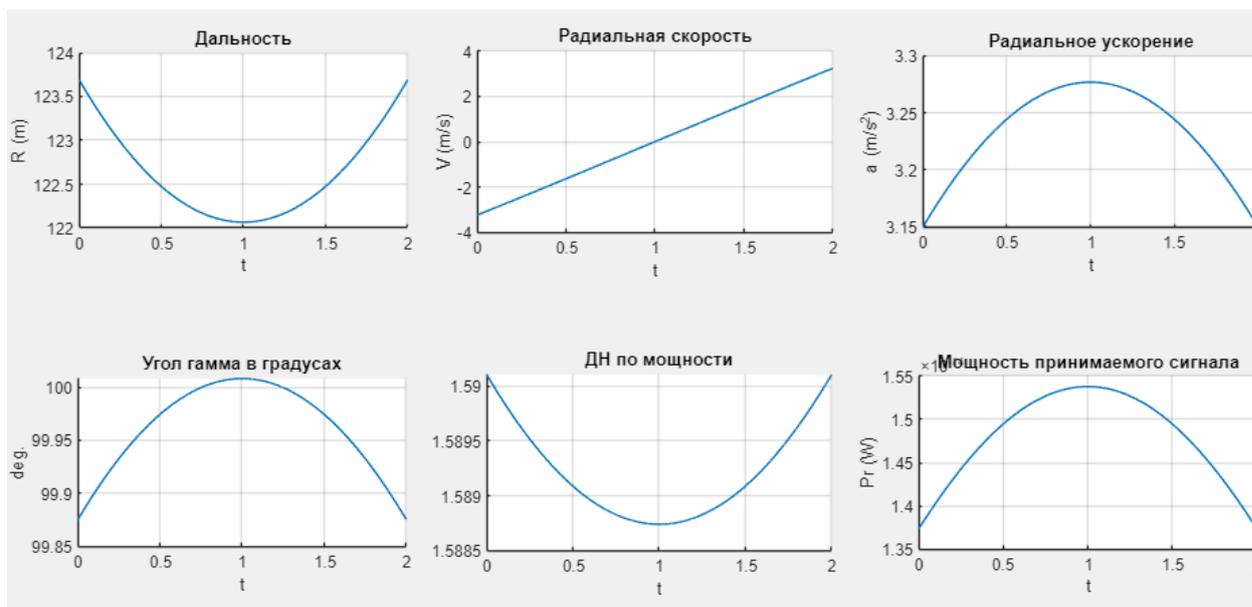


Рисунок 5 – Законы изменения дальности и ее производных между РСА и точкой земной поверхности в центре кадра, диаграммой направленности дипольной антенны и мощности принимаемого сигнала от времени

Дальность до объекта имеет параболический характер с минимумом около 122 м в середине интервала. Радиальная скорость линейно возрастает от отрицательных до положительных значений, проходя через ноль в середине наблюдения. Радиальное ускорение остается положительным с максимумом в центре интервала. Угол гамма достигает пика в 100° примерно на 1 секунде. Динамический диапазон по мощности и мощность принимаемого сигнала также имеют характерные экстремумы в центральной части интервала наблюдения, что соответствует оптимальным условиям детектирования объектов.

На рисунке 6 представлены диаграммы мощности принимаемого сигнала UHF-диапазона при синтезировании апертуры от координат x, y точек на земной поверхности: слева - облучение в начале интервала, справа - облучение в конце интервала наблюдения.

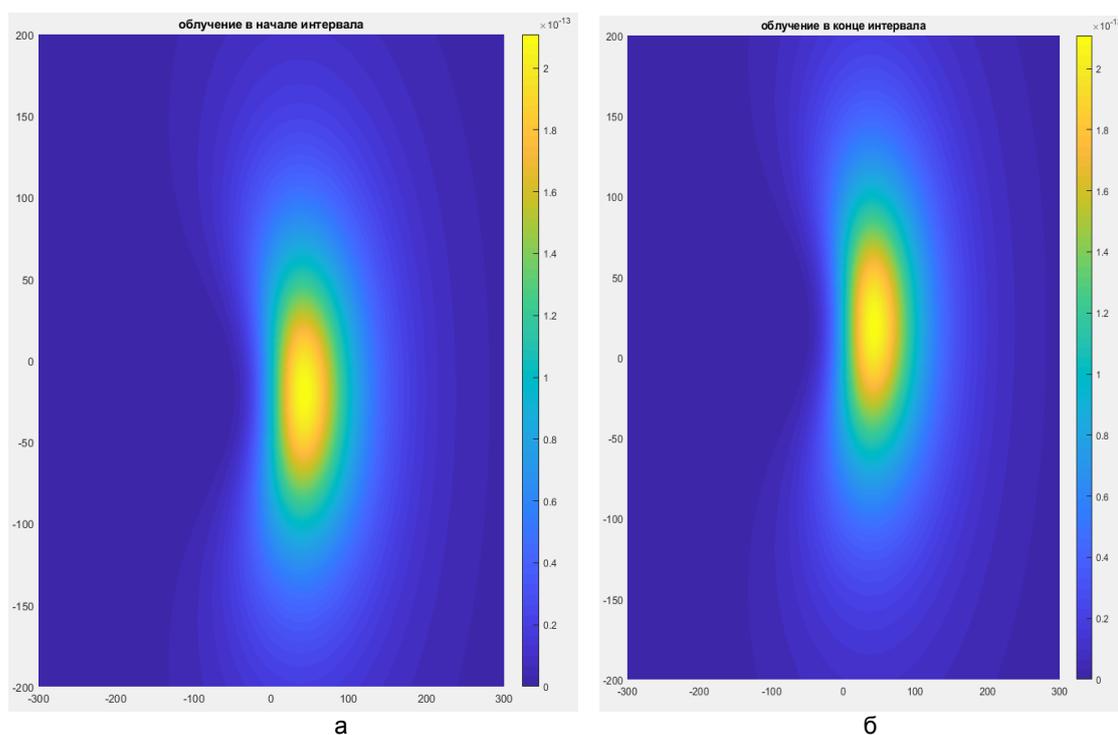


Рисунок 6 – Диаграммы облучения радиолокационного сигнала: а - в начале интервала наблюдения; б - в конце интервала наблюдения.

Диаграммы облучения показывают распределение энергии радиолокационного сигнала. Заметны изменения формы, положения и интенсивности основного лепестка диаграммы направленности между двумя моментами времени. Это свидетельствует о динамическом характере облучения, связанном с движением носителя РСА. Высокая концентрация энергии в узкой области обеспечивает необходимую фокусировку сигнала для эффективного обнаружения объектов. Наблюдаемые характеристики облучения соответствуют требованиям задачи обнаружения наземных мин и подтверждают корректность работы модели формирования траекторного сигнала.

Заключение

Разработанная компьютерная модель формирования траекторного сигнала для радиолокатора УНФ-диапазона с синтезированием апертуры является эффективным инструментом для исследования возможностей обнаружения точечных металлических объектов. Модель учитывает все основные физические процессы, связанные с распространением и отражением электромагнитных волн, а также особенности движения беспилотного носителя. Результаты моделирования подтверждают перспективность использования РСА УНФ-диапазона для задач гуманитарного разминирования. Предложенная модель может быть использована при разработке и оптимизации реальных систем радиолокационного обнаружения, что позволит повысить эффективность и безопасность проведения работ по гуманитарному разминированию.

Список использованных источников:

1. *International Standards for Humanitarian Mine Clearance Operations*. – UN-1996, – 75 p.
2. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. *Малогабаритные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением*. – М.: Радиотехника, 2020. – 280 с
3. Сайбель А.Г. *Основы радиолокации* - Москва: Советское радио, 1961 - с.384
4. Каменский, К.В. *Компенсация траекторных нестабильностей носителя радиолокатора с синтезированием апертуры антенны при непрерывном излучении*. Дисс. канд. техн. наук. – М., 2022, – 187 с.
5. Кузнецов В. А., Гончаров С. А. *Структурно-параметрический синтез малогабаритной радиолокационной станции с синтезированной апертурой беспилотного летательного аппарата ближнего действия // Системы управления, связи и безопасности*. 2017. № 3. С. 28-72.
6. Kun-Shan Chen. *Radar Scattering and Imaging of Rough Surfaces. Modeling and Applications with MATLAB*. CRC Press, 2021. – 339 p.

UDC

COMPUTER MODEL FOR GENERATING TRAJECTORY SIGNALS FOR UHF-BAND SYNTHETIC APERTURE RADAR ON AN UNMANNED AERIAL VEHICLE

Nguyen Hoang Hiep, 141301

Rogacheva Y.D., 141301

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics¹, Minsk, Republic of Belarus

Kozlov S.V. – Doctor of Technical Science

Annotation. A description of a computer model for trajectory signal formation for synthetic aperture radar used in humanitarian demining is provided.

Keywords. Computer model, synthetic aperture radar, unmanned aerial vehicle, trajectory signal, specific radar cross-section.

УДК 621.376.52:004.94

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ МОДЕЛИ ЦИФРОВОГО КАНАЛА СВЯЗИ С BFSK В ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ LABVIEW

Ней Лин У, магистрант

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

Курочкин А.Е. – канд. техн. наук, доцент кафедры ИРТ

Аннотация. Представлены результаты сравнительного виртуального исследования разработанной модели цифрового канала связи с BFSK в LabVIEW и модели канала с BFSK, основанной на визуальных инструментах библиотеки Modulation Toolkit.

Ключевые слова. Помехоустойчивость, вероятность ошибки, АБГШ, канал Гаусса, отношение сигнал/шум, глаз-диаграмма.

В [1] представлены результаты разработки цифровой системы передачи текстовой информации через гауссовский канал связи с модуляцией BFSK в программной среде LabVIEW. Разработка осуществлена без применения стандартных элементов библиотеки LabVIEW Modulation Toolkit (MT), таких, как: "MT Detect FSK.vi", "MT Demodulate FSK.vi", "mod_FSK Transmitter.vi", "mod_Compute FSK samples per symbol.vi", "MT Apply IQ Impairments.vi", "MT Calculate EbN0.vi", "MT Calculate BER.vi", "mod_Plot FSK Eye Diagram.vi". Целью данной статьи является демонстрация корректности функционирования разработанной версии модели цифрового канала связи с BFSK путём её сравнения с образцовой моделью компании National Instruments, основанной на (MT). Так как основным критерием правильной работы любой цифровой системы передачи данных является вероятность битовой ошибки BER (Bit Error), то именно этот параметр взят за основу сравнения двух моделей. Расчёт вероятности битовой ошибки BER и отношения сигнал/шум реализован, опираясь на анализ построенных глаз-диаграмм для различных помеховых ситуаций в канале связи.

В качестве демодулятора сигнала BFSK в разработанной модели применён простой некогерентный фильтровой демодулятор BFSK сигнала, классическая схема которого представлена на рисунке 1. Принцип действия основан на пиковом детектировании последовательностей радиоимпульсов, соответствующих логическим состояниям 1 и 0 передаваемого цифрового сигнала, на своих частотах. В качестве пиковых детекторов выступают диоды VD1 и VD2, которые выделяют огибающие радиоимпульсов $U_{\text{вых1}}$ и $U_{\text{вых2}}$. Затем выходное напряжение детекторов представляется в виде разности $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}}$.

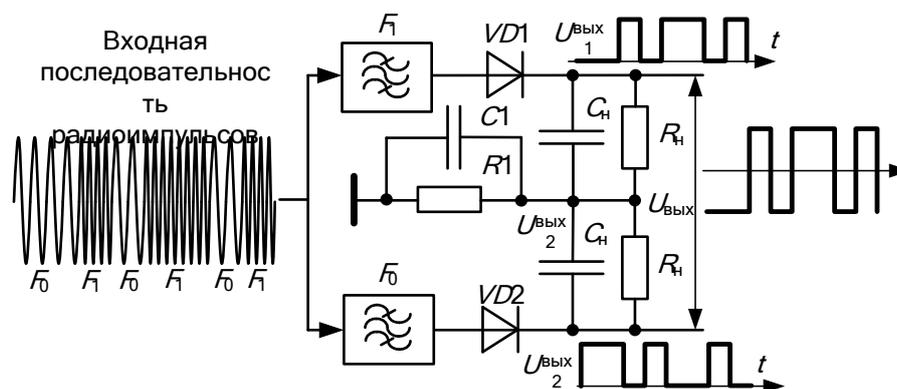
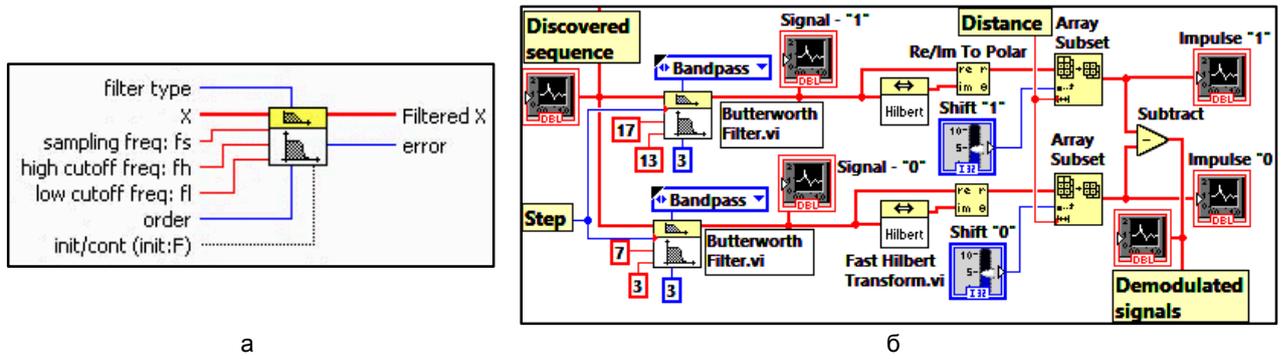


Рисунок 1 – Классический фильтровой демодулятор BFSK сигнала

В разработанной модели канала с BFSK обнаруженная на входе последовательность радиоимпульсов подается на два полосовых фильтра, основанных на ВИ «Butterworth Filter.vi» (рисунок 2). Далее выделенные в заданной полосе на частотах F_1 и F_2 радиоимпульсы поступают на два ВИ «Fast Hilbert Transform.vi», с помощью которых совместно с функцией «Re/Im To Polar Function» реализуется пиковое детектирование огибающих импульсов. Полученные видеоимпульсы поступают на управляемые линии задержки на основе функций «Array Subset Function» и элементов управления «Shift "1"» и «Shift "0"». Демодулированные последовательности отображаются на индикаторах «Impulse "1"» и «Impulse "0"». Окончательный результат демодуляции формируется на выходе функции «Subtract Function» и отображается на индикаторе «Demodulated signals»



а - ВИ «Butterworth Filter.vi»; б – блок-схема
Рисунок 2 – Разработанный демодулятор BFSK основе детекторов огибающей

Передняя панель виртуального прибора для исследования цифрового канала с модуляцией BFSK, предлагаемого компанией National Instruments в качестве примера, представлены на рисунках 3 и 4, соответственно.

Методика анализа качества приёма цифрового сигнала основана на расчёте значения Q-фактора по полученной глаз-диаграмме (рисунок 5) [2]. На рисунке 3 по вертикальной оси отложены значения частот, а не привычных амплитуд, т.к. такая форма представления глаз-диаграммы принята в образцовой модели «MT FSK Transceiver.vi», которая была найдена среди множества готовых примеров справочной системы LabVIEW.

Коэффициент ошибок BER для сигнала с BFSK в соответствии с общей схемой пропорционален площади пересечения двух функций распределения состояний цифрового сигнала, соответствующих «1» и «0» [3]:

$$BER = P_b = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{|U - E_0|}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{|U - E_1|}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right), \quad (1)$$

где F – порог принятия решения, соответствующий несущей частоте; F_1 и F_0 - средние уровни, соответствующие частотам логических состояний единицы и нуля передаваемого цифрового сигнала; σ_1 и σ_0 - среднеквадратические значения их отклонений от средних значений.

Параметр BER рассчитывается по глаз-диаграмме путём измерения так называемого Q-фактора. Q-фактор для цифрового сигнала определяется как отношение сигнал/шум (с/ш):

$$Q = \frac{c}{\text{ш}} = \frac{F_1 - F_0}{\sigma_1 + \sigma_0}. \quad (2)$$

В соответствии с правилом "трёх сигм" [4] вероятность отклонения случайной величины, распределенной по нормальному закону, от своего математического ожидания на величину более 3σ , равна нулю, где σ - среднеквадратическое значение отклонения. Поэтому значения σ_0 и σ_1 можно определить по формулам:

$$\sigma_1 = \frac{\Delta U_1}{6} \text{ и } \sigma_0 = \frac{\Delta U_0}{6}. \quad (3)$$

Коэффициент ошибок BER при известном Q-факторе можно определить по формуле

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right). \quad (4)$$

Для сравнения моделей каналов цифровой связи с модуляцией BFSK, реализованных различными способами, создадим шумовые ситуации, приводящие к формированию глаз-диаграмм для сравниваемых моделей с равными значениями отношений сигнал/шум.

Рассмотрим первую шумовую ситуацию с нормированным отношением $E_b/N_0=14$ дБ, где E_b – энергия, приходящаяся на один бит, $N_0=2\sigma^2$ – дисперсия белого шума (как указано в справке LabVIEW для ВИ «MT Add AWGN.vi» – noise variance), σ – среднеквадратическое значение уровня шума.

После установки значения отношения $E_b/N_0=14$ дБ для модели на основе MT глаз-диаграмма выглядит, как показано на рисунке 6.

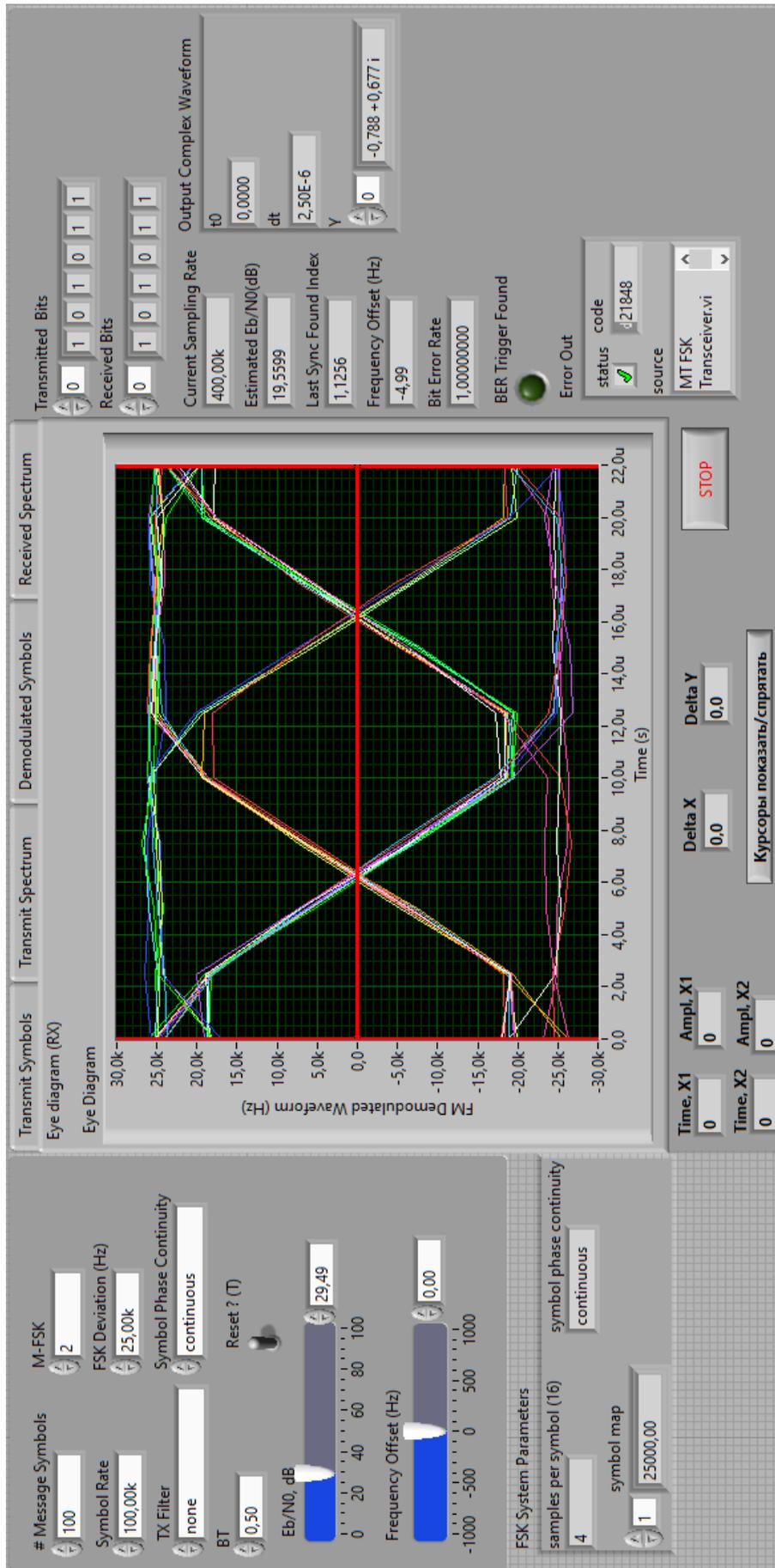


Рисунок 3 – Передняя панель прибора для образцовой модели

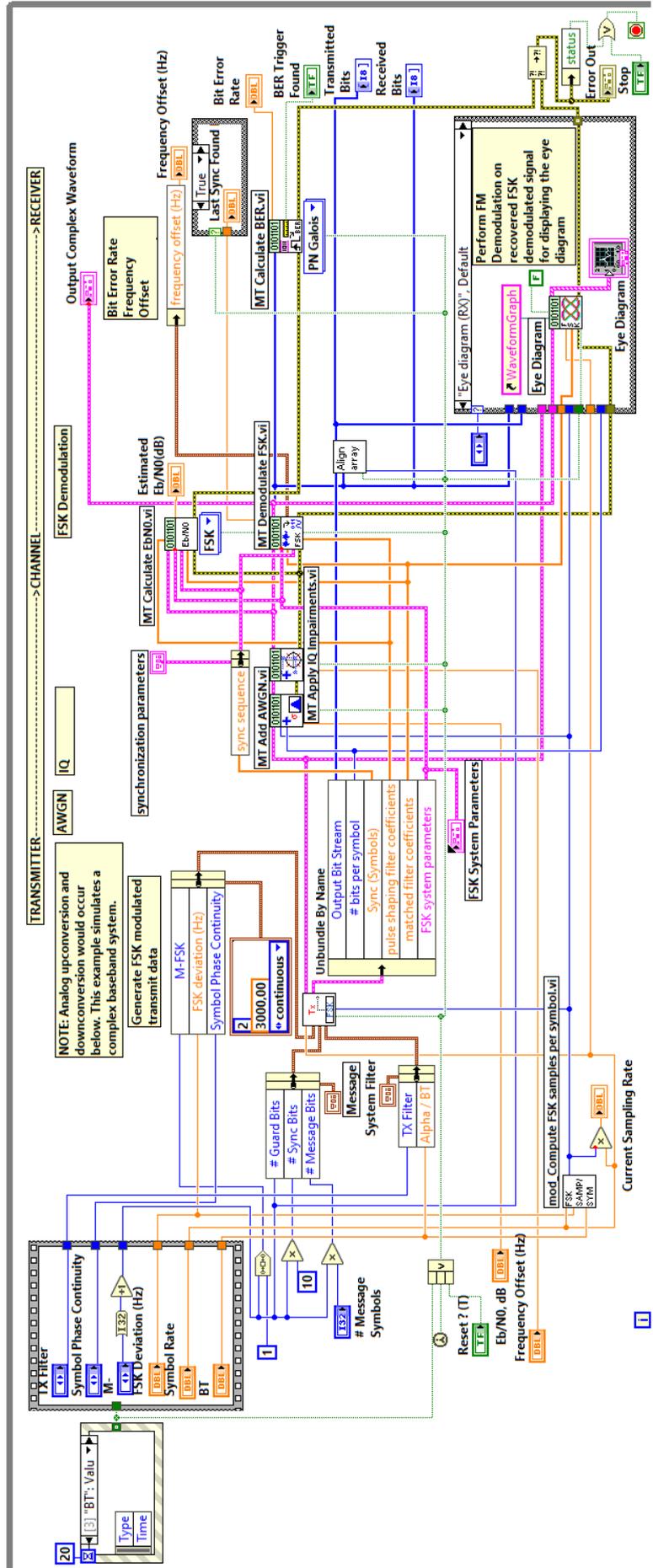


Рисунок 4 – Блок-схема образцовой модели

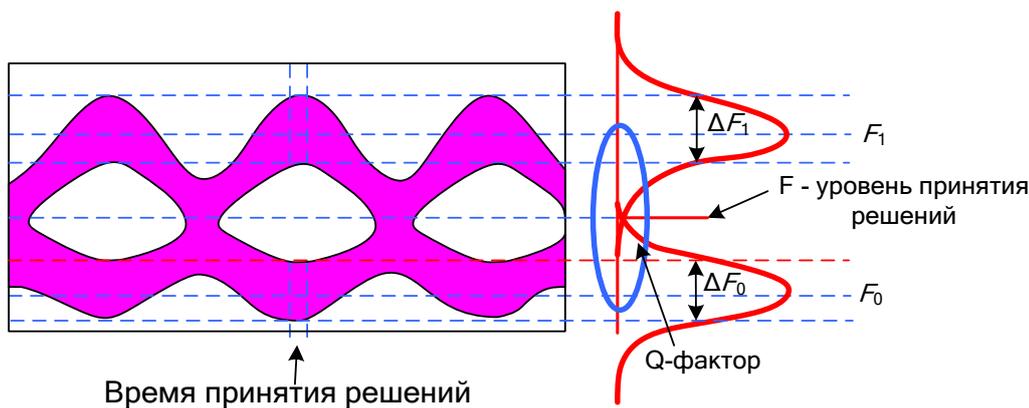


Рисунок 5 – Оценка Q-фактора

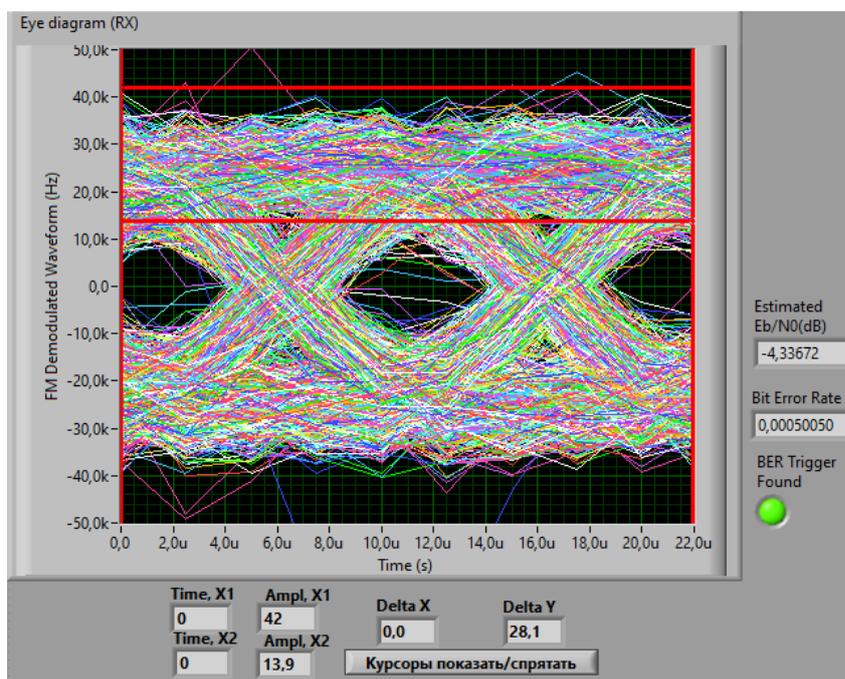


Рисунок 6 – Глаз-диаграмма образцовой модели: 14 дБ (S/N=5,338)

Ширина шумовой дорожки, как видно из рисунка 6, отображается в индикаторе “Delta Y” и составляет: $\Delta F = \Delta F_1 = 28,1$; причём заметно примерное равенство $\Delta F_0 = \Delta F_1$.

Среднеквадратическое значения отклонения в данном случае составляет из (3):

$$\sigma = \frac{\Delta U}{6} = \frac{28,1}{6} \approx 4,683;$$

что приводит к получению значения Q-фактора и отношения S/N из (2):

$$Q = \frac{S}{N} = \frac{E_1 - E_0}{\sigma_1 + \sigma_0} = \frac{25 - (-25)}{28,1 + 28,1} = 5,338;$$

$$\frac{S}{N} = 20 \log(5,338) = 14,55 \text{ дБ}.$$

С помощью (4) рассчитываем BER:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{5,338}{\sqrt{2}} \right) = 4,7 \cdot 10^{-8}.$$

Текущие показания индикатора BER=0,00050050, как видно из рисунка 6 существенно отличаются от рассчитанного значения. В действительности же шумовая полоса на рисунке 6 не

учитывает имеющиеся выбросы, значительно превышающие учтённый интервал. И, если взять размер шумовой полосы, как показано на рисунке 7, то расчёты дают следующий результат:

$$\sigma = \frac{\Delta U}{6} = \frac{49,2}{6} \approx 8,2;$$

$$Q = \frac{S}{N} = \frac{E_1 - E_0}{\sigma_1 + \sigma_0} = \frac{25 - (-25)}{8,2 + 8,2} = 3,049;$$

$$\frac{S}{N} = 20 \log(3,049) = 9,68 \text{ дБ};$$

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{3,049}{\sqrt{2}}\right) = 0,001145;$$

что говорит о необходимости более тщательной оценки размера шумовой полосы на глаз-диаграмме.

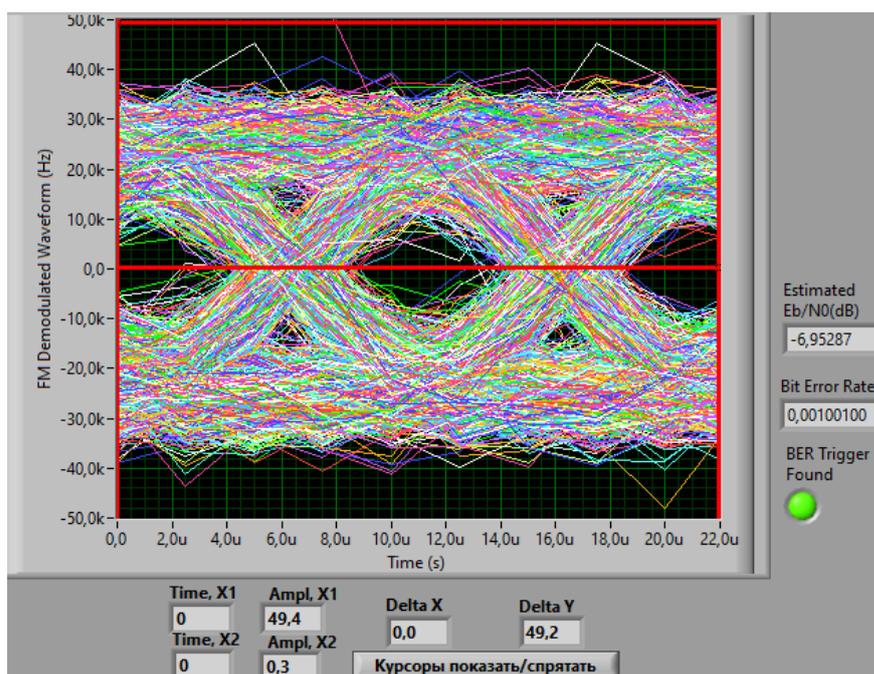


Рисунок 7 – Глаз-диаграмма образцовой модели с расширенной шумовой полосой

Для разработанной модели и значения $\sigma=0,333$; что должно соответствовать значению $S/N=3$, глаз-диаграмма представлена на рисунке 8. По вертикальной оси на данной диаграмме отложены значения амплитуд, а не частот, так как сигналы снимаются с выходов пиковых детекторов.

С помощью курсоров по глаз-диаграмме, представленной на рисунке 8, определены значения ΔU_1 и ΔU_0 для разработанной модели: $\Delta U = \Delta U_1 = \Delta U_0 = 1,118$.

По (3) рассчитаны примерно равные значения $\sigma = \sigma_0 = \sigma_1$ для разработанной модели:

$$\sigma = \frac{\Delta U}{6} = \frac{1,118}{6} \approx 0,186;$$

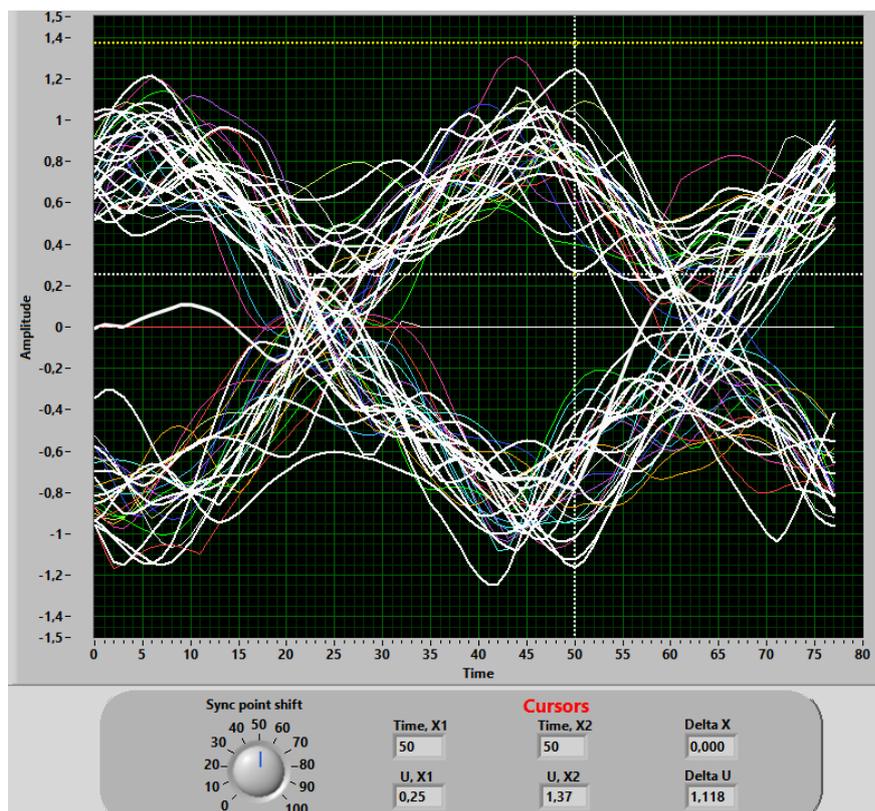
что тоже не соответствует установленному в программе модели значению среднеквадратичного отклонения.

По (2) расчёт Q-фактора и отношения S/N показывает, что:

$$Q = \frac{S}{N} = \frac{E_1 - E_0}{\sigma_1 + \sigma_0} = \frac{1 - (-1)}{0,186 + 0,186} = 5,367.$$

Расчёт показателя BER по (4) также показывает заниженный результат:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{5,367}{\sqrt{2}}\right) \approx 4 \cdot 10^{-8}.$$

Рисунок 8 – Глаз-диаграмма разработанной модели: $S/N=5,367$ $\sigma=0,33$

Объяснение отмеченным отклонениям может быть только одно: при анализе глаз-диаграмм не учитываются все возможные случайные показания в пределах правила “трёх сигм”. Для получения более-менее достоверных результатов необходимы два фактора: увеличить время наблюдения и увеличить многократно число передаваемых бит цифровой последовательности. В образцовой модели число бит составляло 10000, в разработанной же модели длина передаваемой последовательности ограничена числом 120. Показания измерителя BER даже для образцовой модели во всех шумовых ситуациях с течением времени хаотически изменяются от 0 BER до некоторого среднего, по-видимому, значения, что связано с числом ошибочно принятых бит при их общем числе $n=10000$. Т.е. даже один неверный бит даёт ошибку $BER=1/10000=0,0001$. При максимальной длине последовательности нулей и единиц для разработанной модели при одном неверном бите $BER=1/120=0,00833$.

Таким образом, как видно из расчётов, параметры сравниваемых моделей практически идентичны, что говорит о корректности разработанной модели канала цифровой связи с модуляцией BFSK.

Выводы

Результатом проведенного виртуального эксперимента по исследованию шумовых характеристик цифрового канала связи с модуляцией BFSK является подтверждение корректности функционирования разработанной версии модели цифрового канала связи с BFSK в программной среде LabVIEW. Анализ полученных глаз-диаграмм разработанной модели свидетельствует о совпадении её основных параметров с параметрами образцовой модели компании National Instruments, основанной на стандартных элементах библиотеки Modulation Toolkit

Список использованных источников:

1. Курочкин, А. Е. Разработка компьютерной модели цифрового канала связи с BFSK в программной среде LabVIEW / А. Е. Курочкин, Ней Лин У // Информационные радиосистемы и радиотехнологии-2024 : материалы открытой республиканской научно-практической интернет-конференции, Минск, 21–22 ноября 2024 г. / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники ; редкол.: В. А. Богущ [и др.]. – Минск, 2024. – С. 251–256.
2. Бурдин, А.В. Глаз-диаграмма. Методика измерения [Текст] / А.В. Бурдин г. Самара. – ПГУТИ. - [Электронный ресурс]. – Режим доступа: URL: http://lsits.psuti.ru/arc/msits/msits_9.pdf
3. Wissam Mahjoob Osman, Khalid Hamed Billal, Amin Babiker Al Nabi. Bit Error Rate Performance for Optical Fiber System. [Электронный ресурс] – Режим доступа : <https://www.hilarispublisher.com/open-access/bit-error-rate-performance-for-optical-fiber-system-2332-0796-1000250.pdf>
4. Правило трёх сигм – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://basegroup.ru/community/glossary/3-sigma> - Дата доступа: 10.04.2025

UDC 621.376.52:004.94

**EXPERIMENTAL STUDIES OF A MODEL OF A DIGITAL COMMUNICATION CHANNEL
WITH BFSK IN THE LABVIEW SOFTWARE ENVIRONMENT**

Nay Lynn OO, Master's student

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

Kurochkin A.E. – Ph.D. tech. sciences,
Associate Professor, Department of IRT

Annotation. The article presents the results of a comparative virtual study of the developed model of a digital communication channel with BFSK in LabVIEW and a channel model with BFSK based on the visual tools of the Modulation Toolkit library.

Key words. Noise immunity, error probability, AWGN, Gaussian channel, signal-to-noise ratio, eye diagram.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ X1A, X1B, X2A, X2B ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ P-КОДА GPS-СИГНАЛОВ

Ньян Лин Тун

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

Аннотация: В статье рассматривается процесс моделирования псевдослучайных последовательностей X1A, X1B, X2A, X2B и их комбинации для формирования P-кода в GPS-сигналах. Эти последовательности генерируются с помощью линейных регистров сдвига с обратной связью (LFSR) и являются ключевыми элементами спутниковой навигации. Моделирование этих сигналов позволяет анализировать структуру GPS-кодов, проверять их псевдослучайные свойства и адаптировать алгоритмы приема сигнала. В статье приводятся математические основы генерации последовательностей, методика их моделирования в MATLAB, а также анализ полученных данных.

Введение

Система глобального позиционирования (GPS) основана на передаче сигналов с орбитальных спутников, обеспечивающих точное определение местоположения различных объектов. Ключевым элементом этих сигналов являются псевдослучайные последовательности, используемые для кодирования информации. Они создаются с помощью линейных регистров сдвига с обратной связью (LFSR), что позволяет получать детерминированные, но внешне случайные сигналы. Основными составляющими GPS-кода являются последовательности X1A, X1B, X2A, X2B, которые затем комбинируются в P-код. Этот код служит для идентификации спутников и разделения сигналов между ними, что делает возможным точное определение координат на поверхности Земли.

Принципы генерации последовательностей X1A, X1B, X2A, X2B

Линейные регистры сдвига (LFSR)

Основным инструментом генерации X1A, X1B, X2A и X2B являются линейные регистры сдвига с обратной связью (LFSR). Они представляют собой цепочки битов, которые изменяются по заданному правилу, определяемому многочленом. Каждая последовательность генерируется с использованием своего начального состояния и набора обратных связей (*taps*), выраженного многочленом. Например:

- X1A использует *taps* [6, 8, 11, 12] с периодом 4092 бита.
- X1B — *taps* [1, 2, 5, 8, 9, 10, 11, 12] с периодом 4093 бита.
- X2A — *taps* [1, 3, 4, 5, 7, 8, 9, 10, 11, 12], период 4092 бита.
- X2B — *taps* [2, 3, 4, 8, 9, 12], период 4093 бита.

Обратная связь формируется с помощью операции XOR определённых битов регистра, затем выполняется сдвиг вправо, и новый бит вставляется в начало. Таким образом, шаг за шагом формируется P-код.

Формирование P-кода

После генерации X1 и X2 последовательностей необходимо сформировать уникальный P-код для каждого спутника. Это осуществляется следующим образом:

1. Создание X1

- X1 формируется через XOR между X1A и X1B:

$$X1 = X1A \oplus X1B \quad (1)$$

- Полученная последовательность одинакова для всех спутников.

2. Создание X2i

- X2 формируется через XOR между X2A и X2B:

$$X2 = X2A \oplus X2B \quad (2)$$

- Однако X2 не используется напрямую, а подвергается циклическому сдвигу (задержке) на i битов, где i — уникальное значение для каждого спутника (PRN).
- Это создаёт уникальную последовательность X2i для каждого PRN .

3. Формирование P-кода

- Финальный P-код получается через XOR между X1 и X2i:

$$P\text{-code} = X1 \oplus X2i \tag{3}$$

- Это обеспечивает различимость сигналов от разных спутников и позволяет GPS-приёмникам корректно идентифицировать данные.

Моделирование последовательностей в среде MATLAB

На рисунке 1 представлены результаты моделирования формирования последовательности X1A.

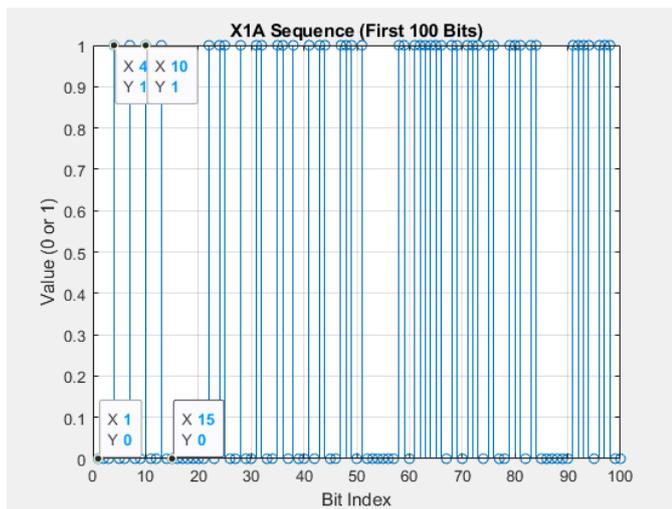


Рисунок.1- Генерация X1A с помощью LFSR (линейного регистра сдвига с обратной связью)

Диаграмма представляет первые 100 бит последовательности X1A, которая является важным компонентом GPS-сигнала. Эта последовательность генерируется с использованием линейного регистра сдвига с обратной связью (LFSR), состоящего из 12 стадий, и обеспечивает псевдослучайное поведение сигнала. X1A формируется в соответствии с характеристическим многочленом и использованием taps на позициях 6, 8, 11 и 12. Бинарные значения (0 и 1) распределены таким образом, чтобы минимизировать корреляцию с другими GPS-сигналами, гарантируя точность позиционирования и надёжность навигации. Аннотированные точки на графике подчёркивают ключевые моменты изменения бита, подтверждая соответствие структуры X1A требованиям P-кода. Эта визуализация служит подтверждением корректности алгоритма генерации и анализа GPS-сигнала.

Формирование кода X1B представлено на рис.2.

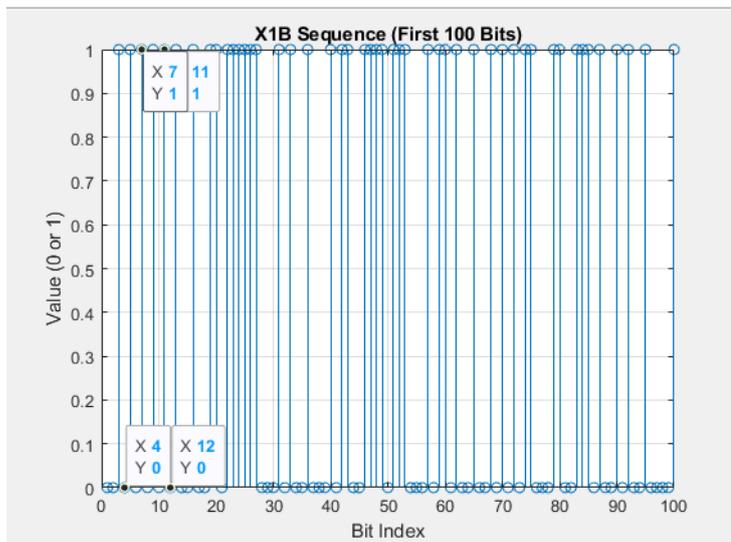


Рисунок.2- Генерация X1B с использованием обратных связей и начального состояния регистра

Диаграмма представляет первые 100 бит последовательности X1B, одного из ключевых компонентов GPS-сигнала. Эта последовательность формируется с использованием линейного регистра сдвига с обратной связью (*LFSR*), который работает на основе 12-разрядного регистра и специфического набора *taps*: [1, 2, 5, 8, 9, 10, 11, 12]. Основное назначение X1B — обеспечить псевдослучайность и уникальность GPS-кода, предотвращая перекрытие сигналов между спутниками.

Как видно из диаграммы, последовательность X1B характеризуется чередованием значений 0 и 1, что подтверждает её детерминированную, но внешне случайную природу. Отмеченные точки (7, 1 и 4, 0) показывают изменение состояния бита, важное для анализа структуры последовательности. Этот график служит инструментом для визуального подтверждения корректности генерации X1B, что является важным шагом при моделировании P-кода в GPS-системах.

Результаты моделирования формирования последовательности X2A представлены на рис.3.

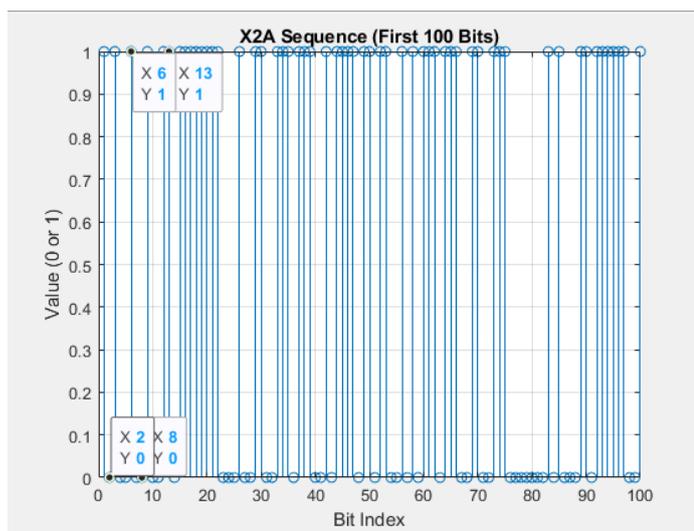


Рисунок.3 - Псевдослучайная последовательность X2A, формируемая для GPS-кодирования

Графически представлены первые 100 бит последовательности X2A, которая играет важную роль в кодировании GPS-сигналов. Последовательность X2A генерируется с помощью линейного регистра сдвига с обратной связью (*LFSR*) с *taps* на позициях [1, 3, 4, 5, 7, 8, 9, 10, 11, 12]. На графике видно, что значения 0 и 1 чередуются псевдослучайным образом, обеспечивая низкую корреляцию с другими GPS-сигналами. Аннотированные точки (6,1) и (13,1) показывают места, где значение бита равно 1, а (2,0) и (8,0) указывают позиции с 0. Эти характеристики делают X2A критически важной для формирования X2, который затем подвергается задержке и участвует в генерации P-кода. Визуализация X2A подтверждает правильность работы *LFSR* и его соответствие требованиям GPS-навигации.

Рис.4 описывает поведение бинарной последовательности X2B.

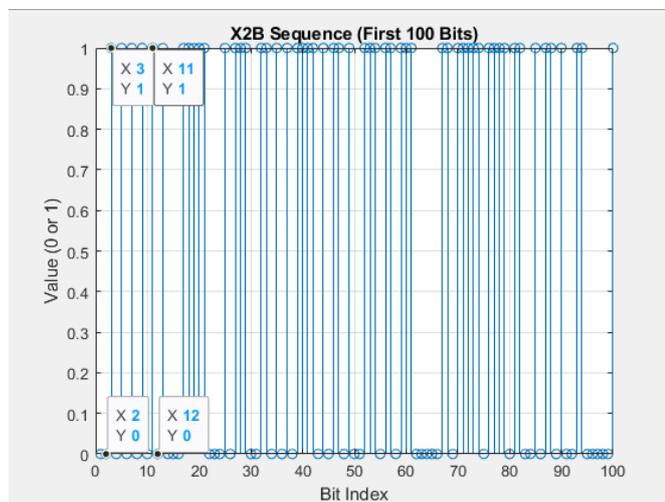


Рисунок.4 - Бинарная последовательность X2B с низкой корреляцией, используемая в X2

Диаграмма иллюстрирует первые 100 бит последовательности X2B, которая является ключевым элементом GPS-сигнала. Она формируется с использованием линейного регистра сдвига с обратной связью (LFSR) с taps на позициях [2, 3, 4, 8, 9, 12], обеспечивая псевдослучайные свойства.

На графике видно, что значения 0 и 1 распределены в псевдослучайном порядке, что как уже отмечалось выше важно для низкой корреляции между спутниковыми сигналами. Аннотированные точки (3,1) и (11,1) показывают места, где значение бита равно 1, а (2,0) и (12,0) указывают позиции с 0. Эта последовательность участвует в формировании X2, который затем подвергается задержке для создания X2i и дальнейшей генерации P-кода. Анализ графика X2B подтверждает корректность работы LFSR и его соответствие требованиям GPS-навигации.

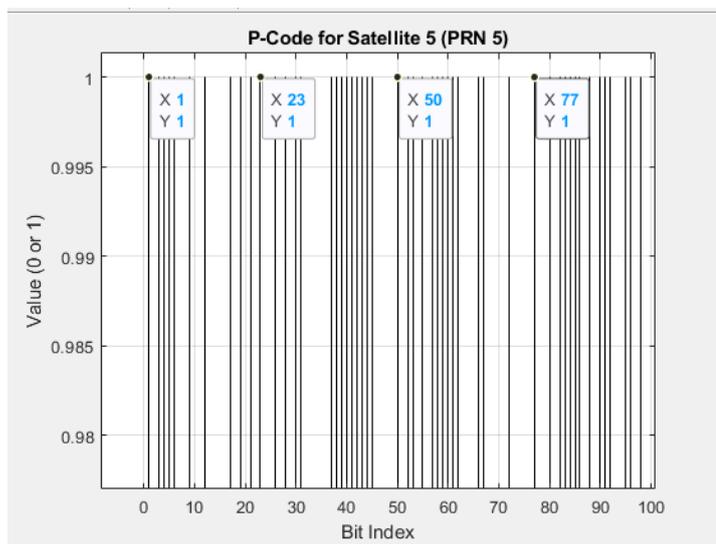


Рисунок.5 - Итоговый GPS P-код, созданный путём XOR между X1 и X2i

Рис.5 иллюстрирует первые 100 бит последовательности P-кода: его псевдослучайное распределение, низкую корреляцию, важность индивидуального сдвига X2i и корректность работы алгоритма генерации. P-код, который создаётся путём выполнения операции XOR между последовательностью X1 и индивидуально сдвинутой последовательностью X2i, специфичной для каждого спутника GPS.

На рис.5 введены следующее обозначения:

- Ось X (индекс бита): Отображает положение каждого бита в P-коде, с диапазоном от 0 до 100. Это соответствует длине последовательности.
- Ось Y (значение): Бинарный сигнал, принимающий значения `0` или `1`, демонстрируя псевдослучайную структуру кода.

Ось X (индекс бита)	P-код
1	1
2	0
3	1
4	1
5	1
6	1
7	0
8	0
9	1
10	0
...	...
100	0

Заключение

Моделирование последовательностей X1A, X1B, X2A, X2B и генерация P-кода играет ключевую роль в спутниковых системах позиционирования. Использование *LFSR*, математических операций XOR и методики задержки сигнала обеспечивает уникальность кодов и их псевдослучайные свойства. Применение среды *MATLAB* позволяет эффективно моделировать вышеуказанные последовательности, анализировать их структуру и верифицировать работоспособность алгоритмов.

Таким образом, предлагаемые подходы к моделированию формирования псевдослучайных последовательностей *GPS* сигналов являются важными и актуальными для разработки навигационных систем и оптимизации *GPS*-приёмников.

Литература

1. Каплан, Э. Д. и Хегарти, К. Дж. «Понимание GPS: принципы и приложения». Artech House, 2006.
2. Мисра, П. и Энге, П. Глобальная система позиционирования: сигналы, измерения и производительность. Ganga-Jamuna Press, 2011.
3. Цуй, Дж. Б. Основы приемников глобальной системы позиционирования: программный подход. Wiley, 2004.
4. Ван Дирендонк, А. Дж. «GPS-приемники». Труды IEEE по аэрокосмическим и электронным системам, 1996 г.
5. Псиаки, М. Л. «Блокировка слабых сигналов GPS в программном приемнике». Труды IEEE, 2004 г.
6. Фонтана, Р. Д., Чунг, В. и Стэнселл, Т. А. «Модернизированный гражданский сигнал L2». Труды конференции ION GPS/GNSS, 2001 г.

Reference

1. Kaplan, E. D., & Hegarty, C. J. "Understanding GPS: Principles and Applications". Artech House, 2006.
2. Misra, P., & Enge, P. Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance. Ganga-Jamuna Press, 2011.
3. Tsui, J. B. Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach. Wiley, 2004.
4. Van Dierendonck, A. J. "GPS Receivers". IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1996.
5. Psiaki, M. L. "Block Acquisition of Weak GPS Signals in a Software Receiver". Proceedings of the IEEE, 2004.
6. Fontana, R. D., Cheung, W., & Stansell, T. A. "The Modernized L2 Civil Signal". ION GPS/GNSS Conference Proceedings, 2001.

УДК 621.396.96

МАСКИРУЮЩИЕ СВОЙСТВА АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ С РАЗЛИЧНОЙ ПОЛОСОЙ И МОЩНОСТЬЮ НА ИМПУЛЬСНО-ДОПЛЕРОВСКУЮ РЛС СОПРОВОЖДЕНИЯ

Нэй Лин Мьинт, магистрант

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

*Горшков Сергей Анатольевич,
директор ООО «МилитСофт
Солюшенс», кандидат технических
наук, доцент*

Аннотация. Анализируются маскирующие свойства активных шумовых помех (АШП) самоприкрытия, создаваемые атакующим летательным аппаратом, для подавления квазинепрерывных радиолокационных станций (РЛС) моноимпульсного сопровождения (точного измерения координат - ТИК). Рассматриваются АШП прицельного типа, в полосе доплеровских частот и узкополосная ответно-шумовая помеха, генерируемая передатчиком помех в ответ на каждый зондирующий импульс. Условиями являются, применение этих помех для самозащиты беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), ограничения мощности радиопередатчика помех, известные тип и параметры РЛС ТИК, а также её дальность и направление.

Введение

К разновидностям маскирующих помех, которые ставятся воздушными средствами нападения для самозащиты от импульсно-доплеровских (ИД) РЛС сопровождения целей и наведения ракет, относятся в частности АШП (прицельные, заградительные), доплеровские шумы, а также ограниченные по дальности коррелированные ответные шумовые помехи (ОШП) [1, с.с.587, 617; 2, с.52]. Последние получают методом ретрансляции зондирующего сигнала РЛС в станции помех с его растяжением в рециркуляторе и частотной или фазовой модуляцией. В силу ограниченной мощности бортовых источников питания, мощность передатчиков помех, находящихся в подвесных контейнерах также ограничена. Минимизация потребляемой мощности и массогабаритных параметров полезна также с точки зрения максимизации времени работы такого постановщика активных помех (ПАП). Например, если ограничена емкость бортового источника питания и/или грузоподъемность БПЛА, при его индивидуальной защите [3, с.130; 4; 5].

Цель настоящей работы, определить энергетический выигрыш ОШП перед АШП самоприкрытия с различной мощностью и шириной спектра.

Постановка задачи

В качестве сопровождаемой по всем координатам цели-постановщика КИМ-помехи рассматривался БПЛА. Зона режекции мешающих отражений (МО) со спектром отраженного сигнала (ОС) не пересекаются либо МО отсутствуют и их режекция МО не производится.

Параметры РЛС сопровождения: средняя мощность передающего устройства $P_0 = 300$ Вт; длина волны $\lambda = 3$ см; ширина ДНА в азимутальной и угломестной плоскостях $\Delta\theta_\beta = 3^\circ$; $\Delta\theta_\varepsilon = 3^\circ$; температура приемного устройства $T = 290^\circ\text{K}$; коэффициент шума приемного устройства $K_{ш} = 5$; частота повторения импульсов $F_{п} = 200$ кГц ($T_{п} = 5.0$ мкс); длительность простого прямоугольного радиоимпульса $T_0 = 0.1$ мкс; ширина спектра одиночного радиоимпульса $\Delta f_0 = 10$ МГц; разрешающая способность по дальности $\Delta r = 15$ м; число импульсов в пачке $L_{п} = 1000$; когерентное накопление на интервале $T_{кн} = L_{п} T_{п} = 5.0$ мс.

Параметры цели, оснащенной ПАП: эффективная отражающая поверхность (ЭОП) цели $\sigma_{ц} = 0.5$ м²; максимальная скорость цели $V_{ц\text{max}} = 150$ м/с, дальность до цели $r_{ц} = 10$ км.

Отраженный сигнал (ОС): слабый, медленно флюктуирующий; время корреляции флюктуаций $2\tau_c \gg T_{кн}$; коэффициент корреляции ОС $r_c \rightarrow 1$ (оптимально когерентное накопление на всей длительности пачки ОС); эффективная ширина зубцов АЧХ когерентного накопителя равна

$\Delta F_{\Pi} \approx F_{\Pi} / L_{\Pi} = 200$ Гц; разрешающая способность по радиальной скорости $\Delta V_r = 0.5 \Delta F_{\Pi} \lambda = 3$ м/с. Потери мощности при распространении в атмосфере $B_{\text{атм}} = 0.018$ дБ/км.

Зубцы спектральной плотности ОС удалены от мешающих отражений, которые подавлены до уровня внутреннего шума.

Параметры активной шумовой помехи: ширина ДНА станции постановки помех в азимутальной плоскости $\Delta \theta_{\text{пр}} = 60^\circ$, в угломестной $\Delta \theta_{\text{пе}} = 90^\circ$. Ширина энергетического спектра (ЭС) АШП составляла $\Delta f_{\text{АШП}} = 100, 10$ и 0.2 МГц, а $\Delta f_{\text{ОШП}} = 20, 14$ и 8 кГц. Причем, первый вариант помехи - непрерывная заградительная, второй - прицельная, третий - доплеровский шум (шум в полосе доплеровских частот), оставшиеся три - ответно шумовые, занимающие половину периода повторения РЛС (накрывающие ОС). Рассмотрены пять фиксированных значений мощности передатчика АШП $P_{\text{АШП}} - 10^{-3}, 10^{-2}, 10^{-1}, 10^0$ и 10^1 Вт. Длина волны постановщика помех соответствовала длине волны РЛС $\lambda = 3$ см. ЭС ОШП - гребенчатый, с шириной ЭС одиночного шумового импульса ОШП - $\Delta f_{0\text{ОШП}} = 1/T_{0\text{ОШП}} = 1/0.5T_{\Pi} = 400$ кГц и шириной зубца спектра ОШП - $\Delta F_{L\text{ОШП}} = T_{\text{кн}}^{-1} + \Delta f_{\text{ОШП}} \approx \Delta f_{\text{ОШП}} = 1/2\tau_{\text{ОШП}}$, где $\tau_{\text{ОШП}}$ - время корреляции флюктуаций ОШП.

Расчет энергетических соотношений помехи на входе приемника и выходе когерентного накопителя РЛС

Спектральная плотность мощности АШП $N_{\text{АШП}}$, создаваемая передатчиком атакующего БПЛА, для малогабаритной РЛС с дальности 10 км зависит от $P_{\text{АШП}}$ и $\Delta f_{\text{АШП}}$ и определяется выражением $N_{\text{АШП}} = P_{\text{АШП}} / \Delta f_{\text{АШП}}$. Расчетные значения $N_{\text{АШП}}$ для рассматриваемых $P_{\text{АШП}}$ и $\Delta f_{\text{АШП}}$ представлены в таблице 1.

Учтем потери мощности помехи из-за различия поляризационных характеристик антенн ПАП и подавляемой РЛС коэффициентом $\gamma_{\text{пол}} = 0.5$. Также учтем потери в передающей САП антенне снижением коэффициента усиления в направлении на РЛС (при заданных выше параметрах ДНА ПАП) $G_{\text{АШП}} = 32000 / (\Delta \theta_{\beta\text{АШП}} \Delta \theta_{\varepsilon\text{АШП}}) = 5.9$.

Таблица 1 – СПМ РПУ ПАП различных видов помех [Вт/Гц]

Вид помехи и полоса,		Мощность РПУ САП, [Вт]				
		10^1	10^0	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}
Маскирующая часть КИМ-помехи	8 кГц	$1.25 \cdot 10^{-3}$	$0.125 \cdot 10^{-3}$	$0.0125 \cdot 10^{-3}$	$1.25 \cdot 10^{-6}$	$0.125 \cdot 10^{-6}$
	14 кГц	$0.714 \cdot 10^{-3}$	$0.0714 \cdot 10^{-3}$	$0.00714 \cdot 10^{-3}$	$0.714 \cdot 10^{-6}$	$0.0714 \cdot 10^{-6}$
	20 кГц	$0.5 \cdot 10^{-3}$	$0.05 \cdot 10^{-3}$	$0.005 \cdot 10^{-3}$	$0.5 \cdot 10^{-6}$	$0.05 \cdot 10^{-6}$
Шумы в полосе доплеровских частот РЛС	0.2 МГц	$50 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-6}$	$0.5 \cdot 10^{-6}$	$0.05 \cdot 10^{-6}$	$0.005 \cdot 10^{-3}$
Прицельная АШП в полосе одиночного ЗС	10 МГц	$1 \cdot 10^{-6}$	$0.1 \cdot 10^{-6}$	$0.01 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-9}$	$0.1 \cdot 10^{-9}$
Заградительная АШП	100 МГц	$0.1 \cdot 10^{-6}$	$0.01 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-9}$	$0.1 \cdot 10^{-9}$	$0.01 \cdot 10^{-9}$

Тогда мощность АШП на входе приемника РЛС равна

$$\sigma_{\text{АШП}}^2 = P_{\text{АШП}} G_{\text{АШП}} G_{\text{РЛС}} \lambda^2 \gamma_{\text{пол}} 10^{-0.1 B_{\text{рц}} 10^{-3}} / (4\pi r_{\text{ц}})^2. \quad (1)$$

Таблица 2. – Мощность помехи на входе приемника РЛС $\sigma_{\text{АШП}}^2$ [Вт] и СПМ одного зубца $N_{\text{АШП}}$ [Вт/Гц] на выходе КН в зависимости от мощности РПУ ПАП и ширины ее спектра

Мощность РПУ САП, [Вт]		Мощность помехи на входе приемника, [Вт]				
		10^1	10^0	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}
$\sigma_{\text{АШП}}^2$		$5.852 \cdot 10^{-9}$	$5.852 \cdot 10^{-10}$	$5.852 \cdot 10^{-11}$	$5.852 \cdot 10^{-12}$	$5.852 \cdot 10^{-13}$
$N_{\text{АШП}}$	8кГц	$7.315 \cdot 10^{-13}$	$7.315 \cdot 10^{-14}$	$7.315 \cdot 10^{-15}$	$7.315 \cdot 10^{-16}$	$7.315 \cdot 10^{-17}$
	14кГц	$4.18 \cdot 10^{-13}$	$4.18 \cdot 10^{-14}$	$4.18 \cdot 10^{-15}$	$4.18 \cdot 10^{-16}$	$4.18 \cdot 10^{-17}$
	20кГц	$2.926 \cdot 10^{-13}$	$2.926 \cdot 10^{-14}$	$2.926 \cdot 10^{-15}$	$2.926 \cdot 10^{-16}$	$2.926 \cdot 10^{-17}$
	0.2МГц	$2.926 \cdot 10^{-14}$	$2.926 \cdot 10^{-15}$	$2.926 \cdot 10^{-16}$	$2.926 \cdot 10^{-17}$	$2.926 \cdot 10^{-18}$
	10МГц	$5.852 \cdot 10^{-16}$	$5.852 \cdot 10^{-17}$	$5.852 \cdot 10^{-18}$	$5.852 \cdot 10^{-19}$	$5.852 \cdot 10^{-20}$
	100МГц	$5.852 \cdot 10^{-17}$	$5.852 \cdot 10^{-18}$	$5.852 \cdot 10^{-19}$	$5.852 \cdot 10^{-20}$	$5.852 \cdot 10^{-21}$

Из таблицы 2 следует, что меньшая полоса помехи обеспечивает большую СПМ, чем широкополосные непрерывные АШП. При этом отношение сигнал-помеха (ОСП) $\rho_{\text{с-АШП}}$ на выходе устройства обработки принятого сигнала рассчитывается согласно выражению

$$\rho_{\text{с-АШП}} = \frac{\sigma_c^2 T_0 \nu_{\text{П}}}{N_0 + N_{\text{АШП}}} = \frac{\sigma_c^2 T_0 \nu_{\text{П}}}{N_0 + \sigma_{\text{АШП}}^2 / \Delta f_{\text{АШП}}} \quad (2)$$

Данное выражение характерно для непрерывных по времени АШП с шириной спектра не менее полосы РПРУ РЛС, представляющих собой квазибелый шум. Для протяженных по дальности коррелированных ОШП данное выражение имеет особенности, связанные с коррелированностью и ограниченностью по времени. Импульсный характер ($T_{0\text{ОШП}} < T_{\text{П}}$) ОШП увеличивает ее СПМ (по сравнению с ОС) на выходе устройства внутрипериодной обработки (ВПО). Кроме того, вследствие коррелированности ОШП, ширина ее спектра оказывается меньше полосы фильтра грубой селекции (ФГС), но в то же время шире полосы УПФ (см. рисунок 1), что приводит к ее (ОШП) когерентному накоплению подобно ОС, но с уменьшенным коэффициентом накопления $\nu_{\text{ПОШП}}$.

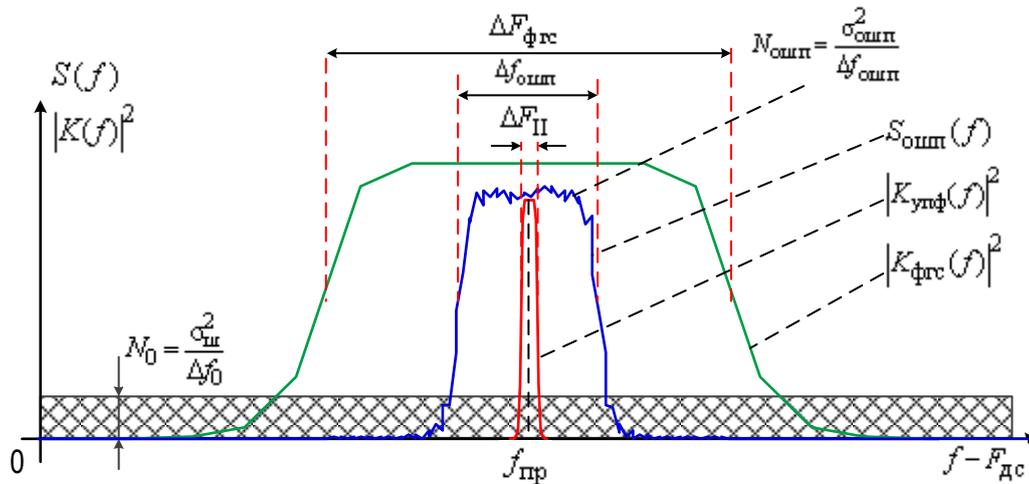


Рисунок 1 - Энергетический спектр ОШП и амплитудно-частотные характеристики ФГС и УПФ.

Можно показать, по аналогии с КН ОС [6, с.231-232], что при $\Delta F_{\Pi} \leq \Delta F_{L_{\text{ОШП}}}$ он определяется коэффициентами междупериодной корреляции флуктуаций ОШП $r_{L_{\text{ОШП}}}$ и огибающей ограниченной последовательности нефлуктуирующих сигналов r_L , зависящей от числа импульсов в пачке L :

$$v_{\text{ИОШП}} = \frac{F_{\Pi}}{\Delta F_{L_{\text{ОШП}}}} = \frac{1+r_{L_{\text{ОШП}}}r_L}{1-r_{L_{\text{ОШП}}}r_L} \approx \frac{1+\exp(-T_{\Pi}/\tau_{\text{ОШП}})\exp(-2/L)}{1-\exp(-T_{\Pi}/\tau_{\text{ОШП}})\exp(-2/L)}. \quad (3)$$

При увеличении $\Delta F_{L_{\text{ОШП}}}$ до ширины спектра слабо коррелированной АШП $v_{\text{ИОШП}} \Rightarrow 1$.

С учетом когерентного накопления и временного стробирования ОШП в приемнике РЛС, ее мощность на выходе КН представим в следующем виде, по аналогии с (1):

$$\sigma_{\text{ОШП}}^2 = P_{\text{ОШП}} G_{\text{ОШП}} G_{\text{РЛС}} \cdot (T_{0_{\text{ОШП}}} / T_0) \cdot v_{\text{ИОШП}} \lambda^2 \gamma_{\text{пол}} 10^{-0.1Br_{\Pi}10^{-3}} / (4\pi r_{\Pi})^2. \quad (4)$$

СПМ ОШП характеризуется огибающей, отражающей ее внутривнутрипериодную структуру $N_{0_{\text{ОШП}}} = \sigma_{\text{ОШП}}^2 / \Delta f_{0_{\text{ОШП}}} = \sigma_{\text{ОШП}}^2 T_{0_{\text{ОШП}}}$ и последовательностью зубцов ее междупериодной структуры. При прямоугольной аппроксимации зубцов СПМ ОШП их высота определяется как $N_{\text{ОШП}} = \sigma_{\text{ОШП}}^2 / \Delta f_{\text{ОШП}}$.

Учитывая, что ширина зубца СПМ ОШП равна $\Delta F_{L_{\text{ОШП}}} = \Delta f_{\text{ОШП}} + 1/T_{\Pi} \approx \Delta f_{\text{ОШП}} \ll F_{\Pi}$, из выражения (3) получим, что эффективность КН ОШП равна $v_{\text{ИОШП}} \approx F_{\Pi} / \Delta f_{\text{ОШП}}$. С учетом этого, СПМ зубца ОШП на выходе КН рассчитывается согласно выражению

$$N_{0_{\text{ОШП}}} v_{\text{ИОШП}} = \frac{\sigma_{\text{ОШП}}^2}{\Delta f_{0_{\text{ОШП}}}} \cdot \frac{F_{\Pi}}{\Delta f_{\text{ОШП}}} = \frac{N_{\text{ОШП}}}{q_{\text{ОШП}}}, \quad (5)$$

где $q_{\text{ОШП}} = \Delta f_{0_{\text{ОШП}}} / F_{\Pi} = T_{\Pi} / T_{0_{\text{ОШП}}}$.

С учетом **Ошибка! Источник ссылки не найден.** отношение сигнал-(ОШП + шум) - ОСПШ, подобно выражению (1) для отношения сигнал-(АШП + шум), выглядит следующим образом

$$\rho_{\text{с-ОШП}} = \frac{\sigma_{\text{с}}^2 T_0 v_{\Pi}}{N_0 + N_{0_{\text{ОШП}}} v_{\text{ИОШП}}} = \frac{\sigma_{\text{с}}^2 T_0 v_{\Pi}}{N_0 + \sigma_{\text{ОШП}}^2 / (\Delta f_{\text{ОШП}} q_{\text{ОШП}})} = \frac{\sigma_{\text{с}}^2 T_0 v_{\Pi}}{N_0 + N_{\text{ОШП}} / q_{\text{ОШП}}}. \quad (6)$$

Следует заметить, что формула **Ошибка! Источник ссылки не найден.** - частный случай выражения **Ошибка! Источник ссылки не найден.**, так как в случае использования непрерывных АШП $q_{\text{АШП}} = 1$. Поэтому в дальнейшем будем использовать общее обозначение ОШП.

Расчет требуемой мощности передатчика САП для обеспечения требуемого маскирующего эффекта

Мощность активной помехи должна выбираться такой, чтобы на входе приемного устройства обеспечивать требуемый маскирующий эффект. Это достигается снижением ОСП до $\rho_{\text{тРОШП}}(D_{\text{М}}, F_{\text{М}})$, обеспечивающего малую вероятность обнаружения сигнала $D_{\text{М}}$ на фоне помехи. С точки зрения терминологии радиоэлектронной борьбы (РЭБ) удобнее вместо условной вероятности правильного обнаружения $D_{\text{М}}$ использовать условную вероятность пропуска цели $\tilde{D}_{\text{М}} = 1 - D_{\text{М}}$.

Для медленно флуктуирующего сигнала требуемое ОСПШ $\rho_{\text{тРОШП}}(\tilde{D}_{\text{М}}, F_{\text{М}})$ рассчитывается в соответствии с требуемым значением условной вероятности пропуска цели $\tilde{D}_{\text{ТРМ}}$ при фиксированной вероятности ложной тревоги $F_{\text{М}}$

$$\rho_{\text{тРОШП}}(\tilde{D}_{\text{М}}, F_{\text{М}}) = \frac{\ln F_{\text{М}}}{\ln(1 - \tilde{D}_{\text{ТРМ}})} - 1. \quad (7)$$

Для требуемого ОСПШ $\rho_{\text{ТРОШП}}(\tilde{D}_M, F_M)$, обеспечивающего заданный маскирующий эффект, из **Ошибка! Источник ссылки не найден.** определим требуемую мощность помехи на входе приемника РЛС $\sigma_{\text{ТРОШП}}^2$:

$$\sigma_{\text{ТРОШП}}^2 = \Delta f_{\text{ОШП}} N_0 q_{\text{ОШП}} \left(\frac{\rho_{\text{ТРС}}(D, F)}{\rho_{\text{ТРОШП}}(\tilde{D}_M, F_M)} - 1 \right). \quad (8)$$

Если в выражении (8) задать такое $\rho_{\text{ТРС}}(D, F)$, которое с вероятностями $D = 0.968$ и $F = 10^{-6}$ обеспечивает обнаружение цели с ЭОП $\sigma_{\text{ц}} = 0.5 \text{ м}^2$ находящейся на дальности $r_{\text{ц}} = 10 \text{ км}$ и заданными выше параметрами РЛС, а также положить, что $\rho_{\text{ТРОШП}}(\tilde{D}_M, F_M) \approx 1$ при $\tilde{D}_M \approx 0.968$ ($D_M = 1 - \tilde{D}_M = 0.032$) и $F_M \approx 0.001$, то можно проанализировать зависимость требуемой мощности ОШП $\sigma_{\text{ТРОШП}}^2$ от ширины полосы помехи $\Delta f_{\text{ОШП}}$ (см. таблицу 3).

Таблица 3 – Требуемая мощность помехи $\sigma_{\text{ТРОШП}}^2$ на входе приемника РЛС для обеспечения $\rho_{\text{ТРОШП}}(\tilde{D}, F) = 1$ при дальности до цели $r_{\text{ц}} = 10 \text{ км}$

Полоса помехи,	Мощность помехи на входе РПРУ, [Вт]
8кГц	$2.035 \cdot 10^{-14}$
14кГц	$3.561 \cdot 10^{-14}$
20кГц	$5.086 \cdot 10^{-14}$
0.2МГц	$5.088 \cdot 10^{-13}$
10МГц	$2.544 \cdot 10^{-11}$
100МГц	$2.544 \cdot 10^{-10}$

Используя **Ошибка! Источник ссылки не найден.** и таблицу 3 вычислим минимальную требуемую мощность передатчика САП $P_{\text{ТРОШП}}$, которая при формировании помехи заданного вида обеспечит требуемый маскирующий эффект на выходе устройства обработки принятого сигнала

$$P_{\text{ТРОШП}} = (4\pi r_{\text{ц}})^2 \sigma_{\text{ТРОШП}}^2 (\tilde{D}_M, F_M) 10^{0.1Br_{\text{ц}} 10^{-3}} / G_{\text{АШП}} G_{\text{РЛС}} \lambda^2 \gamma_{\text{пол}}. \quad (9)$$

Применение помех с шириной спектра меньше ширины полосы приемного устройства обеспечивает их накопление с эффективностью, зависящей от $\Delta f_{\text{ОШП}}$. Из этого следует, что при использовании протяженных по дальности коррелированных ОШП для самоприкрытия цели-ПАП на дальности $r_{\text{ц}} = 10 \text{ км}$ с заданными вероятностями на выходе устройства обработки РЛС с указанными выше параметрами, требуется мощность САП $P_{\text{ТРОШП}}$ при различных $\Delta f_{\text{ОШП}}$ ($\Delta f_{\text{ашп}}$) приведенная в таблице 4.

По мере приближения цели-ПАП к РЛС отношение сигнал-шум $\rho_{\text{с}}$ поднимается выше $\rho_{\text{ТРС}}(D, F)$, обеспечивая большую D при фиксированной F . Вследствие этого растет требуемая мощность передатчика помех $P_{\text{ТРОШП}}(r_{\text{ц}}, \Delta f_{\text{ОШП}})$, обеспечивающая минимальное самоприкрытие цели $\rho_{\text{ТРОШП}}(\tilde{D}_M, F_M) = 1$ (при $\tilde{D}_M = 0.968$, $F_M = 10^{-3}$). Зависимости требуемой мощности передатчика помех $P_{\text{ТРОШП}}(r_{\text{ц}}, \Delta f_{\text{ОШП}})$ от дальности до цели-ПАП при различной ширине спектра представлены на рисунке 2.

Таблица 4 – Требуемая мощность передатчика помех $P_{\text{ТРОШП}}$ самоприкрытия в зависимости о ширины спектра помехи $\Delta f_{\text{ОШП}}$

Полоса помехи $\Delta f_{\text{ОШП}}$, [кГц]	Требуемая мощность передатчика помех $P_{\text{ТРОШП}}$, [мВт]
8кГц	$3.477 \cdot 10^{-2}$
14кГц	$6.085 \cdot 10^{-2}$
20кГц	$8.691 \cdot 10^{-2}$
0.2МГц	$8.694 \cdot 10^{-1}$
10МГц	43.5
100МГц	434.7

Эти зависимости получены из (9), с учетом $\sigma_{\text{ТРОШП}}^2(\tilde{D}_M, F_M)$ (см. выражение 8). Но в (8) $\rho_{\text{ТРС}}(D, F)$ заменено на ρ_c зависящее только от дальности до цели-ПАП из [6, с.284-285] в виде $\rho_c(r_c) = K_r / r_c^4$, где $K_r = \text{const}$ получена из исходных данных в постановке задачи.

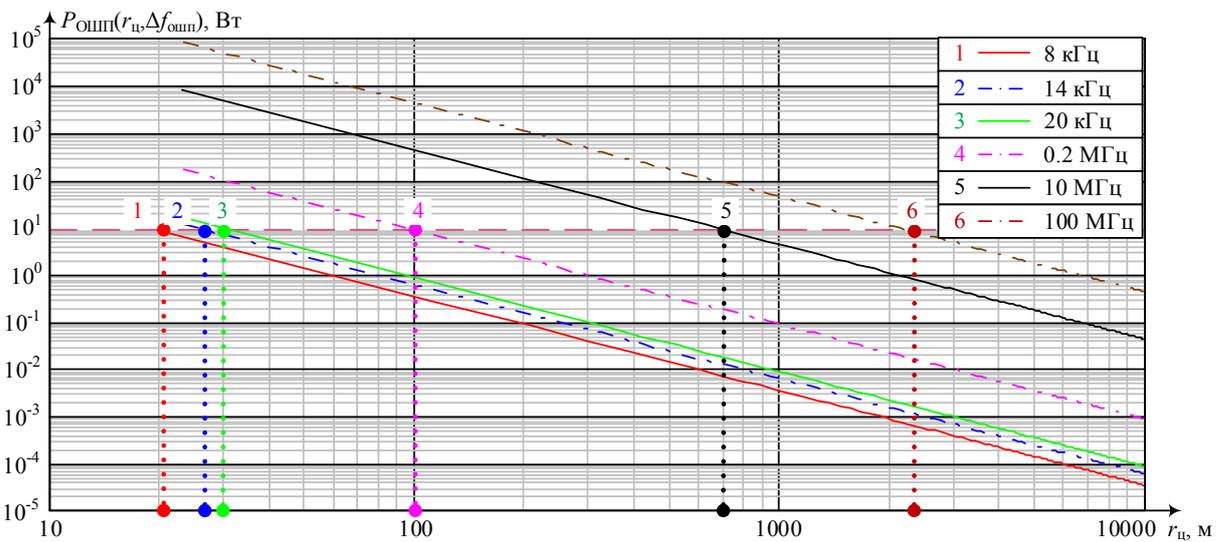
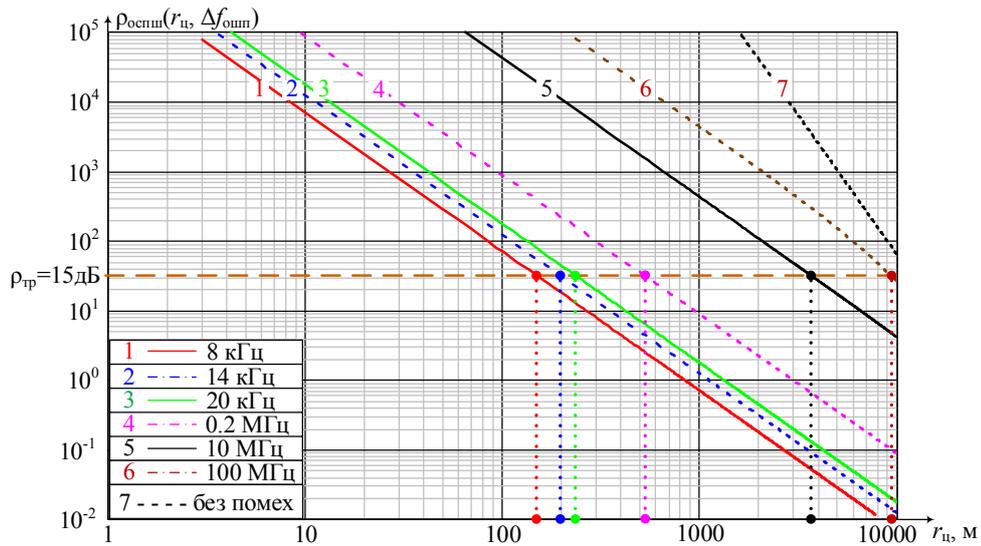


Рисунок 2 – Зависимость $P_{\text{ТРОШП}}(r)$, обеспечивающей $\rho_{\text{ТРОШП}}(\tilde{D}_M, F_M) = 1$ (при $\tilde{D}_M = 0.968$, $F_M = 10^{-3}$)

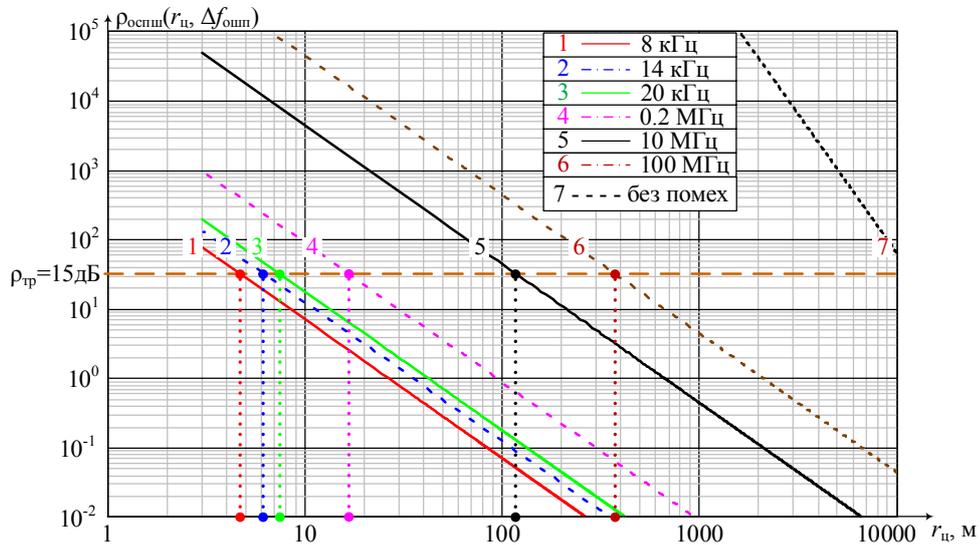
Из рисунка 2 следует, что постановка заградительной АШП с полосой 100МГц передатчиком с максимальной мощностью 10Вт будет обеспечивать маскирование ОС от дальности обнаружения без помех до примерно 2 км. В то же время ОШП с полосой 8 кГц – примерно до 20 м. Для установки требуемой мощности излучения передатчика КИМ-помехи в зависимости от дальности до подавляемой РЛС необходимо использовать аттенуатор на его выходе.

Анализ зависимости отношения сигнал-помеха на выходе когерентного накопителя от дальности до цели

В завершение исследования проанализируем изменения от дальности непосредственно отношения ОСПШ на выходе КН $\rho_{\text{с-ОШП}}$ (выражение **Ошибка! Источник ссылки не найден.**), зависящего от мощностей ОС [6, с.284] и ОШП на входе приемника РЛС (выражение (4)). Такие зависимости $\rho_{\text{оспш}}(r_c, \Delta f_{\text{ОШП}})$ для мощности РПУ САП: а) 5мВт и б) 5Вт представлены на рисунке 3. Для сопоставления, на рисунках под цифрой 7 приведены графики ОСШ в отсутствии ОШП (АШП).



а)



б)

Рисунок 3- а) – мощность РПУ САП 5 мВт; б) – мощность РПУ САП 5 Вт
– Зависимость отношения сигнал-(помеха + шум) от дальности до цели при различных полосах спектра помехи

Из рисунка видно, что даже при мощности РПУ САП 5 мВт (рисунок 3,а) и полосе 8 кГц, эффективность помехи (при ОСПШ ниже 15дБ) сохраняется до дальности чуть более 100м. А при мощности РПУ САП 5 Вт (рисунок 3,б) – до дальности 4-5м. В то же время АШП с полосой 100МГц при мощности РПУ САП 5 мВт эффективна лишь до дальностей 9-10км, а при 5 Вт – около 400м. Из рисунка 3 следует также, что в отсутствии помех требуемое для захвата на сопровождение цели ОСШ не менее 15 дБ обеспечивается на дальности более 10км.

Заключение

Получено выражение и рассчитана СГМ АШП самоприкрытия для беспилотного ПАП с ЭПР 0.5м² действующего против малогабаритной РЛС с дальностью обнаружения данного объекта равного ~10км. Показано, что для того чтобы провести те же самые расчеты для ОШП, достаточно учитывать скважность помехи.

Обосновано использование условной вероятности пропуска (маскирования) цели $\tilde{D}_M = 1 - D_M$ вместо условной вероятности ее обнаружения D_M при выборе эффективной мощности АШП.

Получено выражение для требуемого ОСПШ $\rho_{\text{троспш}}(\tilde{D}_M, F_M)$, обеспечивающее маскирование с заданной вероятностью \tilde{D}_M .

Получено выражение для расчета требуемой мощности ОШП или АШП $\sigma_{\text{ТРОШП}}^2$ при заданных требуемых ОСШ $\rho_{\text{TRC}}(D, F_M)$ и $\rho_{\text{ТРОШП}}(\tilde{D}_M, F_M)$, при фиксированной полосе помехи. Это в свою очередь позволило определить минимальную требуемую мощность передатчика САП $P_{\text{ТРОШП}}$, которая при формировании помехи заданного вида обеспечит требуемый маскирующий эффект на выходе КН принятого сигнала.

Рассчитана требуемая мощность передатчика помех цели-ПАП с различной шириной спектра $P_{\text{ТРОШП}}(r_{\text{ц}}, \Delta f_{\text{ОШП}})$ от дальности. Явный выигрыш по мощности наблюдается у более узкополосных ОШП. При мощности бортового РПУ 10Вт, ОШП с полосой 8кГц эффективна до дальности 20м, в то время как АШП с полосой 100МГц – до 2км.

Подобный эффект наблюдался и при анализе зависимости отношения сигнал-ОШП на выходе когерентного накопителя от дальности при фиксированной мощности передатчика помех. При мощности РПУ ПАП 5мВт ОШП с полосой 8кГц эффективна до несколько более 100м, в то время как АШП с полосой 100МГц – до 10км. А при мощности РПУ ПАП 5Вт ОШП с полосой 8кГц эффективна практически до 4м, в то время как АШП с полосой 100МГц – до 400м. Т.е. наблюдается практически выигрыш наиболее узкополосной ОШП в сравнении с наиболее широкополосной АШИ практически в 100 раз.

В то же время дальнейшее сужение полосы ОШП нецелесообразно, так как, с одной стороны, при ускорении действующей на ее фоне уводящей помехи (УП), например, свыше 20м/с², и времени ее действия более 3с она выходит за пределы зоны маскирования ± 4 кГц по скорости (частоте Доплера). А, с другой стороны, при снижении ускорения УП до 10м/с² и менее наблюдается слишком малый увод по дальности относительно разрешающей способности по данной координате: 45м и менее, при потенциальном разрешении 30м, на практике тоже приближающемся к 45м.

Список использованных источников:

1. Ван Брант, Л. Б. Справочник по методам радиоэлектронного подавления и помехозащиты систем с радиолокационным управлением / Пер. с англ. под общ. ред. К.И. Фомичева, Л.М. Юдина: в 2 т. М.: Перевод 432, 1985. Т. 1 – 1081 с.
2. Радиоэлектронная борьба. Цифровое запоминание и воспроизведение радиосигналов и электромагнитных волн / В. Д. Добыкин, А.И. Куприянов, В.Г. Пономарев, Л.Н. Шустов; Под общ. ред. А. И. Куприянова. – М.: Вузовская книга, 2009. – 360 с.
3. Афонин, И. Е. Быстрый глобальный удар: ретроспективный анализ концепции, вероятный сценарий нанесения, состав сил и средств, последствия и приоритетные мероприятия по противодействию. Монография / И.Е.Афонин, С.И.Макаренко, Р.Л.Михайлов. – СПб.: Научное издание, 2022. – 174 с.
4. Рябов, К. Система РЭБ Leonardo BriteStorm для ведомых БПЛА / К. Рябов. – Ижевск: ООО «ВО-медиа», 2024. URL: <https://topwar.ru/251969-sistema-rjeb-leonardo-britestorm.html> (дата обращения 10.04.2025).
5. Рябов, К. LOAD - новая концепция беспилотного летательного аппарата для борьбы с дронами / К. Рябов. – Ижевск: ООО «ВО-медиа», 2024. URL: <https://topwar.ru/262011-load-novaja-koncepciju-bespilotnogo-letatel'nogo-apparata-dlja-borby-s-dronami.html> (дата обращения 18.03.2025).
6. Охрименко, А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба: учебник / А. Е. Охрименко. – М.: Воениздат, 1983. – Ч.1: Основы радиолокации. – 456 с.

UDC 621.396.96

MASKING PROPERTIES OF ACTIVE NOISE INTERFERENCE WITH DIFFERENT BANDWIDTH AND POWER ON PULSE-DOPPLER TRACKING RADAR

Nay Lin Myint, Master's student

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

*Горшков Сергей Анатольевич,
директор ООО «МилитСофт
Солюшенс», кандидат технических
наук, доцент*

Annotation. The article analyzes the masking properties of active noise interference (ANI) of self-covering created by an attacking aircraft to suppress quasi-continuous radar stations (RLS) of mono-pulse tracking (precise measurement of coordinates - PMC). The article considers ANI of the aiming type, in the Doppler frequency band and narrow-band response-noise interference generated by the jammer in response to each probing pulse. The conditions are the use of this interference for self-defense of unmanned aerial vehicles (UAVs), limitations of the power of the radio jammer transmitter, known type and parameters of the PMC radar, as well as its range and direction..

УДК 621.396.96

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ОБРАБОТКИ ОТВЕТНОЙ ШУМОВОЙ ПОМЕХИ НА ФОНЕ СМЕСИ БЕЛОГО ШУМА И МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ

Нэй Лин Мьинт, магистрант

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

*Горшков Сергей Анатольевич,
директор ООО «МилитСофт
Солюшенс», кандидат технических
наук, доцент*

Аннотация. Синтезируется алгоритм оптимальной обработки коррелированной ответной шумовой помехи (ОШП) на фоне смеси мешающих отражений и белого шума. При этом в логарифме отношения правдоподобия учитывается слагаемое, которым пренебрегают при выводе алгоритма обработки отраженного сигнала (ОС). Затем делается предположение о том, что ОШП удалена по спектру от режектируемых мешающих отражений, а отношение ОШП-фон на выходе устройства когерентной компенсации мешающих отражений (ККМО) никогда не бывает малым. В итоге получают логарифм отношения правдоподобия, не зависящий от отношения ОШП – фон на выходе устройства ККМО.

Введение

Наряду с выделением полезных сигналов со случайными параметрами (амплитудой и начальной фазой) на фоне помех адаптивные устройства обработки могут использоваться также для выделения ОШП в целях ее обнаружения и измерения ее частотно-временных параметров. Синтез устройства оптимальной обработки ОШП должен проводиться с учетом того, что сигнал и ОШП имеют схожую частотную и временную структуру. ОШП отличается лишь меньшим временем корреляции и большей временной протяженностью, т.е. математическая модель ОШП в целом имеет такой же вид, как и модель отраженного сигнала (ОС). В дальнейшем, рассмотрим обработку гауссовского коррелированной ОШП, на фоне смеси мешающих отражений, белого шума и отраженного сигнала, который в данном случае выделить нельзя из-за малого отношения С-ОШП.

1. Алгоритм обработки шумового сигнала

Для синтеза алгоритма обработки принятого $\dot{\mathbf{F}} = \|\dot{F}_1 \dot{F}_2 \dots \dot{F}_L\|$ ОШП с вектором время-частотных параметров $\boldsymbol{\alpha}_{\text{ошп}} = \|\alpha_{\text{ошп}1} \alpha_{\text{ошп}2} \dots \alpha_{\text{ошп}m}\|$, на фоне смеси белого шума и мешающих отражений, где L - число принимаемых шумовых импульсов, m - число неизвестных время-частотных параметров, найдем логарифм отношения правдоподобия

$$\ln[\Lambda(\mathbf{F}, \boldsymbol{\alpha}_{\text{ошп}})] = \ln p_1(\mathbf{F} | \boldsymbol{\alpha}_{\text{ошп}}) - \ln p_0(\mathbf{F}) \quad (1)$$

Условная плотность распределения входной реализации, содержащей лишь помеху, описывается многомерным гауссовским законом

$$p_0(\dot{\mathbf{F}}) = \frac{1}{(2\pi)^L |\dot{\mathbf{R}}_{\phi}|} \exp\left(-\frac{1}{2} \dot{\mathbf{F}}^{*\text{T}} \dot{\mathbf{R}}_{\phi} \dot{\mathbf{F}}\right), \quad (2)$$

где $\dot{\mathbf{R}}_{\phi}$ - корреляционная матрица фона (смеси белого шума, мешающих отражений и ОС).

В случае наложения ОШП и фона

$$p_1(\dot{\mathbf{F}} | \boldsymbol{\alpha}_{\text{ошп}}) = \frac{1}{(2\pi)^L |\dot{\mathbf{R}}_{\text{ошп}+\phi}|} \exp\left(-\frac{1}{2} \dot{\mathbf{F}}^{*\text{T}}(\boldsymbol{\alpha}_{\text{ошп}}) \dot{\mathbf{R}}_{\text{ошп}+\phi}^{-1} \dot{\mathbf{F}}(\boldsymbol{\alpha}_{\text{ошп}})\right), \quad \dots(3)$$

где $\dot{\mathbf{R}}_{\text{ошп}+\phi}$ - корреляционная матрица смеси ОШП и фона.

Искомый логарифм отношения правдоподобия будем искать в виде, отличающемся от [1, с.167] тем, что не будем пренебрегать отбрасываемой константой, так в случае обнаружения ОШП она, как будет показано в докладе, оказывается существенной:

$$\ln[\Lambda(\dot{\mathbf{F}} | \boldsymbol{\alpha}_{\text{ошп}})] = Z(\dot{\mathbf{F}} | \boldsymbol{\alpha}_{\text{ошп}}) - C_0(\dot{\mathbf{F}} | \boldsymbol{\alpha}_{\text{ошп}}), \quad (4)$$

где

$$Z(\dot{\mathbf{F}} | \mathbf{a}_{\text{ошп}}) = \sum_{k,l}^L (Q_{k,l}^{\phi} - Q_{k,l}^{\text{ошп}+\phi}) F_k^*(\mathbf{a}_{\text{ошп}}) F_l(\mathbf{a}_{\text{ошп}}), \quad (5)$$

$$C_0(\dot{\mathbf{F}} | \mathbf{a}_{\text{ошп}}) = \ln[|\dot{\mathbf{R}}_{\text{ошп}+\phi}| / |\dot{\mathbf{R}}_{\phi}|], \quad (6)$$

$Q_{k,l}^{\phi}$ - kl -й элемент матрицы, обратной $\dot{\mathbf{R}}_{\phi} = \|\dot{R}_{k,l}^{\phi}\|$,

$Q_{k,l}^{\text{ошп}+\phi}$ - kl -й элемент матрицы, обратной $\dot{\mathbf{R}}_{\text{ошп}+\phi} = \|\dot{R}_{k,l}^{\text{ошп}+\phi}\|$.

Далее, вводя, по аналогии с [1, с.168-169] матрицу обработки ОШП:

$$\dot{\mathbf{R}}_{0_ошп} = \dot{\mathbf{R}}_{\phi}^{-1} - \dot{\mathbf{R}}_{\text{ошп}+\phi}^{-1} = \dot{\mathbf{Q}}_{\phi} - \dot{\mathbf{Q}}_{\text{ошп}+\phi} = \|\dot{Q}_{k,l}^{\phi}\| - \|\dot{Q}_{k,l}^{\text{ошп}+\phi}\|. \quad (7)$$

Затем, опять же по аналогии, последовательно преобразовываем матрицу обработки

$$\dot{\mathbf{R}}_{0_ошп} = [\mathbf{E} + (\dot{\mathbf{Q}}_{\phi} \dot{\mathbf{R}}_{\text{ошп}})^{-1}]^{-1} \dot{\mathbf{Q}}_{\phi}, \quad (8)$$

где

$$\dot{\mathbf{R}}_{\text{ошп}} = \dot{\mathbf{R}}_{\text{ошп}+\phi} - \dot{\mathbf{R}}_{\Pi}. \quad (9)$$

Введем далее матрицы обработки первого и второго этапов

$$\dot{\mathbf{R}}_{\text{I}} = \dot{\mathbf{Q}}_{\phi}, \quad (10)$$

$$\dot{\mathbf{R}}_{\text{II}} = (\mathbf{E} + \dot{\mathbf{A}}_{\text{ошп}}^{-1})^{-1}, \quad (11)$$

где $\dot{\mathbf{A}}_{\text{ошп}} = \dot{\mathbf{Q}}_{\phi} \dot{\mathbf{R}}_{\text{ошп}} = \dot{\mathbf{R}}_{\text{I}} \dot{\mathbf{R}}_{\text{ошп}}$.

Учтем, что элементы центральной диагонали матрицы характеризуют отношение ОШП-Фон по мощности $\mu_{\text{ошп}-\phi} = A_{\text{ошп}kk}$ на выходе устройства когерентной компенсации. Кроме того, интерес представляют только неслепые скорости ОШП (которая перемещается со скоростью цели).

Затем, получив выражение для $C_0(\dot{\mathbf{F}} | \mathbf{a}_{\text{ошп}})$ можно записать логарифм отношения правдоподобия (4) учитывающий $\mu_{\text{ошп}-\phi}$.

Особенность ОШП заключается в том, что $\mu_{\text{ошп}-\phi}$ никогда не бывает малым. Поэтому итоговое выражение можно получить известным методом адаптации, подставив в (4) вместо $\mu_{\text{ошп}-\phi}$, его значение, полученное из выражения $\partial \ln[\Lambda(\dot{\mathbf{F}} | \mathbf{a}_{\text{ошп}})] / \partial \mu_{\text{ошп}-\phi} = 0$.

Список использованных источников

1. Охрименко, А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба: учебник / А. Е. Охрименко. – М. : Воениздат, 1983. – Ч.1 : Основы радиолокации. – 456 с.

UDC 621.396.96

SYNTHESIS OF AN ALGORITHM FOR PROCESSING RESPONSE NOISE INTERFERENCE AGAINST A BACKGROUND OF A MIXTURE OF WHITE NOISE AND CLUTTER

Nay Lin Myint, Master's student

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

Gorshkov Sergei, Director of MilitSoft Solutions LLC, PhD, Associate Professor

Annotation. An algorithm is synthesized for optimal processing of correlated noise response interference (NRI) against a background of a mixture of clutter and white noise. In this case, the logarithm of the likelihood ratio takes into account the term that is neglected when deriving the reflected signal processing algorithm. Then, it is assumed that the correlated NRI is removed in the spectrum from the detected interfering reflections, and the NRI-background ratio at the output of the moving target detection (MTD) is never small. As a result, the logarithm of the likelihood ratio is obtained, independent of the NRI – background ratio at the output of the MTD.

ПЛАНИРОВАНИЕ И СТАТИСТИЧЕСКАЯ ОБРАБОТКА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ

Павлов Г. С., Малуха З.А.

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

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

Аннотация. Статистическая обработка, графическая интерпретация результатов научных исследований, математическое планирование эксперимента для прогнозирования функционирования системы в каком-либо технологическом процессе в большинстве случаев проводится с использованием устройств измерения и компьютерных программ STATISTICA и STATGRAPHICS, позволяющих определить коэффициенты уравнений регрессии, адекватно описывающих полученные зависимости.

Ключевые слова: статистическая обработка экспериментальных данных, регрессионный анализ, полный факторный эксперимент.

Прогнозирование функционирования системы в производственном процессе является одной из наиболее распространенных научно-технических задач, возникающих при установлении возможности проведения проектируемого технологического процесса и необходимости определения оптимальных условий, режимов, параметров его реализации. При проектировании сложных технических объектов и их производстве широко используются математические методы планирования, позволяющие исследователю интенсифицировать процесс, оптимизировать функционирование того или иного устройства, оптимизировать параметры, увеличить статистическую достоверность выводов исследований и как следствие обеспечить высокое качество создаваемых устройств, объектов, технических средств [1]. Так, задача определения оптимальных условий протекания технологических процессов (стадий) в пищевых технологиях часто решается посредством планирования экспериментов, математических методов их обработки, посредством регрессионного анализа – статистического метода, позволяющего исследовать связь нескольких переменных [2–3]. Планирование эксперимента – это процедура выбора числа и условий проведения опытов, необходимых и достаточных для решения задачи с требуемой точностью, при этом значимо следующее: стремление к минимизации общего числа опытов и повышению точности измерения, одновременное варьирование всеми переменными, определяющими процесс, использование математического аппарата, формализующего многие действия экспериментатора.

Экспериментальные исследования сопряжены с погрешностями, неточностью измерений, влиянием неконтролируемых факторов, поэтому важным и ответственным моментом при проведении и использовании результатов любых экспериментов является установление адекватности полученных решений, что особенно актуально при поиске оптимальных условий, режимов, параметров. В связи с чем, основная цель регрессионного анализа – предсказать значение одной переменной (зависимой переменной, или отклика) на основе одной или нескольких других переменных (независимых переменных, или предикторов). При этом регрессионный анализ помогает выявить, насколько тесно эти переменные связаны и как одна из них влияет на другую. В основе регрессионного анализа лежит построение математической модели, которая описывает, как изменения независимых переменных приводят к изменениям зависимой переменной [4]. Для построения эффективной математической модели целесообразно провести предварительный анализ значимости факторов (степени влияния на функцию), их ранжирование и исключить малозначимые факторы, в рамках регрессионных анализов проводятся полные факторные эксперимент. При проведении полных факторных экспериментов количество опытов определяется по формуле:

$$N = p^k,$$

где N – число опытов;

p – число уровней;

k – число факторов (внешних и внутренних).

Число уровней варьирования обычно не ниже 3.

Планирование, проведение и обработка результатов полных факторных экспериментов состоит из следующих этапов:

- кодирование факторов;
- составление плана матрицы эксперимента;
- реализация плана эксперимента;

- проверка воспроизводимости опытов;
- оценка значимости коэффициентов регрессии;
- проверка адекватности линейной модели.

Кодирование факторов необходимо для перевода натуральных факторов в безразмерные величины, чтобы иметь возможность построить стандартную ортогональную план-матрицу эксперимента. После выбора факторов для каждого из них устанавливается основной уровень (т.е. исходное значение) и интервал варьирования (изменения). Прибавление интервала варьирования к основному уровню даёт верхний, а вычитание – нижний уровень фактора (таблица 1).

Таблица 1 – Уровни варьирования факторов

Фактор	Условное обозначение фактора	Уровень			Интервал варьирования (λ)
		Нижний (-)	Средний (0)	Верхний (+)	
Температура, °C	X_1	10	30	50	20
pH	X_2	2	4	6	2
Экспозиция, мин	X_3	10	30	50	20

Далее осуществляется построение матрицы планирования эксперимента посредством программы STATGRAPHICS, интерпретация полученных результатов достоверными факторами и их сочетаниями, построение уравнений регрессии, подтверждение полученной математической модели процесса предоставлением критерия адекватности (коэффициента детерминации) R^2 . Построение поверхностей отклика, позволяющих выбрать диапазоны варьирования факторов, обуславливающих получение искомого значения контролируемого показателя, осуществляется в программе STATISTICA 10.0 (рисунок 1).

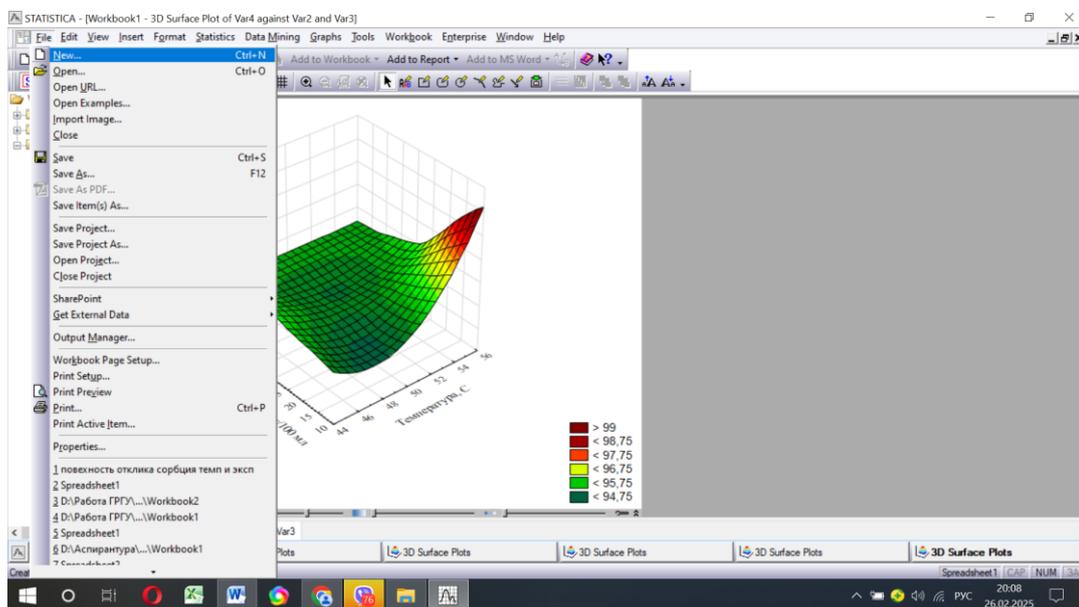


Рисунок 1 – Построение поверхности отклика

Поверхность отклика является перспективной оценкой изменения контролируемого показателя, и позволяет исследователю предположить целесообразность выбора другого диапазона варьирования факторов либо остановить эксперимент. А также для графического отображения влияния исследуемых факторов на контролируемый показатель, расширения диапазона варьирования факторов и уточнения их оптимальных значений.

Таким образом, планирование экспериментов, обработка экспериментальных данных осуществляется посредством программ STATISTICA и STATGRAPHICS, которые позволяют определить коэффициенты уравнений регрессии, адекватно описывающих полученные зависимости.

Список использованных источников:

1. Ковель, А.А. Математическое планирование эксперимента при отработке электронных элементов / А.А. Ковель, С.В. Покидько // Известия ВУЗов. Приборостроение. – 2008. – Т. 52. – №8. – С. 13-17.
2. Pavlova, O. Optimisation of conditions for deacetylation of chitin-containing raw materials / O. Pavlova, M. Trusova // Food science and technology. – 2021. – Vol. 15, № 3. – P. 63–70.
3. Ловкис, З.В. Эффективность использования хитозана как сорбента и стабилизатора в технологии пива/ З. В. Ловкис, О.В. Павлова, М.М. Трусова, Н.А. Политаева // Вестник Фонда фундаментальных исследований. – 2023. – Т. 105. – № 3. – С. 102-113.
4. Бугаев, Ю.В. О статистической устойчивости оптимального решения, найденного по уравнению регрессии / Ю.В. Бугаев, Л.А. Коробова, И.Ю. Шурупова // Вестник Воронежского государственного университета инженерных технологий. – 2024. – 86(2). –С. 48-55.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Малуха З.А., Шихова У.А., Павлов Г.С.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь (Белорусский Государственный Университет Информатики и Радиоэлектроники)

Аннотация. Рассматриваются особенности видов цифро-аналоговых преобразователей, описывается сравнительная характеристика данных видов. Обосновывается эффективность выбора ЦАП при определенных решаемых задачах.

Ключевые слова: цифро-аналоговый преобразователь, линейная архитектура, параллельная архитектура, hi-end, аудио.

В качестве источников цифрового сигнала могут выступать смартфон, компьютер и другие устройства. К примеру, из стриммингового сервиса получается аудиофайл. Для воспроизведения этой информации используются мультимедийные приложения, которые, в свою очередь, обращаются к драйверам операционной системы, отвечающим за непосредственно воспроизведения звукового потока, этими драйверами и является цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП). ЦАП – это электронное устройство, которое преобразует цифровые данные (например, MP3-файлы, потоковое аудио или CD-записи) в аналоговый сигнал, который может быть воспроизведен на колонках или наушниках [1].

Целью данного исследования является сравнение технических параметров различных видов ЦАП.

В настоящий момент существует два вида ЦАП по способу обработки: параллельные и последовательные. Параллельные ЦАП принимают все биты цифрового кода одновременно (параллельно), при этом каждый бит управляет своим собственным ключом или элементом в схеме преобразования. Например, в ЦАП с резистивной матрицей (R - $2R$ или с весовой матрицей) каждый бит управляет подключением соответствующего резистора к опорному напряжению или к земле. Данный вид отличается высокой скоростью преобразования и простотой управления, при этом этот вид сложен в производстве – соответственно дороже, так же они больше по размерам. На рисунке 1 приведена схема параллельного суммирования токов ЦАП [2].

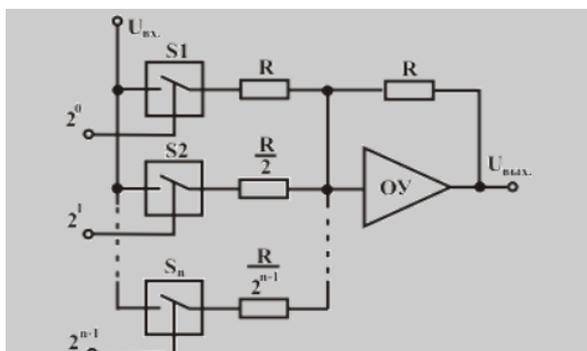


Рисунок 1 – параллельная схема суммирования токов ЦАП

Последовательные ЦАП принимают цифровой код по одному биту за раз (последовательно). Данные передаются по одному или нескольким линиям последовательной связи (например, SPI, I2C).

Внутри ЦАП данные сдвигаются в сдвиговый регистр, и после получения всех битов происходит преобразование в аналоговый сигнал. Данный вид выделяется простотой производства, но при этом обладает сложной логикой управления и более низкой скоростью преобразования. На рисунке 2 приведена структура последовательной схемы суммирования токов [2].

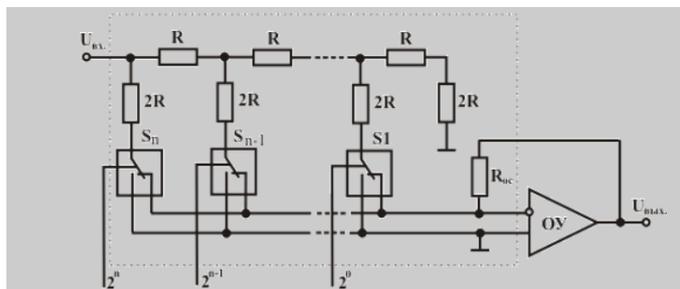


Рисунок 2 – последовательная схема суммирования токов ЦАП

К техническим характеристикам ЦАП относятся:

- Коэффициент гармонических искажений и шум (THD+N) – мера искажений, вносимых ЦАП в сигнал в виде гармоник, выражается в процентах. Чем выше значение сигнал/шум, тем более чистый звук.
- Выходной импеданс – это эффективное сопротивление, которое ЦАП представляет для подключенной к нему нагрузки. Для качественной передачи сигнала необходимо, чтобы выходной импеданс ЦАП был значительно меньше, чем входной импеданс нагрузки.
- Частота дискретизации (PCM) – параметр, который определяет, сколько раз в секунду измеряется аналоговый сигнал для преобразования в цифровой код. Измеряется в Гц, чем выше данный параметр, тем точнее воспроизводится сигнал.
- Отношение сигнал/шум (SNR) – отношение мощности полезного сигнала к мощности шума. Измеряется в дБ, чем выше данное значение, тем меньше паразитических шумов и соответственно чище звучание.

Для сравнительного анализа, согласно выделенным характеристикам, были взяты ЦАП из низкого ценового диапазона: ESS Sabre ES9038Q2M с параллельной архитектурой управления и ЦАП Cirrus Logic CS43131 с последовательной системой управления (таблица 1).

Таблица 1 – Сравнительная характеристика ЦАП

Название параметра	Параллельная	Последовательная
Тип архитектуры	Параллельная	Последовательная
Разрядность	32-бит	32-бит
	120 дБ	115 дБ
	132 дБ	130 дБ
	768 кГц	384 кГц

Таким образом, сигнал ЦАП Sabre более чистый и точный за счет большей частоты дискретизации, чем у Cirrus Logic. Данное сравнение наглядно показывает преимущество ЦАП с параллельной архитектурой перед последовательной. Последовательная архитектура раньше применялась в бюджетных устройствах, в данный момент на рынке преобладает параллельная архитектура из-за ее улучшенных показателей.

В данный момент флагманские модели ЦАП приблизились к своему максимуму по качеству обработки сигнала, так называемому hi-end (обозначение высочайшего класса аудио) уровню, так, например цап Mutec ESS9038PRO является одним из лучших решений на данный момент, по качеству сигнала он приближен к идеалу. На рисунке 3 изображена микросхема ЦАП.



Рис 3 – изображение микросхемы ЦАП

Главной проблемой современных hi-end ЦАП является их дороговизна производства, для удешевления этого сегмента в данный момент идут разработки применения связки ЦАП и искусственный интеллект для улучшения качества аудио. В перспективе ИИ может значительно удешевить столь дорогой hi-end сегмент. ЦАП является неотъемлемым микросхемой в современности. В заключении можно утверждать, что применение искусственного интеллекта с ЦАП является перспективным решением, которое может позволить удешевить hi end сегмент.

В настоящий момент ЦАП получили широкое распространение в современной электронике. ЦАП с параллельной архитектурой применяют в сферах, где требуется высокое качество и скорость преобразования (например, профессиональное аудио, измерения), а последовательная архитектура применяется в энергоэффективных и массовых устройствах, в которых важна низкая стоимость.

Список использованных источников:

1. Цифро-аналоговый преобразователь [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/Цифро-аналоговый_преобразователь
2. Цифро-аналоговые преобразователи [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://m-elek.h1n.ru/elektronic/teorie/dt/cap.html>

УДК 621.396

РАЗРАБОТКА РАДИОЛОКАТОРА UHF-ДИАПАЗОНА С НЕПРЕРЫВНЫМ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ ДЛЯ ГУМАНИТАРНОГО РАЗМИНИРОВАНИЯ НА БАЗЕ СИСТЕМЫ НА КРИСТАЛЛЕ *RED PITAYA*

Понедько Д.Н., Киевский А.М., Рогачева Я.Д., Нгуен Хоанг Хиен, гр. 141301

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

Научный руководитель – д.т.н., проф. Колов С.В.

Аннотация. В статье представлена разработка радиолокатора UHF-диапазона (550–700 МГц) с непрерывным частотно-модулированным излучением (FMCW), предназначенного для использования на беспилотных летательных аппаратах (БЛА) в целях гуманитарного разминирования. Основное внимание уделено применению системы на кристалле *Red Pitaya* для реализации компактного и энергоэффективного решения. Рассмотрены структурная схема радиолокатора, особенности выбора параметров сигнала, а также оценены его характеристики. Показано, что использование *Red Pitaya* позволяет упростить схему радиолокатора и обработку сигналов.

Ключевые слова. Радиолокатор с синтезированием апертуры, FMCW, БЛА, *Red Pitaya*.

Введение

Гуманитарное разминирование остается актуальной задачей, требующей разработки безопасных и эффективных технических средств. Традиционные методы, такие как миноискатели и радары подповерхностного зондирования, обладают относительно низкой производительностью и создают риски для операторов. Решение этой проблемы в некоторых ситуациях потенциально возможно с использованием бортовых радиолокаторов с синтезированием апертуры (РСА) на беспилотных летательных аппаратах (БЛА).

Цель данной работы — разработка компактного радиолокатора UHF-диапазона на базе системы на кристалле *Red Pitaya*, обеспечивающего высокую разрешающую способность и возможность обнаружения объектов, скрытых растительностью или слабозаглубленных в сухую почву.

Основные параметры радиолокатора. Параметры зондирующего сигнала и носителя

В нашем случае радиолокатор расположен на БЛА, способном лететь по заданной траектории с малым радиусом разворота со скоростью полета $V = 10 \dots 30$ м/с (36...96 км/ч). Высота полета БЛА составит от 10 до 200 метров.

В качестве зондирующего используется ЛЧМ-сигнал, с полосой частот 550 – 700 МГц. Использование такого сигнала позволяет обнаруживать предметы под густой растительностью и на небольшом углублении в сухую почву. Использование ЛЧМ-сигнала на РСА позволяет получить высокую разрешающую способность по наклонной дальности при низких требованиях к аппаратуре обработки сигнала. Используемый сигнал имеет период повторения $T_r = 1$ мс. Время синтезирования, в зависимости от высоты полета, $T_c = 1 - 4$ с.

Антенна установлена под углом 45° относительно горизонта, что, при высоте полета 10 – 200 метров, обеспечивает дальность наблюдения 15 – 450 метров. Геометрия радиолокационного наблюдения представлена на рисунке 1, где H – высота полета БЛА, ширина главного лепестка диаграммы направленности вибратора 30° [2].

Основные характеристики *Red Pitaya*

Red Pitaya STEMLab 125-14 Z7020-LN представляет из себя плату, на которой установлены ПЛИС *FPGA Xilinx Zynq 7020 Soc* и процессор *Dual core ARM Cortex-A9*. Плата имеет 512 МБ оперативной памяти и возможность установки Micro SD карты объемом до 32 Гб в качестве постоянной памяти. Имеются два 14-ти битных АЦП и два 14-ти битных ЦАП с максимальной частотой дискретизации 125 МГц и частотой среза ФНЧ на выходах ЦАП 60 МГц. Имеются интерфейсы передачи данных *I2C, SPI, UART, CAN, USB, Ethernet*, так же есть возможность передачи данных по *Wi-Fi*, благодаря чему, при необходимости, возможна передача принятого сигнала на наземный пункт управления в реальном времени. Питание платы происходит через *MicroUSB*. На плате имеется 22 цифровых входов/выходов, 4 аналоговых входа и 4 аналоговых выхода. Вес платы без корпуса составляет 400 грамм. Максимальное потребление 10 Ватт.

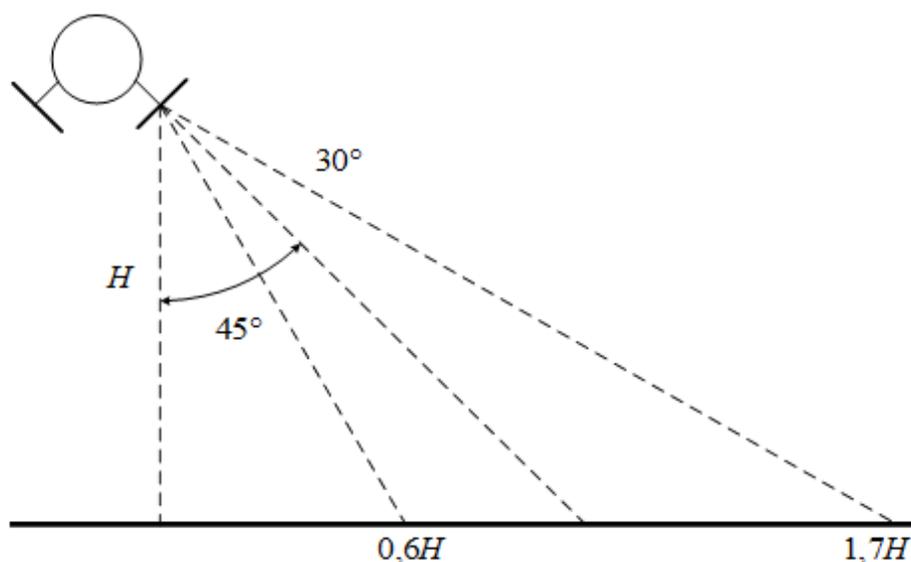


Рисунок 1 – Геометрия радиолокационного наблюдения

Структурная схема радиолокатора

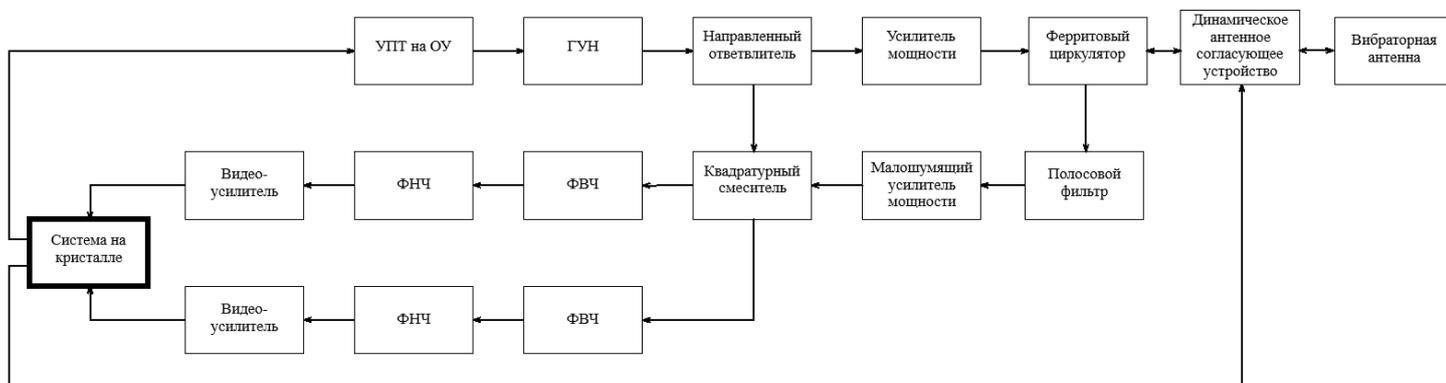


Рисунок 2 – Структурная схема РСА

На рисунке 2 представлена разработанная структурная схема радиолокатора. РСА имеет прямое преобразование с квадратурным смесителем.

На базе *Red Pitaya* можно реализовать АЦП, формирователь управляющего сигнала для ГУН, систему цифровой обработки сигнала, управление динамическим антенным согласующим устройством [3].

Частота дискретизации АЦП зависит от разностной частоты на выходе смесителя, которая может быть рассчитана по формуле $f_{р.макс.} = \frac{2 \cdot \Delta f_0}{T_r} \cdot \frac{r_{макс.}}{c}$. В нашем случае максимальная дальность $r_{макс.} = 450$ м, полоса частот $\Delta f_0 = 150$ МГц, период зондирующего сигнала $T_r = 1$ мс, что соответствует максимальной разностной частоте на выходе смесителя 450 кГц. Так как мы используем квадратурный смеситель, то эта частота делится на два, получаем максимальную разностную частоту – 225 кГц. Разрядность АЦП зависит от динамического диапазона на выходе смесителя. Использование 14-ти битного АЦП покрывает весь динамический диапазон (20-30 дБ), что позволяет избавиться от аттенюаторов для квадратурного и синфазного сигналов, что упрощает конструкцию и управление РСА.

Использование ЦАП совместно с ГУН выполняет функцию формирователя зондирующего сигнала. В нашем случае возможно использование ГУН *V560ME09-LF*, который может генерировать частоты от 400 до 800 МГц. Формирование зондирующего сигнала таким способом позволяет избавиться от переходных процессов. На рисунке 3 представлен график зависимости частоты генерируемого ГУНом сигнала от управляющего напряжения. В связи с тем, что выходное напряжение ЦАП находится в диапазоне от -1 до 1 В, необходимо использование усилителя постоянного тока на операционном усилителе (ОУ) с коэффициентом усиления 4.

Управление динамическим антенным согласующим устройством можно осуществить при помощи цифровых выводов *Red Pitaya*. В определенные моменты времени, соответственно с текущей частотой зондирующего сигнала, подаются необходимые управляющие импульсы.

При помощи *Red Pitaya* происходит обработка принятой последовательности отраженных сигналов и последующая запись на карту памяти. Так же возможен вариант передачи принятого сигнала на наземный пункт

управления по средствам *Wi-Fi*, *Red Pitaya* имеет в своем составе модуль *Wi-Fi*. Это делает возможным работу РСА в режиме видео.

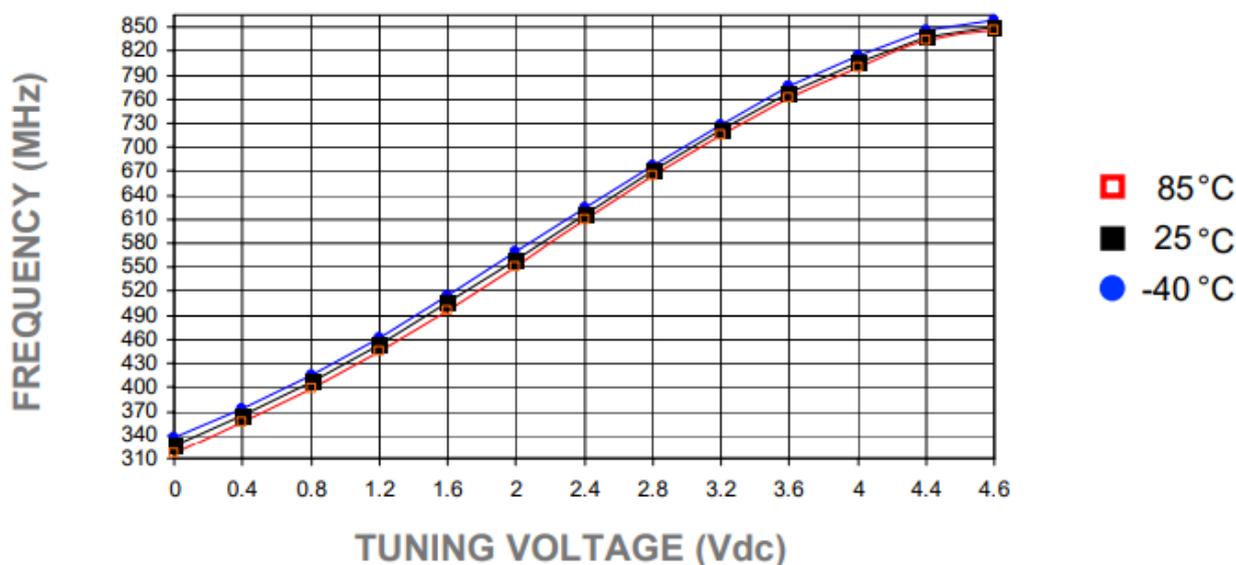


Рисунок 3 – Зависимость частоты выходного сигнала ГУН от входного напряжения

Все это делает структуру радиолокатора проще, облегчает конструкцию, делает его более энергоэффективным, добавляет гибкости в настройке и работе РСА, позволяет реализовать различные алгоритмы обработки сигналов.

Заключение

Разработанный радиолокатор *UHF*-диапазона на базе *Red Pitaya* демонстрирует высокую эффективность для задач гуманитарного разминирования. Компактность, энергоэффективность и возможность интеграции с БЛА делают его перспективным решением для обнаружения слабозаглубленных и скрытых под растительностью объектов. Дальнейшие исследования могут быть направлены на оптимизацию алгоритмов обработки сигналов и расширение функциональности системы.

Список использованных источников

1. Купряшкин, И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. Монография. – М.: Радиотехника, 2020.
2. Понедько Д.Н. Облик бортового радиолокатора с синтезированием апертуры на беспилотном летательном аппарате для гуманитарного разминирования / Киевский А.М., Понедько Д.Н., Нгуен Хоанг Хиеп, Козлов С.В // Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2024. – С. 167-171.
3. Киевский А.М. Способ динамического согласования приемо-передающего тракта и антенны радиолокатора с непрерывным излучением и частотной модуляцией / А.М. Киевский, Д.Н. Понедько, С.В. Козлов // Информационные радиосистемы и радиотехнологии-2024 : материалы открытой республиканской научно-практической интернет-конференции, Минск, 21–22 ноября 2024 г. / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники ; редкол.: В. А. Богуш [и др.]. – Минск, 2024. – С. 45–48.
4. Кузнецов, В. А., Гончаров С. А. Структурно-параметрический синтез малогабаритной радиолокационной станции с синтезированной апертурой беспилотного летательного аппарата ближнего действия / Кузнецов, В. А., Гончаров С. А. // Системы управления, связи и безопасности, №3, 2017. – С. 28-72.
5. Кузнецов, В. А., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Краткий опыт создания и первые результаты практической съемки поверхности малогабаритной РЛС с синтезированием апертуры антенны с борта мультикоптера / Кузнецов, В. А., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. // Журнал радиоэлектроники, №4, 2019.
6. С.Г. Брайткрайц. Проблемы и пути создания радиолокационных систем для беспилотных летательных аппаратов тактического и оперативно-тактического назначения / С.Г. Брайткрайц, Е.М. Ильин, А.И. Полубехин, Д.В. Прищеп, А.Д. Юрин, К.А. Хомяков. // Известия ТулГУ. Технические науки. 2018. Вып. 11 – С. 303-313.
7. D.A. Akmaykin, E.A. Bolelov, A.I. Kozlov, B.V. Lezhankin, A.E. Svistunov, Y.G. Shatrakov. Theoretical Foundations of Radar Location and Radio Navigation. – Springer Aerospace Technology, Singapore, 2021.

UDC 621.396

DEVELOPMENT OF AN UHF-BAND RADAR WITH CONTINUOUS FREQUENCY-MODULATED EMISSION BASED ON THE RED PITAYA CRYSTAL SYSTEM

Ponedko D.N., student

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics¹, Minsk, Republic of Belarus

Annotation. The article presents the development of a UHF-band (550-700 MHz) continuous frequency modulated radar (FMCW) designed for use on unmanned aerial vehicles (UAVs) for humanitarian demining. The focus is on the application of the Red Pitaya system-on-chip to realise a compact and energy-efficient solution. The structural scheme of the radar, peculiarities of signal parameter selection, and its characteristics are considered. It is shown that the use of Red Pitaya allows to simplify signal processing and increase the accuracy of detection of weakly buried objects.

Keywords. Aperture synthesis radar, FMCW, UAV, Red Pitaya.

УДК 621.396

КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ОЦЕНИВАНИЯ КООРДИНАТ И ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ РЕТРАНСЛЯЦИИ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ GPS

Пряничников В.В.¹, магистрант гр. 345241

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники¹
г. Минск, Республика Беларусь

Козлов С.В. – д-р. техн. наук, профессор

Аннотация. Компьютерная модель разрабатывается в интересах оценки точности предложенного в [1] способа оценивания координат и параметров движения мобильных объектов на основе ретрансляции сигналов GPS, а также в интересах обоснования способов обработки сигналов при решении указанной задачи. В статье отражена структура компьютерной модели, основные задачи составляющих ее частей, принципы моделирования взаимного перемещения навигационных спутников (НС), мобильного объекта (МО) и наземного приемного пункта (НПП), алгоритм формирования ретранслированного мобильным объектом сигнала и его обработки.

Ключевые слова. Компьютерная модель, мобильный объект, оценивание координат, глобальные навигационные спутниковые системы, навигационный сигнал.

Введение

В [1] предложен способ оценивания координат и параметров движения мобильных объектов на основе ретрансляции сигналов GPS. Показано, что предложенный способ позволяет компенсировать недостатки традиционного решения исходной задачи и обеспечить возможность оценивания координат мобильного объекта в реальном масштабе времени без постобработки со средними квадратическими ошибками порядка 2,5..4 м.

Способ предусматривает ретрансляцию мобильным объектом сигнала L_1 GPS на произвольную (свободную) частоту, прием прямого и ретранслированного навигационных сигналов наземным приемным пунктом с известными координатами, определение местоположения МО суммарно-дальномерным способом с коррекцией измеряемых навигационных параметров по прямому навигационному сигналу и фильтрацию траектории объекта в соответствии с выбранной моделью движения. Основой для предлагаемого способа является способ оценивания полного электронного содержания в ионосфере на основе ретрансляции навигационных сигналов GPS [2].

Примером актуальности исходной задачи являются задачи высокоточного определения координат сельскохозяйственной техники и беспилотных летательных аппаратов при точном земледелии [3,4] и определение координат БЛА с бортовым радиолокатором с синтезированной апертурой для гуманитарного разминирования [5].

Компьютерная модель позволяет учесть особенности расположения и взаимного перемещения элементов системы, изменения, которым подвергаются сигналы на трассах распространения, технические особенности аппаратуры передачи, приема и обработки сигналов.

Структурно компьютерную модель можно разделить на четыре части: кинематическую модель взаимного перемещения навигационных спутников, мобильного объекта и наземного приемного пункта, математическую модель сигналов, модель обработки сигналов, принимаемых на наземном приемном пункте, и модель оценивания координат и параметров движения мобильного объекта.

Кинематическая модель решает следующие задачи:

- расчет координат и параметров движения элементов системы;
- определение признака видимости навигационного спутника с наземного приемного пункта в заданный момент времени;
- аппроксимация дальности между элементами системы в заданный момент времени на интервале до единиц секунд.

С помощью математической модели сигналов можно воспроизвести временную структуру следующих сигналов:

- излучаемых навигационными спутниками;
- принимаемых мобильным объектом;
- ретранслируемого мобильным объектом;
- принимаемых наземным пунктом приема.

Полученные реализации сигналов позволяют обосновать способы и алгоритмы их обработки.

Обработка сигналов происходит на НПП. В результате обработки из сигналов выделяется полезная информация – навигационное сообщение и суммарная дальность. Эти данные передаются в модель оценивания координат и параметров движения объекта для решения исходной задачи.

Кинематическая модель

Моделирование взаимного перемещения элементов системы осуществляется с использованием бортовых эфемерид навигационных спутников, географических координат наземного приемного пункта и географических координат и скоростей их изменения для мобильного объекта. Результаты моделирования используются для определения признаков видимости, а также для аппроксимации истинных дальностей между элементами системы при моделировании принимаемых на НПП сигналов.

Координаты навигационных спутников рассчитываются в системе координат LLA (*Latitude, Longitude, Altitude* – широта, долгота, высота). Расчет координат осуществляется на основании бортовых эфемерид с использованием стандартных алгоритмов [6]. Наземный приемный пункт имеет заданные координаты в системе LLA , которые не изменяются с течением времени. Начальные координаты мобильного объекта также задаются в системе LLA . Объект движется из заданной точки с постоянной скоростью по широте, долготе и высоте.

Для расчета дальности между элементами системы координаты из системы LLA пересчитываются в декартовую геоцентрическую систему координат с учетом сплюснутости Земли. Дальности в системе меняются нелинейно. Расчет истинной дальности в каждый момент времени на интервале моделирования сигнала требует значительных вычислительных и временных затрат. Поэтому целесообразно закон изменения истинной дальности заменить на аппроксимированный.

Для относительно коротких временных интервалов для аппроксимации составляющих суммарной дальности может быть принята модель вида

$$r(t) = r_0 + V_{0r}(t-t_0) + \frac{1}{2}a_r(t-t_0)^2 + \frac{1}{6}a_r'(t-t_0)^3 + \frac{1}{24}a_r''(t-t_0)^4 + \dots, \quad (1)$$

где $r_0 = R(t_0)$ – начальная дальность; $V_{0r} = \left. \frac{d}{dr} R(t) \right|_{t=t_0}$ – начальная радиальная скорость;

$a_r = \left. \frac{d^2}{dr^2} R(t) \right|_{t=t_0}$ – начальное радиальное ускорение; $a_r^{(n)} = \left. \frac{d^{n-2}}{dr^{n-2}} R(t) \right|_{t=t_0}$ – n -я производная

радиального ускорения; $R(t)$ – закон изменения дальности между двумя точками.

Для определения степени полинома, которым будет аппроксимирован закон изменения истинной дальности, были рассмотрены временные интервалы длительностью 200 мс, равные времени когерентного накопления ретранслированного с МО сигнала [1], когда скорость изменения радиального ускорения НС – МО и МО – НПП максимальна. Моделирование показало, что на рассмотренных интервалах радиальное ускорение между МО и НПП может составлять единицы m/c^2 , а между НС и МО – порядка $0,5 m/c^2$. При этом ошибка аппроксимации не превышает 10% от длины волны ретранслированного сигнала, и, следовательно, ошибка аппроксимации дальности не окажет влияние на процесс когерентного накопления ретранслированного сигнала. Отметим, что рассматривалась минимальная длина волны ретранслированного сигнала, рассчитанная исходя из указанных в [1] возможных диапазонов частот для ретранслированного сигнала в Республике Беларусь.

Исходная задача – оценивание координат и параметров движения мобильного объекта – решается путем обработки принятых на наземном приемном пункте сигналов с навигационных спутников и мобильного объекта и анализа полученных данных. Ретранслируемый с мобильного объекта на НПП сигнал формируется за счет принятых на мобильном объекте сигналов навигационных спутников. На наземном приемном пункте должны быть приняты и обработаны как ретранслированный сигнал, так и сигналы с НС, которые были использованы при формировании ретранслированного сигнала. Предполагается, что МО будет находиться на небольшом расстоянии от НПП – около 10 км. Тогда можно полагать, что в заданный момент времени и наземный приемный пункт, и мобильный объект принимают сигналы от одних и тех же навигационных спутников.

Сформируем признак видимости навигационного спутника с Земли.

$$\gamma > 90^\circ + \gamma_{\text{закр}}, \quad (2)$$

где γ – угол между вектором, соединяющим наземный приемный пункт и центр Земли, и вектором, соединяющим наземный приемный пункт и навигационный спутник; $\gamma_{\text{закр}}$ – угол закрытия, обусловленный рельефом местности и местными предметами.

Таким образом, разработанная кинематическая модель позволяет в заданный момент времени определить координаты элементов системы и дальности между ними, а также созвездие спутников, сигналы которых могут быть приняты на Земле. Показано, что для аппроксимации дальности в

контексте решаемой задачи достаточно использовать полиномы второй степени. Параметры указанных полиномов представляют собой радиальные скорости и ускорения.

Моделирование ретранслированного сигнала и его обработки

Реализация модели принимаемого на НПП сигнала необходима для обоснования способов и алгоритмов его обработки.

Формирование ретранслированного сигнала включает в себя следующие этапы:

- расчет аппроксимаций дальностей на трассах НС – МО и МО – НПП;
- расчет амплитуды принимаемого от НС сигнала, законов изменения времени задержки и фазы;
- воспроизведение законов модуляции и временной структуры сигналов от одного НС с учетом изменения времени задержки и фазы;
- суммирование сигналов от всех видимых НС.

Принимаемый на НПП ретранслированный сигнал:

$$\dot{U}_{\Sigma}(t) = \sum_i \dot{U}_{r_i}(t) + \dot{L}_{\Sigma}(t), \quad (3)$$

где $\dot{U}_{r_i}(t)$ – сигнал от i -го НС в составе принимаемого ретранслированного сигнала; $\dot{L}_{\Sigma}(t)$ – внутренний шум приемника НПП, а суммирование ведется по всем видимым НС.

Сигнал от i -го НС в составе принимаемого ретранслированного сигнала представим в виде

$$\begin{aligned} \dot{U}_{r_i}(t) &= D_{НС_i}(t) \dot{U}_{\Sigma_i}(t) \left(\frac{A_i}{c} \eta_i \left(t - \frac{r_2(t)}{c} \right) \right) e^{-j2\pi f_1 \frac{\eta_i \left(t - \frac{r_2(t)}{c} \right)}{c}} e^{j2\pi f_p \left(t - \frac{r_2(t)}{c} \right)} \approx \\ &\approx D_{НС_i}(t) \dot{U}_{\Sigma_i} \left(\frac{r_{02} + r_2(t)}{c} - \frac{V_{r1i} + V_{r2}}{c} t - \frac{a_{r1i} + a_{r2}}{2c} t^2 + \frac{V_{r1i} r_{02}}{c^2} \right) \times \\ &\times e^{-j \frac{2\pi}{\lambda_p} \left(\left(\frac{\lambda_p}{\lambda_1} V_{r1i} + V_{r2} \right) t + \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda_p}{\lambda_1} a_{r1i} + a_{r2} \right) t^2 \right)} e^{j2\pi f_p t}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $\dot{U}_{\Sigma_i}(t)$ – закон внутриимпульсной модуляции (дальномерный код) навигационного сигнала i -го НС;

A_i – амплитуда сигнала; $\lambda_1 = c / f_1 = 0,19$ м; $\lambda_p = c / f_p$ – длина волны навигационного и ретранслированного сигналов; $r_1(t), r_2(t)$ – законы изменения дальности между i -м НС – МО и МО – НПП, которые аппроксимируются полиномом второй степени, параметрами которого являются радиальная скорость и радиальное ускорение между НС и МО и МО и НПП соответственно.

Алгоритм обработки сигнала:

- перенести сигнал на нулевую частоту;
- перевести сигнал в цифровую форму с частотой дискретизации > 1 МГц;
- провести демодуляцию по навигационному сообщению;
- осуществить внутривыборочное накопление на длительности навигационного сигнала, равной 1 мс;
- полученные последовательности отсчетов на выходе ВПО разделить по периодам повторения и сформировать матрицу отсчетов сигналов по периодам повторения;
- скорректировать временные положения сигналов в каждом периоде повторения с использованием интерполяции;
- над полученной матрицей выполнить операцию ДПФ «по строкам» и вычислить квадраты модулей отсчетов ДПФ с формированием матрицы «дальность-скорость»;
- по отсчетам матрицы провести обнаружение ретранслированного сигнала и измерить суммарную дальность по собственным часам приемной аппаратуры.

По измеренным и скорректированным значениям суммарных дальностей по ретранслированному сигналу для соответствующего числа видимых НС необходимо решить навигационную задачу и определить декартовы координаты $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$ объекта.

Полученные значения используются для фильтрации координат с использованием расширенного фильтра Калмана [7]. По результатам фильтрации оценивается вектор состояния объекта

$$\theta = (x, \dot{x}, \dot{y}, \dot{z}, \ddot{x}, \ddot{y}, \ddot{z})^T$$

(5)

где $\dot{x}, \dot{y}, \dot{z}$ – составляющие скорости по осям координат; $\ddot{x}, \ddot{y}, \ddot{z}$ – приращения скорости.

Таким образом, компьютерная модель позволяет смоделировать сигналы, принимаемые на НПП, а также дальнейшую их обработку и непосредственно оценивание координат и параметров движения МО. Полученные результаты можно сравнить с данными моделирования движения мобильного объекта и сделать вывод об эффективности предлагаемого способа.

Список использованных источников:

1. Пряничников В.В. Оценивание координат мобильных объектов на основе ретрансляции навигационных сигналов GPS / В.В. Пряничников, С.В. Козлов // Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2024 : материалы открытой республиканской науч.-практ. интернет-конф., Минск, 21–22 ноября 2024 г. / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники ; редкол.: В. А. Богуш [и др.]. – Минск : БГУИР, 2024. – С. 172–178.
2. Способ оценивания полного электронного содержания в ионосфере на основе ретрансляции сигналов глобальной навигационной спутниковой системы GPS / И. В. Белоконов [и др.] // Информатика. – 2023. – Т. 20, № 2. – С. 7–27. <https://doi.org/10.37661/1816-0301-2023-20-2-7-27>.
3. Liu, Y.; Ma, X.; Shu, L.; Hancke, G.P.; Abu-Mahfouz, A.M. From Industry 4.0 to Agriculture 4.0: Current Status, Enabling Technologies, and Research Challenges. *IEEE Trans. Ind. Inform.* 2021, 17, 4322–4334.
4. Chen, P.; Ouyang, F.; Zhang, Y.; Lan, Y. Preliminary Evaluation of Spraying Quality of Multi-Unmanned Aerial Vehicle (UAV) Close Formation Spraying. *Agriculture* 2022, 12, 1149.
5. Киевский А.М. Облик бортового радиолокатора с синтезированием апертуры на беспилотном летательном аппарате для гуманитарного разминирования / А.М. Киевский, Д.Н. Понедько, Х.Х. Науен, С.В. Козлов // Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2024 : материалы открытой республиканской науч.-практ. интернет-конф., Минск, 21–22 ноября 2024 г. / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники ; редкол.: В. А. Богуш [и др.]. – Минск : БГУИР, 2024. – С. 167–171.
6. Конин, В. В. Системы спутниковой радионавигации / В. В. Конин, В.П. Харченко. – Киев : Холтех, 2010. – 520 с.
7. Singer, R.A. Оценка характеристик оптимального фильтра для слежения за пилотируемой целью / Singer, R.A. / *Зарубежная радиоэлектроника*. – М.: Сов. радио, № 8, 1971.

UDC 621.396

A COMPUTER SIMULATION MODEL FOR ESTIMATING THE COORDINATES AND MOTION PARAMETERS OF MOBILE OBJECTS BASED ON GPS SIGNALS RETRANSMISSION

Pranichnikau V.V.¹

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics¹, Minsk, Republic of Belarus

Kozlov S.V. – Dr of Technical Sciences, Professor

Annotation. The computer model is being developed to assess the accuracy of the method proposed in [1] for estimating the coordinates and motion parameters of mobile objects based on GPS signal retransmission, as well as to justify signal processing methods for solving the specified problem. The article presents the structure of the computer model, the main tasks of its components, the principles of simulating the relative motion of navigation satellites, the mobile object, and the ground receiving station, as well as the algorithm for generating the signal retransmitted by the mobile object and its subsequent processing.

Keywords. Computer model, mobile object, estimating the coordinates, global navigation satellite systems, navigation signal.

УДК 621.396

РЕЗУЛЬТАТЫ ОПТИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ПЕЧАТНЫХ АНТЕНН В МАТЛАБ

Пяе Пью Вай, магистрант

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

Аннотация. С использованием компьютерной модели в MatLab выполнена оптимизация и получены конструктивные параметры широкополосных печатных антенн для использования в составе радиолокатора с широкополосным непрерывным частотно-модулированным излучением для центральной частоты излучения 5,5 МГц. Показано, что наилучшие результаты получаются при использовании варианта с расположением активного и пассивного излучателей (патчей) в два слоя при длинах излучателей 12,7 мм и 14,5 мм, соответственно при высоте второго слоя диэлектрика 4 мм.

Ключевые слова. Компьютерная модель, широкополосность, микрополосковая антенна, оптимизация, импеданс.

Введение

Разработка широкополосных антенн остается крайне актуальной в современных условиях из-за стремительного развития беспроводных технологий и роста требований к пропускной способности, универсальности и компактности антенных систем.

Внедрение 5G/6G, IoT, Wi-Fi 6/7 требует антенн, работающих в широком диапазоне частот (от сотен МГц до десятков ГГц). Широкополосные антенны позволяют охватить несколько стандартов связи без необходимости использования множества узкополосных антенн. Современные устройства (смартфоны, дроны, носимые гаджеты) требуют миниатюрных антенн, способных заменять несколько узкополосных решений. Специальные типы широкополосных антенны (например, логопериодические, спиральные) обеспечивают работу в разных диапазонах без потери эффективности, но в ряде случаев имеют увеличенные габариты и стоимость. Широкополосные антенны критически важны для современных и будущих телекоммуникационных, радиолокационных и IoT-систем. Их разработка направлена на повышение эффективности, миниатюризацию и адаптацию к новым стандартам связи, что делает эту область одной из ключевых в антенной технике.

В [1] разработана компьютерная модель в *MatLab* для оптимизации параметров микрополосковых широкополосных антенн. Модель основана на использовании объекта (функции, структуры) *pcbobj()* из состава приложения PCB Designer пакета SIGNAL PROCESSING AND Компьютерная модель обеспечивает задание исходных данных по конструктивным параметрам МПА, их визуализацию, расчет импеданса в полосе частот, вычисление коэффициента отражения при заданных параметрах согласования, диаграммы направленности, КСВ и т.д. Расчет проводится с использованием встроенных функций MatLab методом моментов (MoM).

Цель статьи – проведение оптимизации параметров широкополосных микрополосковых антенн (МПА) с использованием компьютерного полноволнового электродинамического моделирования.

Рассматривались следующие варианты конструкции широкополосных МПА []:

V1 - использование двух пассивных резонаторов (патчей) в одном слое с активным резонатором (патчем), вблизи излучающих кромок (рисунок 1);

V2 - использование двух пассивных резонаторов в одном слое с активным резонатором, вблизи неизлучающих кромок (рисунок 2);

V3 - использование одного пассивного резонатора во втором слое вместе с активным резонатором (рисунок 3);

V4 - использование двух пассивных резонаторов в два слоя с активным резонатором, вблизи излучающих кромок (рисунок 4);

V5 - использование решетки из четырех пассивных резонаторов в два слоя с активным резонатором (рисунок 5).

Оптимизация проводилась для антенны радиолокатора с непрерывным частотно-модулированным излучением с центральной частотой 5500 МГц. Цель оптимизации – получить полосу рабочих частот до 800 МГц при коэффициенте отражения не выше -10 дБ (КСВ<2). Для исходной МПА полоса составляла 220 МГц.

Варьируемыми параметрами для вариантов являлись: длина L_a и ширина W_a активного патча; длина L_p и ширина W_p пассивного патча; зазор s между активным и пассивным патчами; смещение $\Delta L, \Delta W$ активного и пассивных патчей при их размещении в два слоя; тип и высота h_a диэлектрика первого слоя; тип и высота h_p диэлектрика второго слоя; смещения $\Delta L_f, \Delta W_f$ фидера от центра МПА по длине и ширине.

Для сокращения объема моделирования было принято: тип диэлектрика первого слоя Taconic-35 с диэлектрической проницаемостью 3,5, высота $h_a=1,5$ мм; тип диэлектрика второго слоя Teflon с диэлектрической проницаемостью 2,1, высота $h_p=1,5$ мм.

Базовый вариант узкополосной МПА с резонансной частотой 5500 МГц имел следующие конструктивные параметры: $L_a=13,28$ мм; $W_a=18$ мм; $\Delta L_f=5,25$ мм; $\Delta W_f=0$ мм. Полоса рабочих частот такой МПА составляет всего 180 МГц. Коэффициент усиления антенны 7,1 дБ.

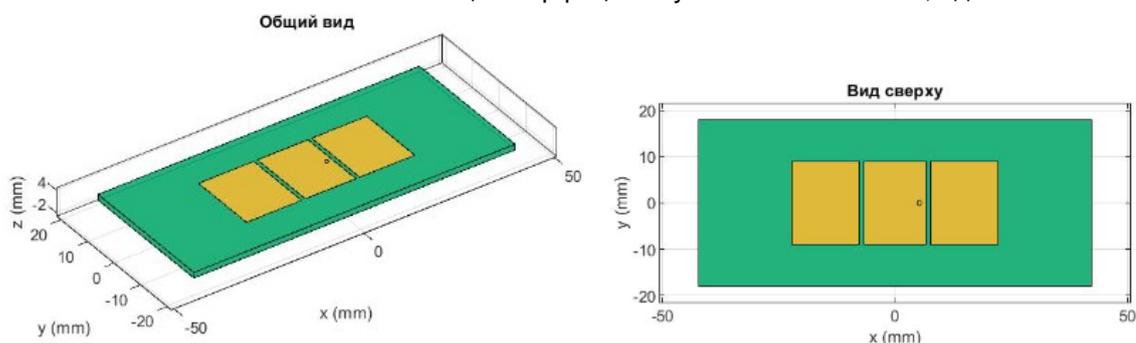


Рисунок 1 – Конструкция МПА с двумя пассивными резонаторами у излучающих кромок

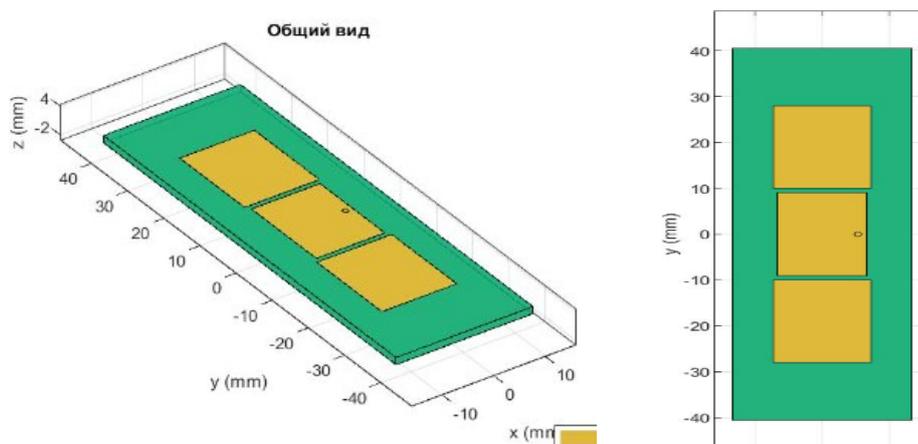


Рисунок 2 – Конструкция МПА с двумя пассивными резонаторами у неизлучающих кромок

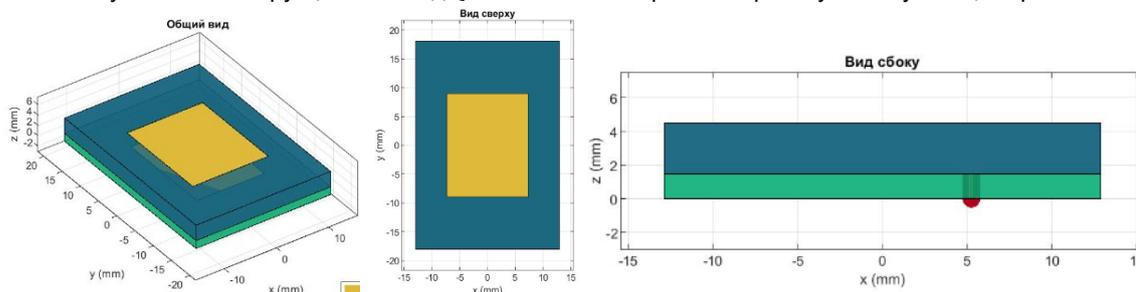


Рисунок 3 – Конструкция МПА с одним пассивным резонатором два слоя у излучающих кромок

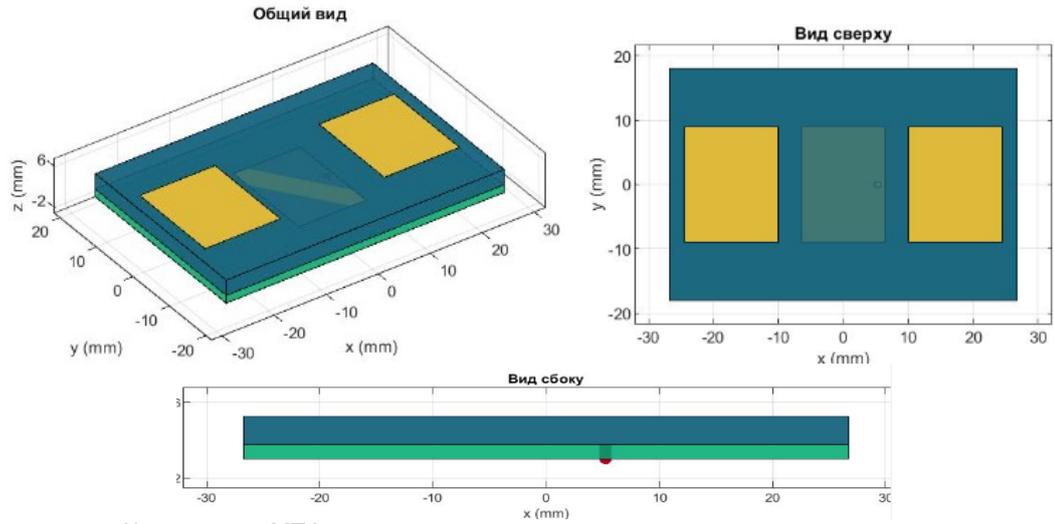


Рисунок 4 – Конструкция МПА с двумя пассивными резонаторами два слоя у излучающих кромок

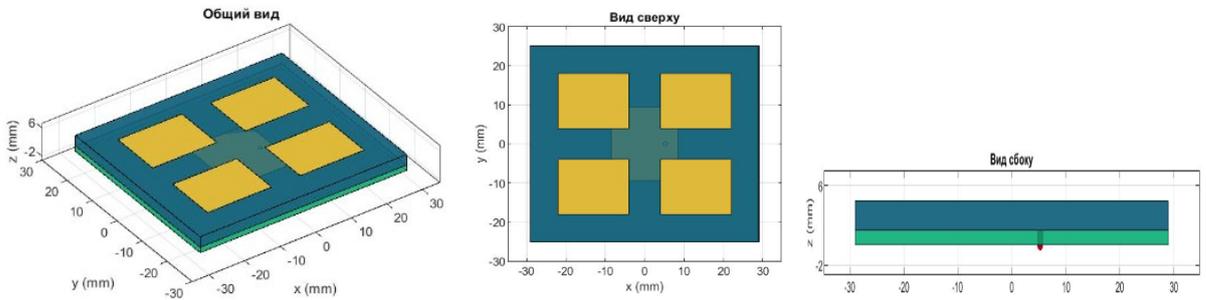
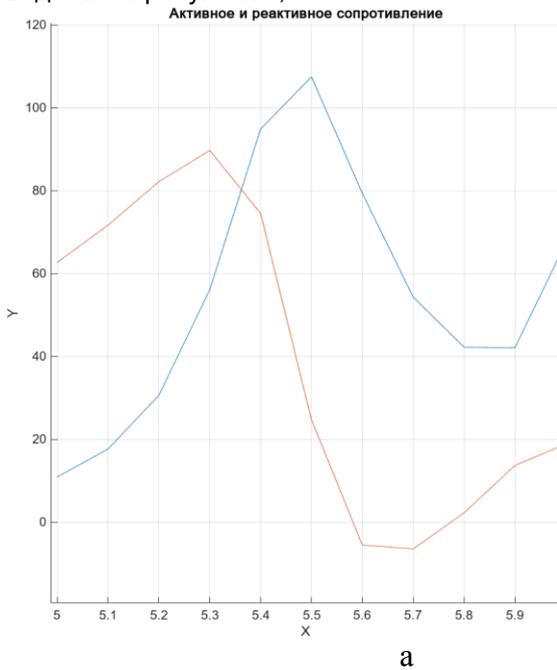


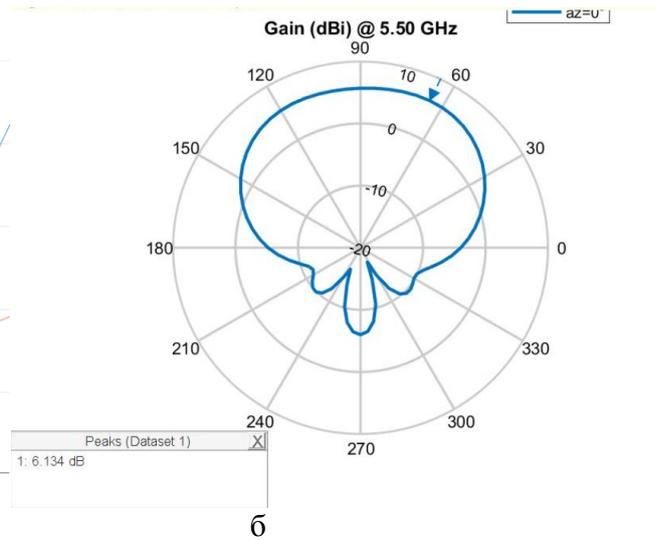
Рисунок 5 – Конструкция МПА с четырьмя пассивными резонаторами в два слоя

Результаты оптимизации параметров вариантов В1, В2 конструкции широкополосной МПА при размещении пассивных резонаторов на одном слое с активным

Результаты расчета импеданса для варианта В1 конструкции МПА для некоторых параметров приведены на рисунках 6,7



а



б

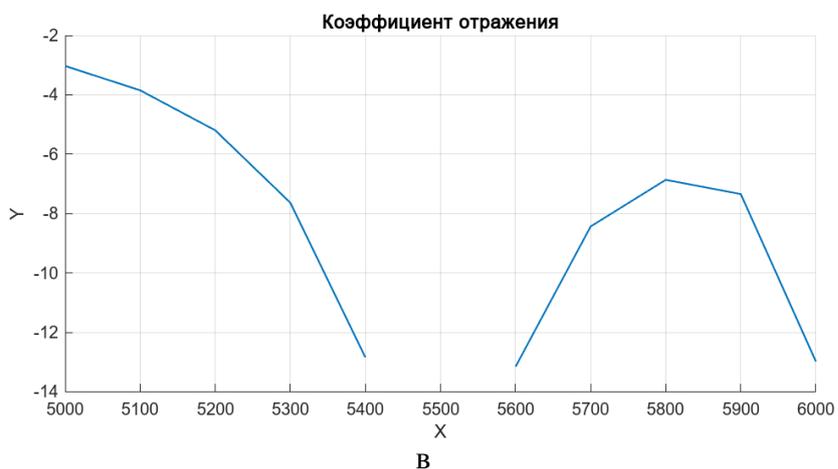


Рисунок 6 – Характеристики МПА по варианту В1 при $L_a = 13,1$ мм; $L_p = 12,3$ мм; $s = 0,8$ мм :

а – импеданс; б – диаграмма направленности; в – модуль коэффициента отражения

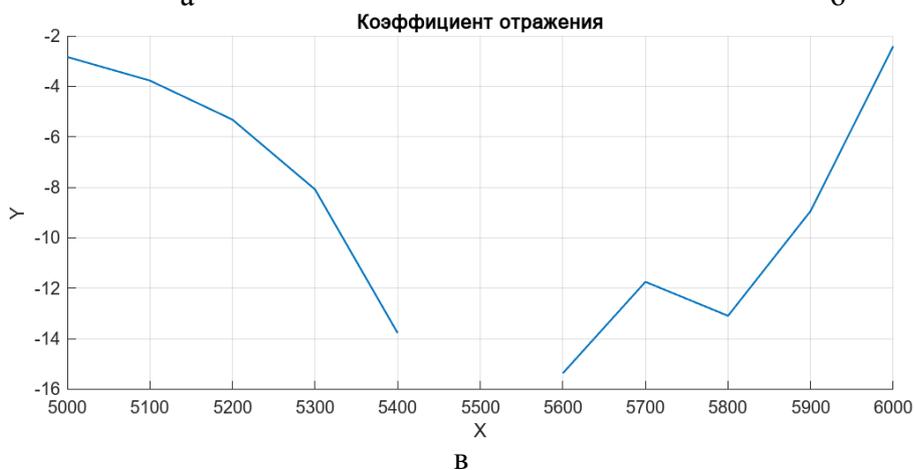
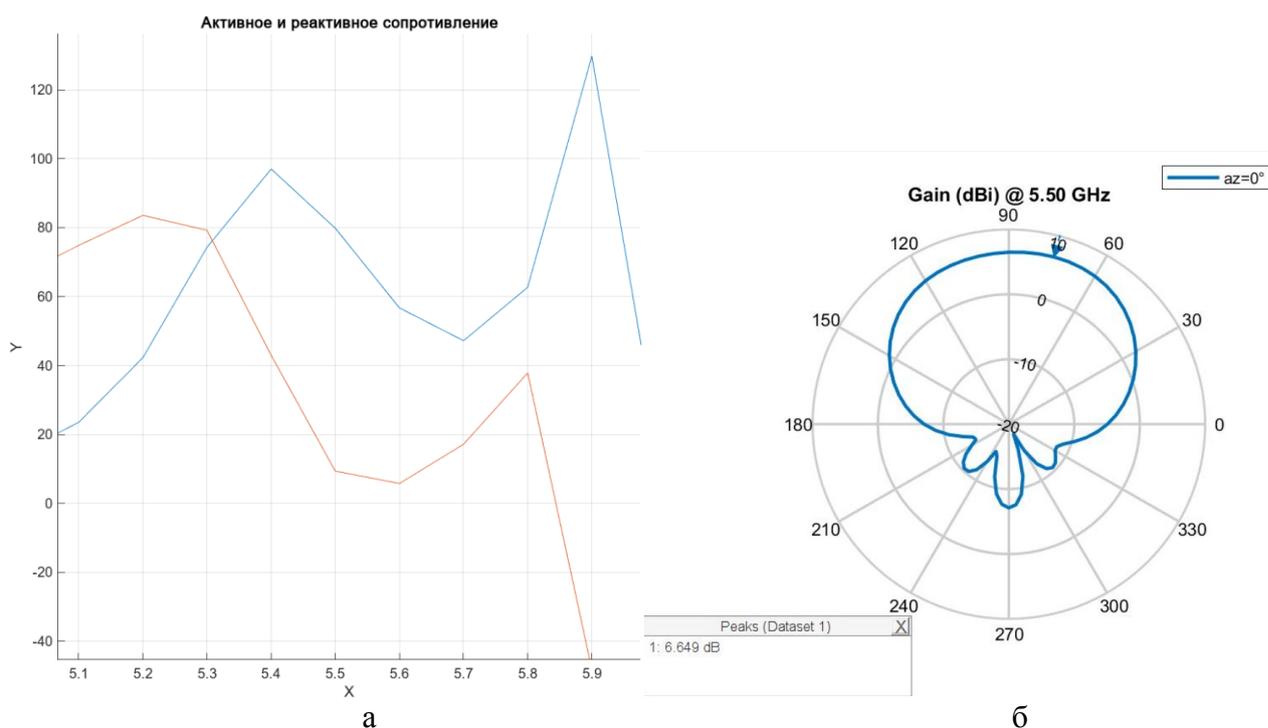


Рисунок 7 – Характеристики МПА по варианту В1 при $L_a = 13,2$ мм; $L_p = 12,7$ мм; $s = 0,6$ мм : а – импеданс; б – диаграмма направленности; в – модуль коэффициента отражения

Конструктивные параметры для оптимального варианта соответствуют рисунку 7. Полоса составила 420 МГц и увеличилась в сравнении с базовым вариантом МПА на 240 МГц. Расширение частоты достигнуто при длине пассивного резонатора на 0,5 мм, меньше, чем длина активного и при небольшом, 0,6 мм, зазоре между активным и пассивным резонатором для обеспечения требуемого коэффициента связи. Очевидно, этот вариант не оптимальный, так как широкополосность не достаточная, а размер антенны получается большим при некотором снижении коэффициента усиления.

Результаты расчета импеданса для варианта В2 конструкции МПА для отдельных параметров приведены на рисунках 8,9.

Полоса для оптимального варианта В2 (рисунок 9) составила 540 МГц и увеличилась в сравнении с базовым на 360 МГц. Коэффициент усиления антенны увеличился на 1,2 дБ.

Этот вариант, как и В1, не оптимальный, так как широкополосность не достаточная.

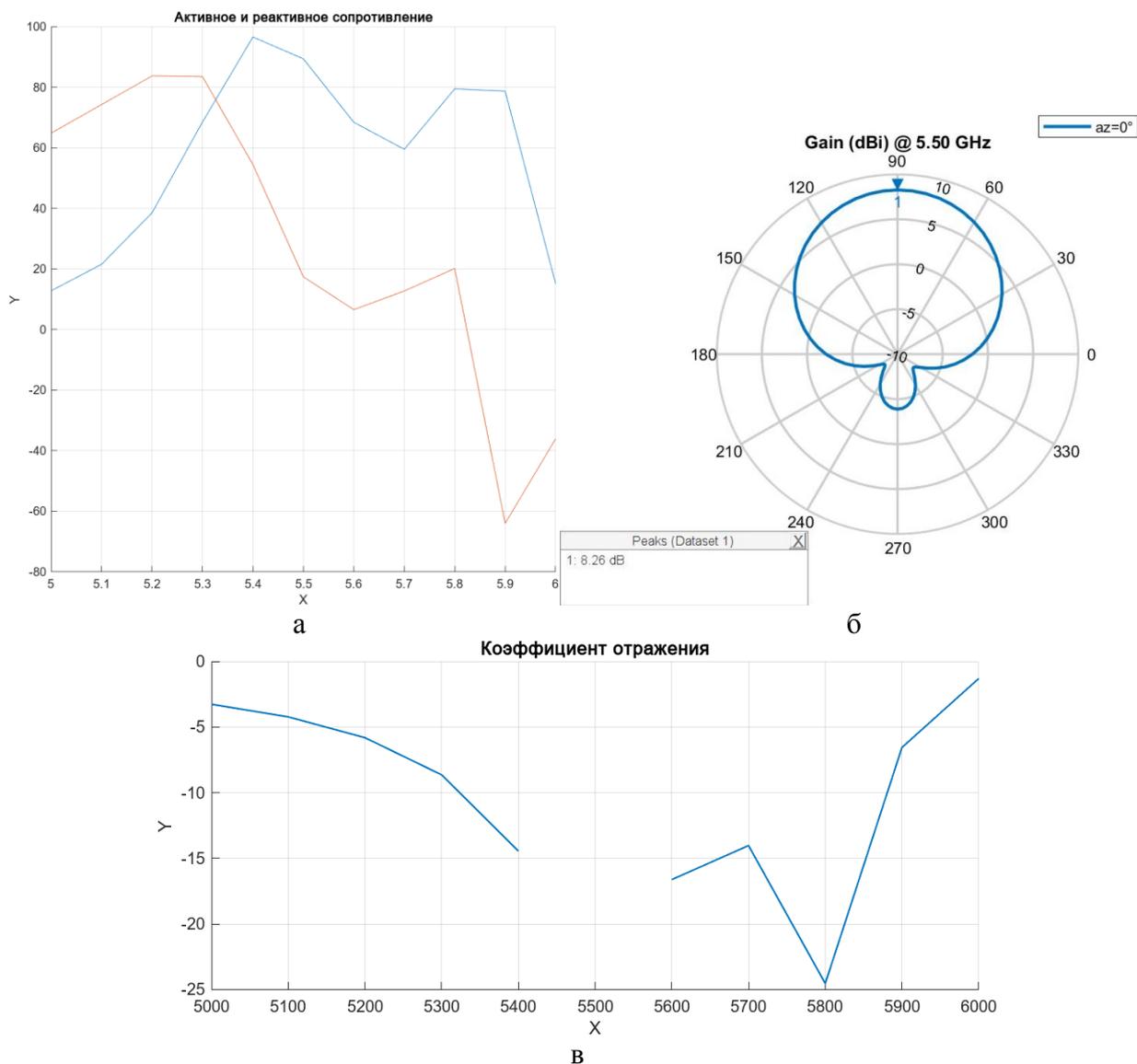


Рисунок 8 – Характеристики МПА по варианту В2 при $L_a = 13,2$ мм; $L_p = 12,7$ мм; $s = 1,0$ мм : а – импеданс; б – диаграмма направленности; в – модуль коэффициента отражения

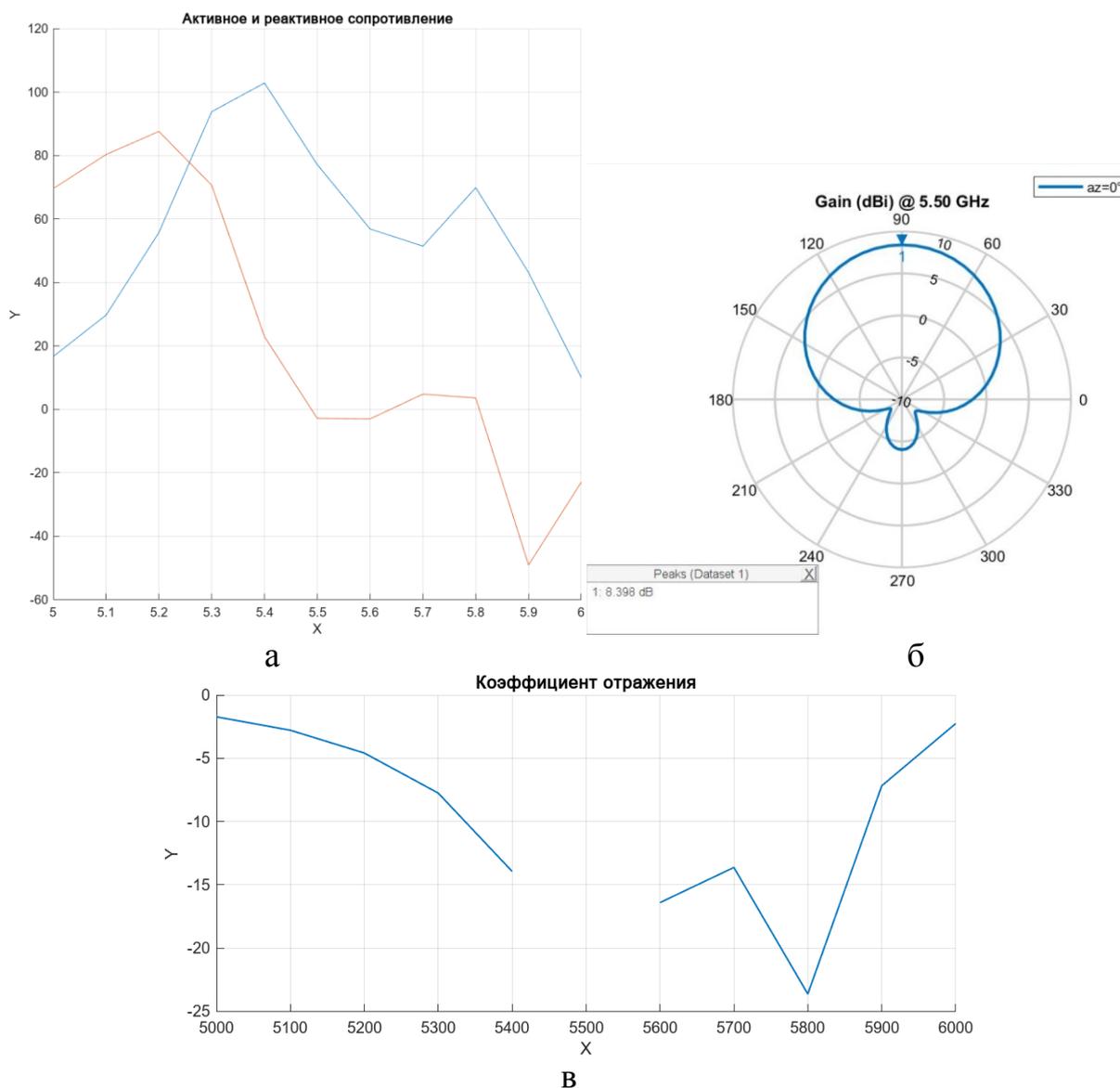


Рисунок 9 – Характеристики МПА по варианту В2 при $L_a = 13,4$ мм; $L_p = 12,7$ мм; $s = 1,0$ мм : а – импеданс; б – диаграмма направленности; в – модуль коэффициента отражения

Результаты оптимизации параметров варианта В3 конструкции широкополосной МПА при размещении одного пассивного резонатора в два слоя с активным

Результаты моделирования при оптимальных для варианта В3 конструктивных параметрах приведены на рисунке 10. Полоса частот составила 850 МГц. Этот вариант является наиболее компактным (длина и ширина антенны практически не изменились), при увеличении высоты антенны за счет второго слоя диэлектрика. Поэтому этот вариант наилучшим образом подходит для использования в качестве элементов антенных решеток.

Расширение полосы частот достигнуто за счет уменьшения длины активного резонатора (увеличения резонансной частоты) и увеличения длины пассивного резонатора по отношению к активному (уменьшению резонансной частоты). Таким образом, имеем два связанных колебательных контура. Коэффициент связи между колебательными контурами регулируется высотой второго слоя диэлектрика и его диэлектрической проницаемостью. Отметим, что при этом изменяются и резонансные частоты.

Обобщение результатов моделирования для большого набора конструктивных параметров приводит к следующим закономерностям для варианта В3 конструкции МПА:

если длина пассивного резонатора больше, чем активного, в широкополосной МПА будут две близкие резонансные частоты; изменяя указанные резонансные частоты таким образом, чтобы центральная частота находилась между ними, можно и изменять импеданс в диапазоне частот и добиться расширения полосы частот антенны;

увеличение смещения фидера от центра активной пачка приводит к увеличению импеданса, при практически неизменной полосе частот;
 при увеличении высоты второго слоя диэлектрика резонансные частоты сближаются, и полоса частот увеличивается.

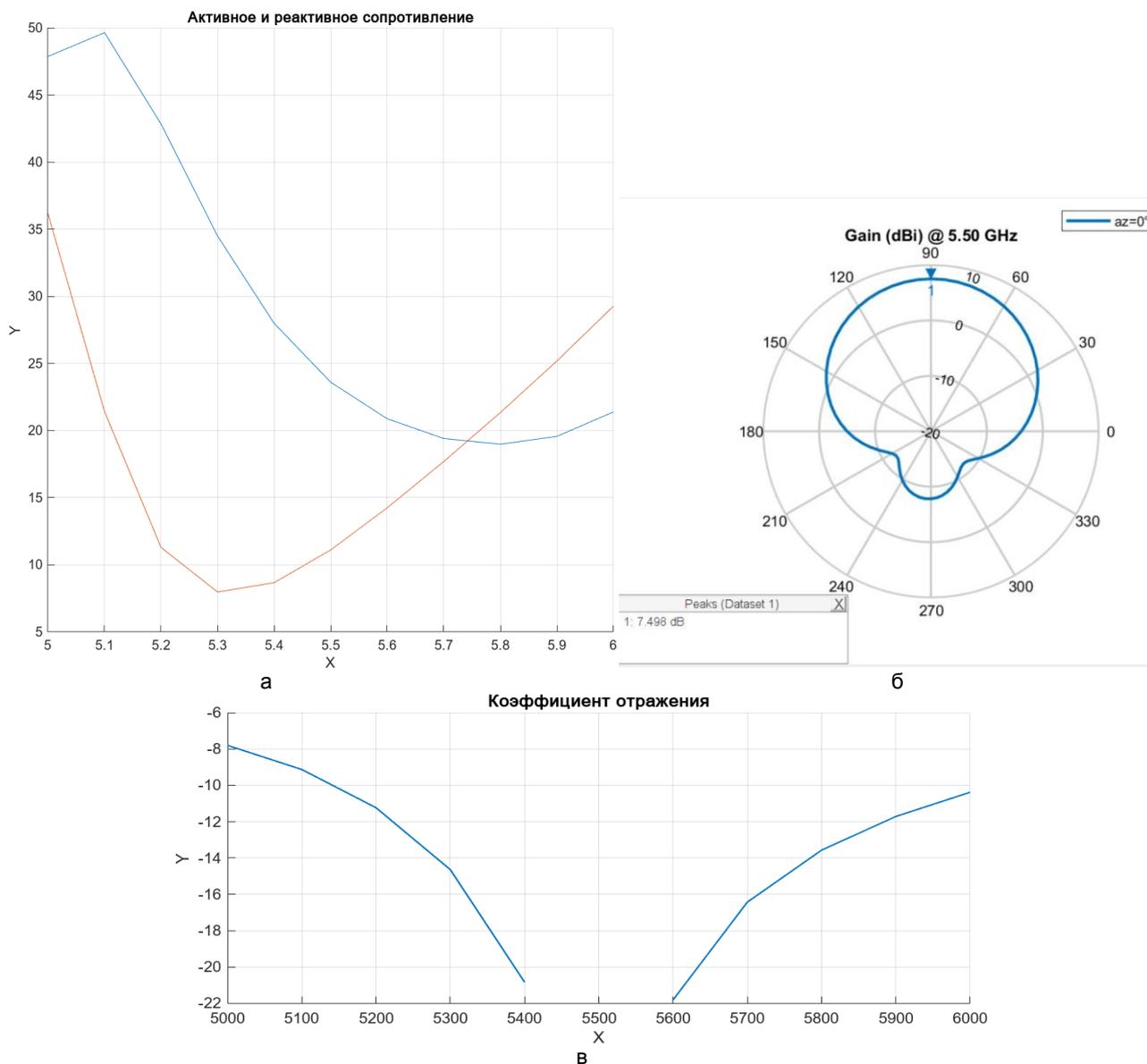


Рисунок 10 - Характеристики МПА по варианту В3 при $L_a = 12,8$ мм; $L_p = 14,5$ мм; $h_a = 1,5$ мм; $h_p = 4,0$ мм; смещении фидера 5,25 мм: а – импеданс; б – диаграмма направленности; в – модуль коэффициента отражения

Аналогичным образом можно добиться требуемой полосы частот для вариантов В4, В5 конструкции широкополосной МПА при размещении решетки из двух и четырех пассивных резонаторов в два слоя с активным. Эти результаты не приводятся из-за ограниченного объема статьи. Коэффициент связи при этом будет регулироваться не только высотой второго слоя диэлектрика, но смещением пассивных резонаторов от активного по длине и ширине.

Список использованных источников

1. Пьяе Пьюо Вай. Моделирование и оптимизация параметров широкополосных печатных антенн в Matlab / Пьяе Пьюо Вай // Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2024 : материалы открытой республиканской науч.-практ. интернет-конф. (Респ. Беларусь, Минск, 21–22 нояб. 2024 г.) / редкол.: В. А. Богуш [и др.]. – Минск : БГУИР, 2024. – С. 52-57.
2. Balanis C. A. Antenna theory analysis and design. A John Wiley & Sons, INC. Third edition, 2005. – 1027 p.
3. Типикин А.А. Моделирование антенных устройств в Matlab использованием пакета расширения Antenna Toolbox, 2019. – 116 с.

4. Ramesh Grag. Microstrip antenna design handbook, 2001. – Pp. 1-68.

UDC 621.396

RESULTS OF OPTIMIZATION OF PARAMETERS OF BROADBAND PRINTED ANTENNAS IN MATLAB

Pyae Phyoe Wai, Master's student

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

Annotation. Using a computer model in MatLab, optimization was performed and design parameters of broadband printed antennas were obtained for use in a radar with broadband continuous frequency-modulated radiation for a central radiation frequency of 5.5 MHz. It was shown that the best results are obtained when using the option with the arrangement of active and passive emitters (patches) in two layers with emitter lengths of 12.7 mm and 14.5 mm, respectively, with a height of the second dielectric layer of 4 mm.

Keywords. Computer model, broadband, microstrip antenna, optimization, impedance.

УДК 621.396

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДЕСТАБИЛИЗИРУЮЩИХ ФАКТОРОВ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ С НЕПРЕРЫВНЫМ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ

Пьяе Пьюо Хлайнг, магистрант

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

Аннотация. С использованием компьютерной модели выполнено исследование влияния дестабилизирующих факторов виде нелинейности закона изменения частоты, ограниченной разрядности аналого-цифрового преобразователя и наличия мешающих отражений от близко расположенных участков земной поверхности. Установлены количественные закономерности влияния указанных факторов.

Ключевые слова. Компьютерная модель, радиолокационная станция, непрерывное частотно-модулированное излучение, аналого-цифровое преобразование, разрядность, нелинейность закона модуляции.

Введение

Частотно-модулированный непрерывный волновой радар (FMCW) – это тип радиолокационной системы, которая передает непрерывный волновой сигнал с частотой, которая меняется со временем. В отличие от импульсных радиолокационных систем, которые излучают короткие импульсы энергии, FMCW-радары непрерывно передают и принимают сигналы, что позволяет проводить точные измерения дальности, скорости и угла цели. Эти радары широко используются в автомобильной, промышленной, аэрокосмической и оборонной промышленности благодаря своей высокой точности, низкому энергопотреблению и способности работать на коротких и средних дистанциях.

Технология FMCW-радаров привлекла значительное внимание в последние годы, особенно с ростом автономных транспортных средств, навигации дронов и интеллектуальных систем наблюдения. Ее способность обеспечивать измерения с высоким разрешением в режиме реального времени делает ее предпочтительным выбором для приложений, требующих надежного обнаружения и отслеживания объектов в динамических средах. По мере дальнейшего развития технологий обработки сигналов и полупроводников ожидается, что FMCW-радары будут играть еще большую роль в будущих автономных системах и интеллектуальной инфраструктуре.

Радар FMCW работает, передавая частотно-модулированный сигнал (обычно линейный чирп) и анализируя разницу частот между переданным и принятым сигналами для определения дальности и скорости цели. Основной принцип работы включает следующие этапы: передача сигнала: радар генерирует непрерывный волновой сигнал, частота которого линейно увеличивается или уменьшается со временем (пилообразная или треугольная модуляция); отражение сигнала – переданный сигнал отражается от цели и возвращается к приемнику радара после задержки по времени, пропорциональной расстоянию до цели; смешивание передаваемого и принимаемого сигнала и генерация частоты биений – полученный сигнал смешивается с переданным сигналом, создавая частоту биений (промежуточную частоту, ПЧ), которая содержит информацию о дальности и скорости цели; сигнал биений обрабатывается с использованием методов быстрого преобразования Фурье (БПФ) для извлечения дальности, доплеровского сдвига (для скорости) и угла (с использованием нескольких антенн в фазированных решетках).

Основными дестабилизирующими факторами для FMCW радиолокатора является ограниченная разрядность АЦП и нелинейность закона модуляции зондирующего сигнала.

Нелинейности частоты возникают из-за отклонений частоты сигнала от идеального закона изменения (например, в случае линейной частотной модуляции, ЛЧМ). Эти отклонения могут быть описаны как (рисунки 1)

$$\Delta f(t) = f_2(t) - f_1(t), \quad (1)$$

где $f_2(t)$ – закон изменения частоты сигнала, $f_1(t)$ – заданный (идеальный) закон изменения частоты сигнала.

Для количественной оценки нелинейностей используется интегральная нелинейность (INL):

$$INL_f = \sqrt{\frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} \Delta f^2(t) dt}, \quad (2)$$

где $T_r = T_0$ – длительность сигнала (равная периоду повторения).

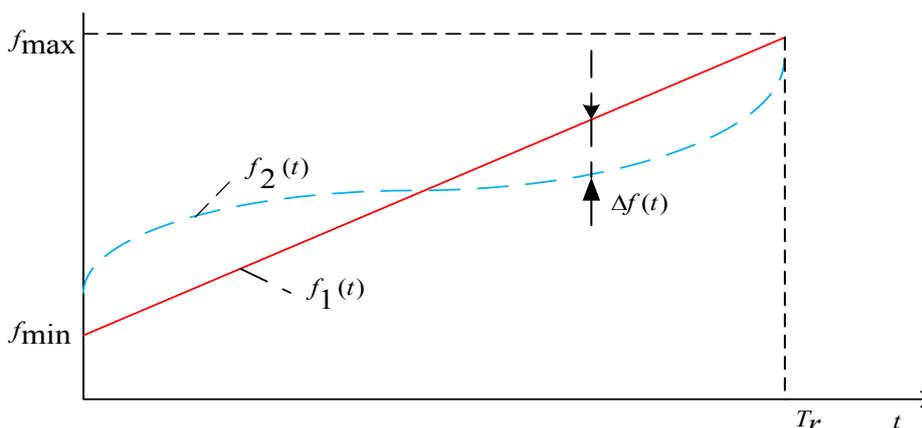


Рисунок 1 – Иллюстрация нелинейности закона изменения частоты зондирующего сигнала

Закон изменения фазы с учетом нелинейности частоты представим в виде:

$$\varphi_{tr}(t) = \pi \frac{\Delta f_0}{T_r} t^2 + 2\Delta f_H T_r \sin\left(\frac{\pi t}{T_r}\right), \quad (3)$$

где Δf_H – амплитуда нелинейности (при косинусоидальной нелинейности закона изменения частоты, которая обычно характерна для этих типов радаров – в середине периода повторения отклонение частоты близко к 0, на краях периода повторения отклонение максимально).

Закон изменения частоты с учетом нелинейности:

$$f_{tr}(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \varphi_{tr}(t) = \frac{\Delta f_0}{T_r} t + \Delta f_H \cos\left(\frac{\pi t}{T_r}\right). \quad (4)$$

Динамический диапазон аналого-цифрового преобразователя (АЦП), который имеет N_{ADC} разрядов, определяют способность радара одновременно различать слабые и сильные сигналы. Динамический диапазон в дБ равен $D = 6,02N_{ADC}$ [дБ]. Низкая разрядность (менее 8 бит) уменьшает динамический диапазон, вызывая шум квантования, который маскирует слабые цели вблизи сильных отражателей. Высокая разрядность (12–16 бит) повышает чувствительность, но увеличивает вычислительную нагрузку и стоимость радиолокатора.

Цель статьи – оценка влияния дестабилизирующих факторов на эффективность обработки сигнала в FMCW-радиолокаторах методом компьютерного моделирования.

Исследования проводились с использованием компьютерной модели FMCW-радиолокатора, разработанной в MatLab. Подробное описание компьютерной модели приведено в [1].

Результаты оценки влияния нелинейности закона модуляции зондирующего сигнала

При исследовании эффективности принимались следующие исходные данные: ширина главного лепестка диаграмма направленности по азимуту 10° ; ширина главного лепестка диаграмма направленности по углу 30° ; длина волны 3 см; мощность излучения 1 Вт; коэффициент потерь 6 дБ; нелинейность девиации $0 \dots 0,1$ МГц; девиация частоты 150 МГц; частота повторения 1 кГц; частота дискретизации 4 МГц; время формирования сигнала 0.1 с; число разрядов АЦП $1 \dots 7$.

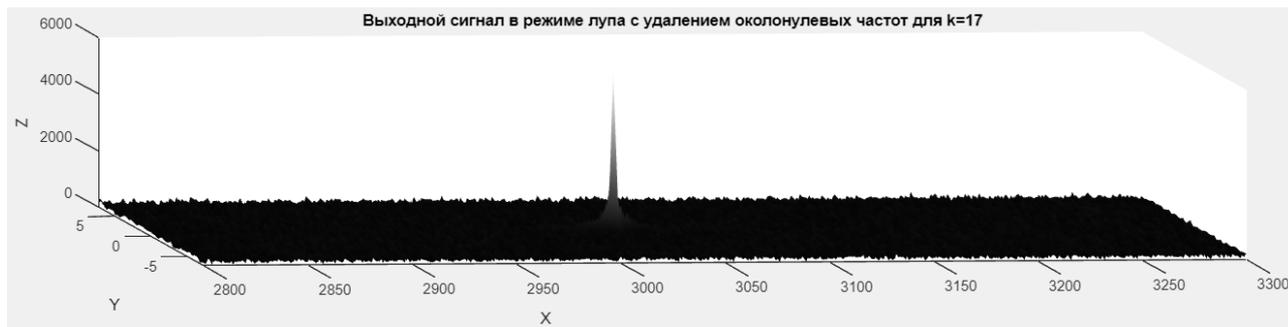
Результаты влияния нелинейности изменения частоты зондирующего сигнала приведены в таблице 1 (нормированное отношение сигнал/шум для разных значений амплитуды нелинейности) и на рисунке 2 (радиолокационные изображения точечной цели).

Таблица 1 – Влияние нелинейности закона модуляции на отношение сигнал/шум

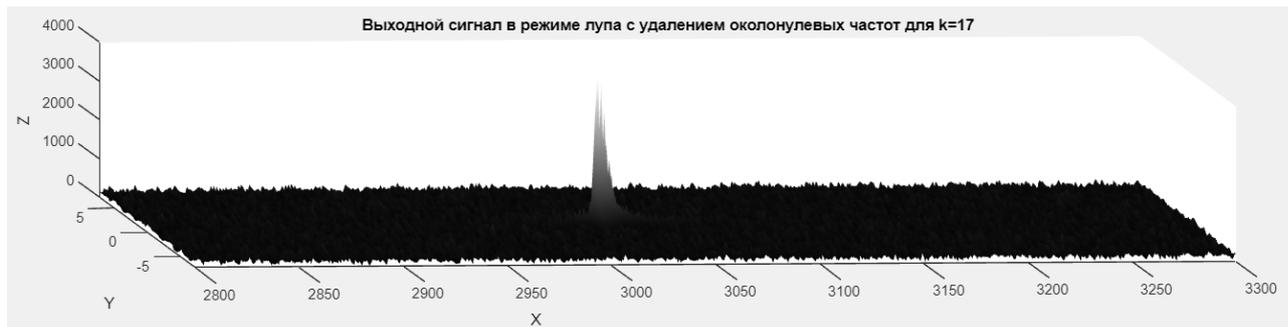
Амплитуда нелинейности закона изменения частоты	Нормированное отношение сигнал/шум по точечной цели
0	1.0
0.001	1.0
0.005	0.970
0.01	0.998
0.015	0.947
0.02	0.985
0.025	0.897
0.05	0.799

0.1

0.347



а – без нелинейности



б – амплитуда нелинейности 0.1 МГц

Рисунок 2 – Радиолокационные изображения точечной цели для различных значений амплитуды нелинейности закона изменения частоты: а – без нелинейности; б – амплитуда нелинейности 0,1 МГц

Как следует из результатов моделирования, амплитуда отклика от точечной цели на радиолокационном изображении при наличии нелинейности закона модуляции существенно уменьшается. Так, при амплитуде нелинейности 0,1 МГц отношение сигнал/шум снижается примерно в 3 раза по отношению к строго линейному закону изменения частоты. Кроме того, сильно увеличивается уровень боковых лепестков (рисунок 2). Если принять допустимый уровень снижения отношения сигнал/шум 1 дБ, то амплитуда нелинейности закона модуляции не должна превышать 0,05 МГц.

Результаты оценки влияния ограниченной разрядности АЦП на отношение сигнал/шум

В таблице 2 приведены значения нормированного отношения сигнал/шум по точечной цели в зависимости от числа разрядов АЦП. На рисунке 3 приведены радиолокационные изображения точечной цели для различной разрядности АЦП (7 и 1 бит).

Таблица 2 – Влияние разрядности АЦП на отношение сигнал шум по точечной цели

Число разрядов АЦП	Нормированное отношение сигнал шум по точечной цели
7	1
6	0.989
5	0.999
4	0.973
3	0.959
2	0.843
1	0.701

Как следует из результатов моделирования, амплитуда отклика от точечной цели на радиолокационном изображении при разрядности АЦП 7-бит обеспечивает заданное качество обработки. При уменьшении разрядности АЦП до 1 бит (не считая знакового разряда) отношение сигнал/шум уменьшается примерно на 1 дБ. Этот результат получен без учета мешающих отражений.

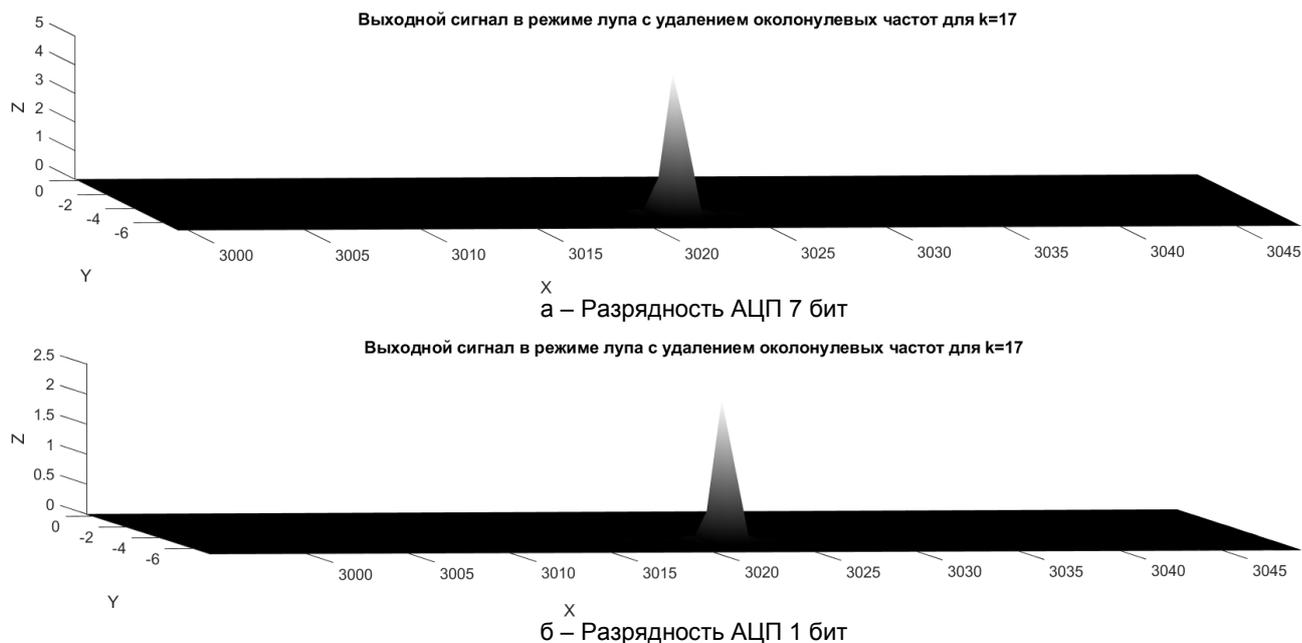


Рисунок 3 – Радиолокационные изображения точечной цели для случаев: а – разрядность АЦП 7 бит; б – разрядность АЦП 1 бит

Очевидно, что ограниченная разрядность АЦП будет более сильно сказываться при наличии мощных мешающих отражений от близко расположенных элементов земной поверхности. Это определяется тем, что в FMCW-радиолокаторе невозможно разделить сигналы по времени задержки. Поэтому сигнал от близко расположенных источников мешающих отражений будет приниматься совместно с сигналом от цели. Если динамический диапазон АЦП ограничен, то будет наблюдаться подавление слабого сигнала сильным.

Рассмотрим случай наличия близко расположенного участка земной поверхности с удельной ЭОП $\sigma_{уд} = 10^{-1} \text{ м}^2/\text{м}^2$ в диапазоне дальностей $r = 50 \dots 100 \text{ м}$ от радиолокатора (предполагается, что сигналы от более близких элементов земной поверхности режектируются во входном фильтре). При ширине главного лепестка диаграммы направленности радиолокатора по азимуту $\Delta\alpha = 10^\circ$ и разрешающей способности по дальности $\Delta r = 1 \text{ м}$, площадь элемента разрешения на земной поверхности составит $8,7 \dots 17,4 \text{ м}^2$, а его ЭОП составит $0,87 \dots 1,74 \text{ м}^2$. Отношение мешающие отражения/шум в одном элементе при мощности будет определяться выражением

$$\gamma_{\text{МО}} = \int_{r_{\text{min}}}^{r_{\text{max}}} \frac{P_{tr} G^2 \sigma_{уд} \Delta\alpha \Delta r \lambda^2 \gamma_{loss}}{(4\pi)^3 r^3 N_0 F_s} dr = \frac{P_{tr} G^2 \sigma_{уд} \Delta\alpha \Delta r \lambda^2 \gamma_{loss}}{(4\pi)^3 N_0 F_s} \left(\frac{1}{r_{\text{min}}^2} - \frac{1}{r_{\text{max}}^2} \right),$$

где P_{tr} – мощность излучения радиолокатора; $\sigma_{уд}$ – коэффициент усиления антенны; $\sigma_{уд}$ – удельная ЭОП земной поверхности; $\Delta\alpha, \Delta r$ – ширина главного лепестка диаграммы направленности радиолокатора по азимуту и разрешающая способность по азимуту; λ – длина волны; γ_{loss} – коэффициент потерь полезного сигнала; $r_{\text{min}}, r_{\text{max}}$ – минимальная и максимальная дальность мешающих отражений; N_0 – спектральная плотность мощности внутренних шумов; F_s – частота дискретизации.

При $P_{tr} = 1 \text{ Вт}$; $G = 120$; $\sigma_{уд} = 0,1$; $\Delta\alpha = 10^\circ$, $\Delta r = 1 \text{ м}$; $\lambda = 3 \text{ см}$; $N_0 = 10^{-20} \frac{\text{Вт}}{\text{Гц}}$; $F_s = 4 \text{ МГц}$;

$\gamma_{loss} = -6 \text{ дБ}$; $r_{\text{min}} = 50 \text{ м}$; $r_{\text{max}} = 100 \text{ м}$ получим отношение сигнал/шум по мешающим отражениям $\gamma_{\text{МО}} = 50,1 \text{ дБ}$. Значение младшего разряда АЦП в радиолокаторе соответствовало одной трети среднеквадратического значения шума, следовательно на шумы приходилось примерно $20 \dots 24 \text{ дБ}$ динамического диапазона. Поэтому можно ожидать, что ограниченная разрядность будет проявляться при разрядности АЦП менее 12 разрядов (без знакового), так как 1 разряд АЦП соответствует 6 дБ динамического диапазона [4].

На рисунке приведены РЛИ для указанного случая при разрядности АЦП 16, 14, 12 и 10 разрядов. Радиолокационная цель – среднеразмерный самолет с длиной $9,5 \text{ м}$ и средней ЭОП 6 м^2 . При сжати

по дальности использовано окно Кайзера с параметров 3,5. Показано РЛИ на участке 2800...3300 м. Радиолокационная цель обведена на рисунке 4а.

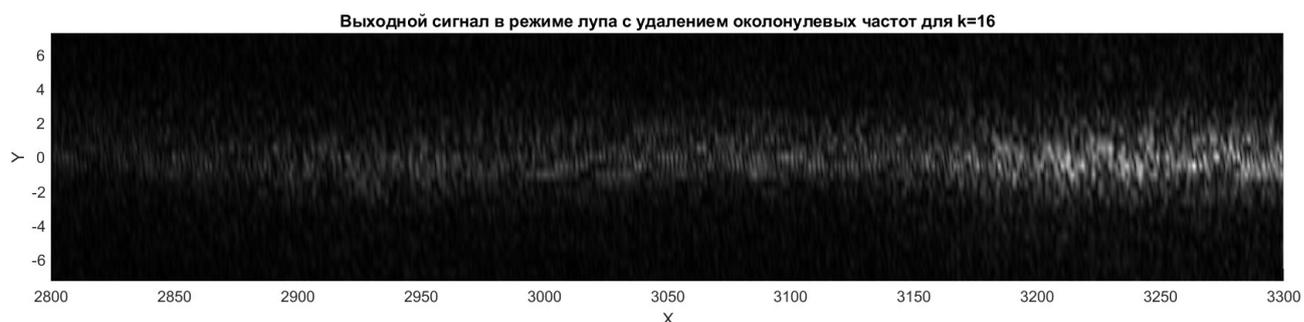
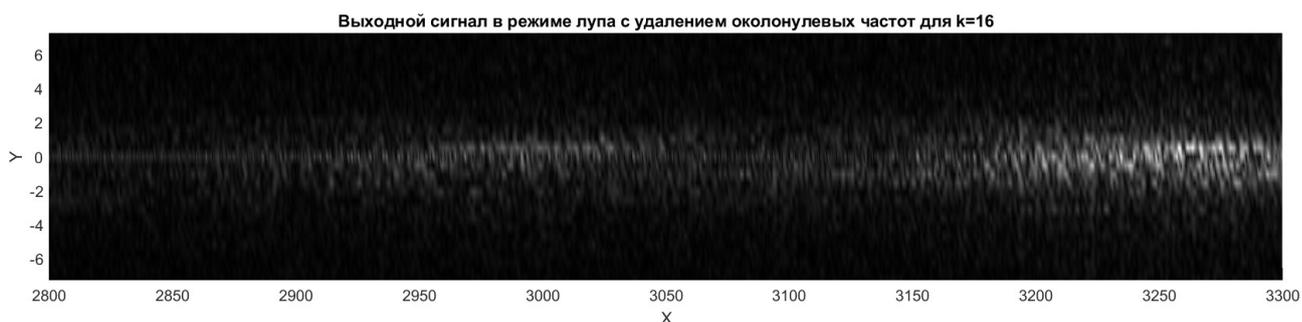
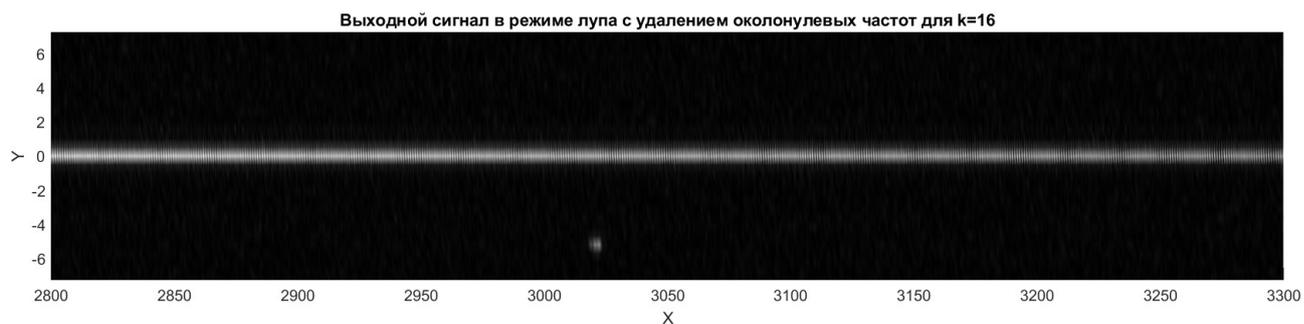
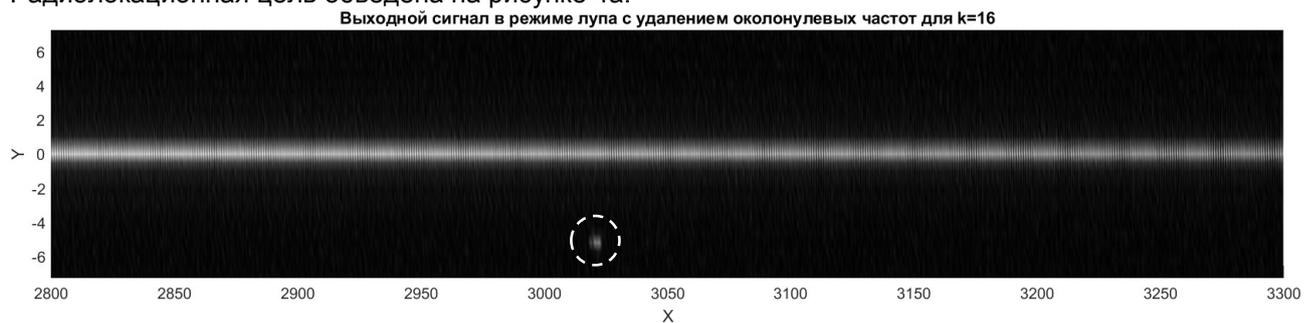


Рисунок 4 – Радиолокационные изображения самолета при разном числе разрядов АЦП

Горизонтальная линия посредине радиолокационных изображений – это остатки мешающих отражений на выходе БПФ при сжатии сигнала по дальности. При достаточном динамическом диапазоне они локализованы по скорости (рисунок 4а, б). При уменьшении числа разрядов АЦП спектр доплеровских частот обогащается и указанные остатки маскируют отраженный сигнал во всем диапазоне доплеровских частот.

Из полученных результатов можно сделать вывод, что разрядность АЦП при наличии интенсивных мешающих отражений от близких к радиолокатору участках земной поверхности сильно сказывается на качестве радиолокационных изображений. В типовых условиях при минимальной дальности до радиолокатора порядка 50 м необходимо использовать АЦП с минимальным числом разрядов 12-14. При увеличении минимальной дальности число разрядов может быть меньше.

Список использованных источников:

1. Пьяе Пью Хлайнг. Модель и результаты компьютерная модель радиолокационной станций с непрерывным частотно-модулированным излучением / Пьяе Пью Хлайнг // Международный научно-технический семинар <<Технологии передачи и обработки информации>>: материалы международного научно-технического семинара (Респ. Беларусь, Минск, 5–15 апр. 2025 г.) / редкол.: В. А. Богуш [и др.]. – Минск: БГУИР, 2025.
2. Bassem R. Mahafza. *Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB*, 2000. – 743 p.
3. Купряшкин И. Ф., Лихачев В. П., Рязанцев Л. Б.. *Малогобаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением*, 2020. – 270 с.
4. William L. Melvin, James A. Scheer. *Principles of Modern Radar: Advanced Techniques*, 2013. – 829 p.

UDC 621.396

STUDY OF THE INFLUENCE OF DESTABILISING FACTORS ON THE EFFICIENCY OF FUNCTIONING OF A RADAR STATION WITH CONTINUOUS FREQUENCY–MODULATED RADIATION

Pyae Phyho Hlaing, Master's student

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

Annotation. Using a computer model, a study was made of the influence of destabilizing factors in the form of nonlinearity of the frequency change law, limited bit depth of the analog-to-digital converter, and the presence of interfering reflections from closely located areas of the earth's surface. Quantitative patterns of the influence of these factors were established.

Keywords. Computer model, radar station, continuous frequency–modulated radiation, analog-to-digital conversion, bit depth, nonlinearity of the modulation law.

УДК 004.773.5

ВЕБ-ПРИЛОЖЕНИЕ ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ВИДЕОКОНФЕРЕНЦИЙ С ИНТЕГРАЦИЕЙ ТЕХНОЛОГИЙ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА

Радкевич К.А, студент гр.244691

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники¹
г. Минск, Республика Беларусь*

Славинская О.В. – канд. пед. наук, доцент

Аннотация. Работа посвящена вопросам эффективности интеграции технологий искусственного интеллекта при разработке веб-приложения для проведения видеоконференций. Описана архитектура приложения, используемые технологии, а также перспективы развития. Проект направлен на повышение качества взаимодействия, продуктивности встреч и удобства пользователей в образовательной и корпоративной среде.

Ключевые слова. Веб-приложение, видеоконференции, искусственный интеллект, онлайн-коммуникации, интеллектуальный чат, распознавание речи, машинный перевод, шумоподавление, анализ поведения участников, цифровая трансформация, удалённое взаимодействие, интерактивный интерфейс, интеллектуальные технологии, видеосвязь, виртуальный ассистент.

В последние годы стремительное развитие цифровых технологий и массовый переход к удалённому взаимодействию обуславливают рост популярности видеоконференцсвязи. Особенно актуальным это стало в условиях пандемии COVID-19, когда удаленная работа и обучение стали частью повседневной жизни. При этом возрастают требования к качеству, стабильности и интеллектуальным возможностям веб-приложений для видеоконференций. Одним из перспективных направлений развития таких систем является интеграция технологий искусственного интеллекта (ИИ), позволяющая существенно расширить функциональность и повысить удобство использования.

Целью исследования, над которым мы работаем, является создание современного веб-приложения для проведения видеоконференций, которое сочетает стандартные функции онлайн-связи с инструментами, основанными на технологиях искусственного интеллекта: автоматическим распознаванием речи, интеллектуальным шумоподавлением, аналитикой поведения участников и переводом в реальном времени и встроенный интеллектуальный чат с поддержкой диалоговой ИИ-системы, предоставляющий пользователям возможность взаимодействовать с виртуальным ассистентом.

Разрабатываемое веб-приложение включает следующие ключевые функции:

- видеосвязь в реальном времени, которая включает в себя стабильное соединение, поддержку нескольких участников и регулировку качества видео;
- обмен сообщениями – встроенный интеллектуальный чат с поддержкой диалоговой ИИ-системы для текстовой переписки во время видеовстреч;
- обмен файлами и экранами для возможности демонстрации презентаций, видео и документов;
- запись конференций – сохранение видеовстреч для последующего просмотра.

В рамках платформы реализован модуль аутентификации с поддержкой нескольких способов регистрации. Пользователям предоставляется выбор способа создания учетной записи: классический вариант с использованием электронной почты и пароля, а также авторизация через внешние сервисы – Google, GitHub и LinkedIn. Форма регистрации представлена на рисунке 1.

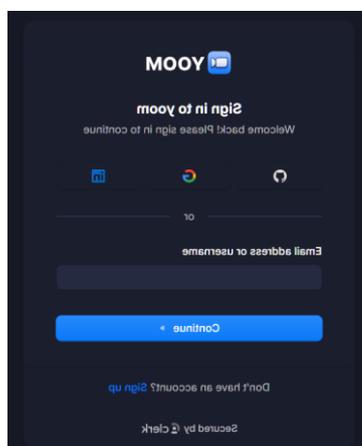


Рисунок 1 – Форма регистрации

Такая архитектура обеспечивает безопасность, масштабируемость и упрощённый доступ к системе, минимизируя порог входа для новых пользователей. А также подобный подход обеспечивает гибкость, сокращает время входа и повышает удобство использования системы как для частных лиц, так и для корпоративных пользователей. Кроме того, такая архитектура улучшает производительность системы, обеспечивая высокую доступность и устойчивость к нагрузкам, способствует эффективному управлению ресурсами и снижению затрат на поддержку системы.

После прохождения процесса регистрации пользователю предлагается указать имя пользователя, которое будет отображаться в рамках видеоконференций. Это имя необходимо для идентификации участника внутри системы и отображается во время встреч, обеспечивая удобное взаимодействие между пользователями. Интерфейс ввода имени оформлен в лаконичном и понятном стиле, что способствует быстрому завершению процесса регистрации, что показано на рисунке 2. Система позволяет пользователю легко изменить имя в любое время через настройки профиля, что добавляет гибкости и персонализации в процессе использования.

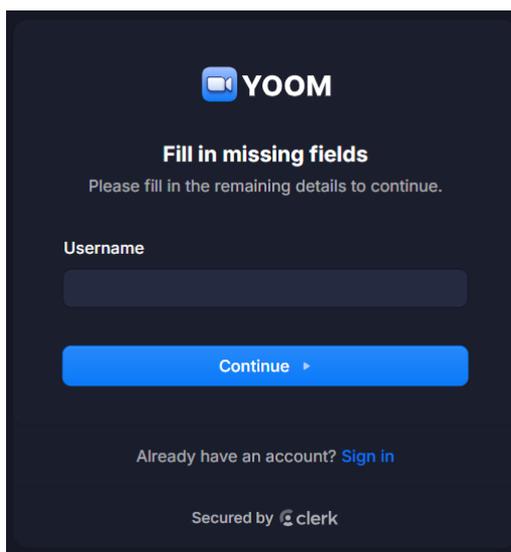


Рисунок 2 – Интерфейс ввода имени

Одной из ключевых особенностей веб-приложения является использование технологий искусственного интеллекта для повышения качества и интеллектуальной насыщенности видеоконференций. ИИ интегрирован в систему через ряд функциональных модулей, которые расширяют стандартные возможности онлайн-общения и делают взаимодействие более продуктивным.

– автоматическое распознавание речи и генерация субтитров, позволяющее в режиме реального времени при помощи ИИ преобразовывать устную речь участников в текст, обеспечивая доступность информации для людей с ограничениями по слуху, а также облегчая ведение протоколов встреч;

– мгновенный перевод речи на другие языки, благодаря чему преодолевается языковой барьер в многонациональных командах и при международных мероприятиях, так как система использует обученные языковые модели для синхронного перевода сказанного, что особенно актуально для международных команд и образовательных мероприятий;

– интеллектуальное шумоподавление и улучшение качества звука – алгоритмы на основе нейронных сетей фильтруют фоновые шумы, усиливая голос говорящего и обеспечивая более чёткую и чистую передачу речи даже в нестабильных акустических условиях;

– анализ поведения участников, когда система способна отслеживать активность пользователей, фиксировать длительные периоды молчания, снижение вовлечённости и сообщать об этом модератору, помогая эффективнее управлять ходом конференции.

– интерактивный чат с ИИ-помощником – это встроенный интеллектуальный чат предоставляет пользователям возможность взаимодействовать с виртуальным ассистентом на базе искусственного интеллекта. ИИ в чате способен отвечать на вопросы пользователей, анализировать содержание встречи, помогать с составлением кратких заметок по ходу обсуждения и предлагать действия по итогам встречи – например, назначение задач или формулировку итогов, рисунок 3.

– рекомендации по тайм-менеджменту, когда на основе анализа структуры и хода обсуждения система может предлагать участникам оптимальное распределение времени, напоминания о регламенте и приоритетах встречи.

Главный экран платформы, показанный на рисунке 4, разработан в современном, интуитивно понятном интерфейсе, ориентированном на простоту навигации и удобство пользователя. В центре интерфейса отображается текущая дата и время, а также информация о ближайшем запланированном

мероприятии. Это позволяет пользователю сразу видеть актуальные данные и не пропустить важную встречу.

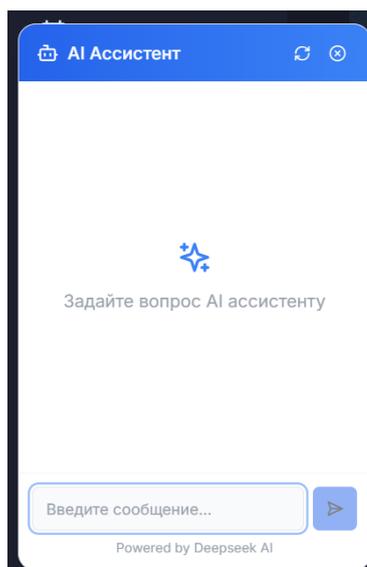


Рисунок 3 – Интерактивный чат с ИИ-помощником

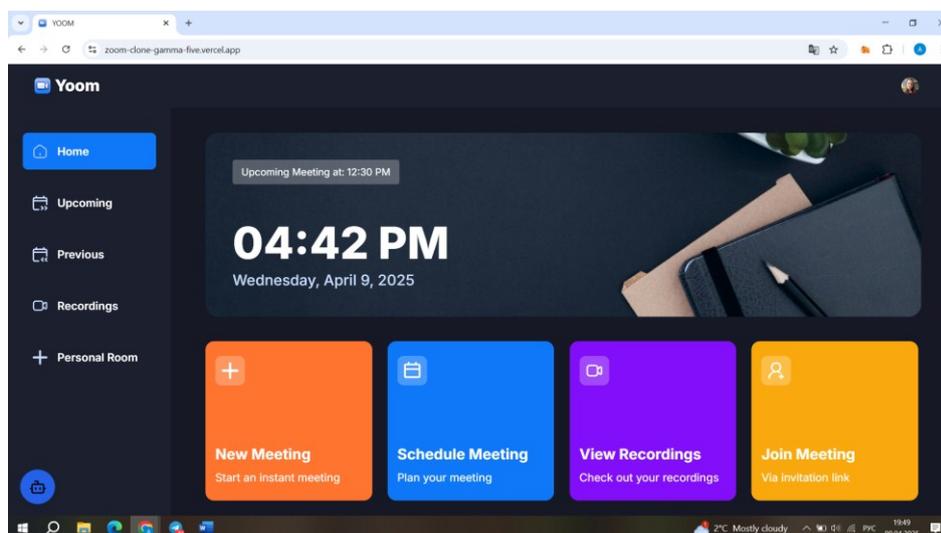


Рисунок 4 – Главный экран веб-приложения

Слева представлено боковое меню с основными разделами:

- Home – стартовая страница с общей информацией;
- Upcoming – предстоящие встречи;
- Previous – прошедшие встречи;
- Recordings – доступ к видеозаписям;
- Personal Room – персональная комната пользователя.

Центральная часть содержит четыре яркие интерактивные карточки:

- **New Meeting** – мгновенное создание новой видеоконференции;
- **Schedule Meeting** – планирование встречи с выбором времени и участников;
- **View Recordings** – просмотр записей прошедших встреч;
- **Join Meeting** – вход в конференцию по приглашению.

Дополнительно, внизу экрана размещена кнопка с иконкой бота, отвечающая за вызов интерактивного ИИ-чата, предоставляющего помощь или выполняющего функции виртуального помощника.

Такой интерфейс соответствует требованиям современных корпоративных и образовательных решений, так как он сочетает в себе лаконичность, доступность и расширенные возможности для организации и управления онлайн-встречами. Участники конференции отображаются в виде отдельных блоков с именами, аватарами и индикаторами подключения. В нижней части экрана размещена панель управления, включающая базовые функции: включение/отключение микрофона и камеры, демонстрация экрана, отправка эмодзи, чат, управление участниками и завершение звонка

для всех. Такой подход обеспечивает интуитивное и функциональное управление встречами, а также поддерживает комфортное взаимодействие участников.

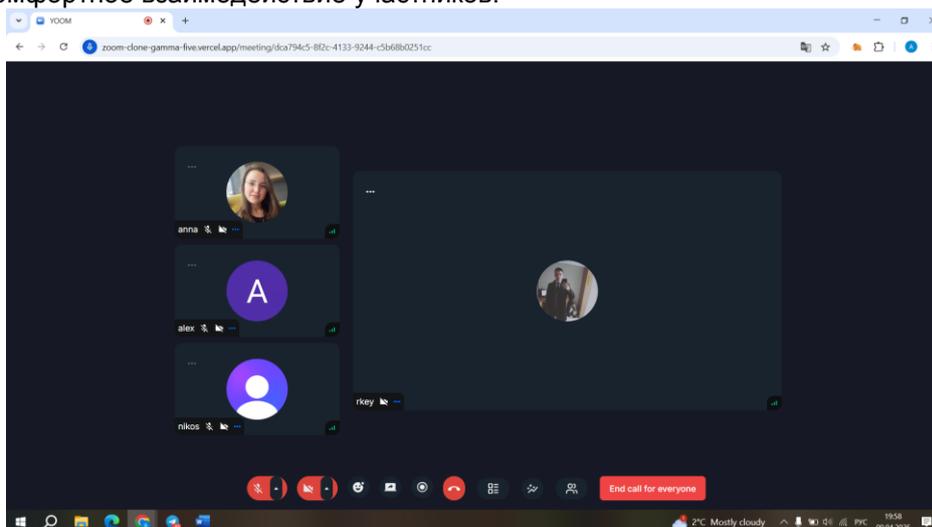


Рисунок 5 – Интерфейс активной видеоконференции

Веб-приложение для видеоконференций с интеграцией искусственного интеллекта построено на базе современного технологического стека, который обеспечивает высокую производительность, безопасность и удобство использования. Для реализации этого проекта были выбраны самые эффективные и подходящие инструменты и технологии.

Приложение построено с использованием Next.js – современного фреймворка для разработки React-приложений. Next.js позволяет эффективно работать с серверным рендерингом (SSR), что значительно улучшает производительность и SEO-оптимизацию. В случае с видеоконференциями это также дает преимущества для быстрой загрузки интерфейса, особенно при взаимодействии с большими данными, такими как записи встреч или пользователи, подключенные в реальном времени. Благодаря поддержке SSR, страница конференции загружается быстро, даже если пользователь только что зашел на сайт.

Для взаимодействия с базой данных приложение использует Appwrite – облачную платформу, которая упрощает работу с данными в реальном времени. Appwrite предоставляет удобный API для создания и управления базами данных, а также для хранения файлов, таких как записи видеовстреч. База данных управляется через серверный рендеринг с использованием Next.js, что позволяет динамически подгружать и обновлять данные без необходимости перезагружать страницу. Appwrite также упрощает работу с пользователями и их аутентификацию, обеспечивая безопасное подключение.

Для добавления искусственного интеллекта в видеоконференции используются различные ИИ-сервисы. В частности, используется DeepAI SDK, который предоставляет доступ к мощным моделям для обработки изображений и видео в реальном времени. Это позволяет реализовать функции, такие как распознавание лиц, отслеживание объектов и улучшение качества видео. ИИ также помогает в анализе аудио, например, для создания субтитров и транскрипции речи в реальном времени.

Кроме того, в систему интегрирован Steam SDK, что позволяет использовать возможности платформы для создания игровых и развлекательных элементов в конференциях. Это может включать различные инструменты для взаимодействия с пользователями, например, игры и интерактивные элементы, которые могут быть использованы для повышения вовлеченности участников.

Веб-приложение для видеоконференций с интеграцией искусственного интеллекта имеет широкий потенциал для дальнейшего улучшения и расширения функционала. В будущем планируется реализовать ряд новых возможностей, которые сделают систему еще более удобной, безопасной и эффективной для пользователей.

Одним из ключевых направлений является интеграция с календарями и системами управления задачами. Это позволит пользователям легко планировать встречи, синхронизировать события с личным и рабочим расписанием, а также автоматизировать напоминания о предстоящих видеоконференциях. Связка с такими инструментами, как Google Calendar, Outlook или Trello, обеспечит удобство управления встречами и задачами в едином интерфейсе.

Использование биометрической аутентификации – это следующий шаг в повышении безопасности и удобства. С помощью технологий распознавания лиц или отпечатков пальцев можно будет обеспечивать доступ к видеоконференциям без необходимости ввода пароля, что значительно повысит уровень защиты данных и улучшит пользовательский опыт.

Одним из приоритетных направлений является также расширение возможностей аналитики. Внедрение технологий распознавания эмоций и анализа настроения участников встречи позволит

извлекать более глубокую информацию о ходе конференции. Например, система сможет определять настроение собравшихся, распознавать ключевые темы встречи или выявлять моменты, которые требуют дополнительного внимания. Это позволит компаниям более эффективно анализировать результаты встреч и оптимизировать рабочие процессы.

Кроме того, важно отметить обучение ИИ на собственных данных организации. Это откроет новые возможности для создания более персонализированных решений, которые будут адаптироваться к специфике каждого бизнеса. ИИ сможет анализировать историю встреч, предпочтения и поведение участников, а затем предлагать оптимизированные рекомендации по организации конференций, улучшению взаимодействия и повышению эффективности работы.

Эти перспективы развития делают приложение не только инструментом для проведения видеоконференций, но и мощным средством для автоматизации рабочих процессов, улучшения безопасности и повышения персонализации.

Интеграция технологий искусственного интеллекта в веб-приложения для видеоконференций открывает уникальные возможности для улучшения качества общения и повышения эффективности взаимодействия между участниками. Использование ИИ для анализа разговоров, распознавания речи и эмоций, а также для создания персонализированных рекомендаций помогает не только упростить процесс проведения встреч, но и сделать его более продуктивным. Приложения, оснащенные такими технологиями, становятся неотъемлемой частью цифровой трансформации в различных сферах — от бизнеса до образования и медицины.

Внедрение интеллектуального чата, интегрированного с системой ИИ, предоставляет пользователям возможность получать своевременные ответы на вопросы и уточнения по ходу встречи. Это не только ускоряет процесс обмена информацией, но и значительно улучшает взаимодействие между участниками, делая его более осмысленным и эффективным. Подобные инновационные решения уже сегодня могут значительно повысить продуктивность команд, улучшить качество обучения и помочь в оказании медицинской помощи на расстоянии.

Таким образом, создание веб-приложений с интеграцией искусственного интеллекта является важным шагом в направлении совершенствования онлайн-коммуникаций и улучшения качества взаимодействия в самых разных сферах. Это открывает новые горизонты для повышения оперативности, точности и доступности общения, что делает такие решения крайне востребованными в современных условиях цифровизации

Список использованных источников:

1. Славинская, О. В. Педагогика : электронный ресурс по учебной дисциплине направления специальности 1-08 01 01-07 «Профессиональное обучение (информатика)» / О. В. Славинская. – [Электронный ресурс] – Минск : БГУИР, 2017.
2. Славинская, О. В. К вопросу о прогнозировании направлений развития машинного обучения в области образования / Славинская О. В., Лагутина А. А. // Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2022 : материалы научно-технической конференции, Минск, 29–30 ноября 2022 г. / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники ; редкол.: В. А. Богуш [и др.]. – Минск : БГУИР, 2022. – С. 178–181.
3. Славинская, О. В. К вопросу о прогнозировании направлений развития искусственного интеллекта в области методического обеспечения образовательного процесса / О. В. Славинская, К. А. Радкевич, Н. С. Рябинин // Информационные радиосистемы и радиотехнологии-2024 : материалы открытой республиканской научно-практической интернет-конференции, Минск, 21–22 ноября 2024 г. / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники ; редкол.: В. А. Богуш [и др.]. – Минск, 2024. – С. 203–205.
4. Радкевич, А. С. Искусственный интеллект в современном образовании: возможности и перспективы интеграции / А. С. Радкевич, К. А. Радкевич, Н. С. Рябинин // Теоретические и методические Проблемы современного образования : материалы XVI Всероссийской научно-практической конференции, посвященной 120-летию со дня рождения педагога и психолога Даниила Борисовича Эльконина (1904-1984), Стерлитамак, Республика Башкортостан, 15 декабря 2024 года / Учебно-методический центр PEDAGOG.PRO. – Стерлитамак, 2024.

WEB APPLICATION FOR VIDEO CONFERENCING WITH INTEGRATION OF ARTIFICIAL INTELLIGENCE TECHNOLOGIES

Radkevich K.A.

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics¹, Minsk, Republic of Belarus

Slavinskaya O.V. – PhD in Pedagogical Sciences, Associate Professor

Annotation. The work focuses on the effectiveness of integrating artificial intelligence technologies in the development of a web application for video conferencing. The architecture of the application, the technologies used, and the prospects for further development are described. The project aims to improve interaction quality, meeting productivity, and user convenience in both educational and corporate environments.

Keywords. web application, video conferencing, artificial intelligence, online communication, intelligent chat, speech recognition, machine translation, noise suppression, participant behavior analysis, digital transformation, remote collaboration, interactive interface, intelligent technologies, video communication, virtual assistant.

РЕАЛИЗАЦИЯ ПРОЦЕДУРНОЙ ГЕНЕРАЦИИ ЛАНДШАФТОВ В ИГРАХ

Г. Д. Радьков, И.А. Небогатов

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

Рябычина О.П. – канд. техн. наук, доцент

В статье представлены результаты исследования методов процедурной генерации ландшафтов в играх с акцентом на использование шума Перлина и воронойной диаграмм. Рассмотрены их особенности, преимущества и возможности комбинированного применения для создания реалистичных и интерактивных игровых миров. Проанализированы экспериментальные данные, подтверждающие эффективность предложенных модификаций алгоритмов, а также их влияние на уровень детализации, производительность и восприятие игроками сгенерированных ландшафтов.

Процедурная генерация ландшафтов в играх представляет собой мощный инструмент, который позволяет автоматически создавать уникальные и масштабируемые игровые миры. Этот подход особенно популярен благодаря своей эффективности, универсальности и способности уменьшить объем ручной работы. Среди основных преимуществ процедурной генерации можно выделить: создание уникальных игровых миров, повышение уровня погружения и реиграбельности, универсальность применения в различных жанрах игр и экономию времени разработчиков.

В рамках нашего исследования были проанализированы различные методы процедурной генерации, включая шум Перлина и воронойные диаграммы, которые широко применяются для создания реалистичных и детализированных ландшафтов. Экспериментальная часть работы была направлена на изучение их эффективности и потенциала для комбинированного использования. Результаты показали, что такие алгоритмы, как шум Перлина и воронойные диаграммы, дополняют друг друга, позволяя достичь высокого уровня реалистичности при сохранении производительности системы.

Шум Перлина – это алгоритм, разработанный Кеном Перлиным в 1983 году, который используется для создания непрерывных текстур и плавных переходов между значениями. Он нашел широкое применение в компьютерной графике и игровой индустрии благодаря своей способности имитировать природные явления, такие как горы, реки, облака и другие элементы ландшафта [1].

Воронойные диаграммы – это математический метод, который позволяет разделять пространство на регионы, основанные на расстоянии до определенных точек (генераторов). В контексте процедурной генерации этот метод часто используется для создания естественных структур, таких как русла рек, границы биомов или расположение деревьев в лесу. В нашем исследовании особое внимание уделялось использованию воронойных диаграмм для моделирования распространения растительности вокруг водоемов. Увеличение плотности точек-генераторов позволило достичь более детализированного распределения деревьев и кустарников, что значительно повысило реалистичность ландшафта. Было установлено, что комбинация воронойных диаграмм с фрактальным шумом улучшает качество текстур на 30%, особенно при формировании сложных структур, таких как горные долины с пересекающимися реками или равнины с разветвленной сетью дорог [2].

Одним из ключевых аспектов исследования стала разработка прототипа игры с процедурной генерацией ландшафтов в реальном времени. Для этого была реализована система, где изменения в ландшафте зависели от действий игрока. Например, при строительстве плотины происходило затопление близлежащих территорий, а при вырубке лесов формировалась новая зона для заселения. Такой подход не только увеличивает реиграбельность, но и позволяет создавать уникальные игровые ситуации, которые невозможно заранее спрогнозировать [3].

Также было проведено сравнение скорости генерации ландшафтов при использовании различных алгоритмов. Результаты показали, что комбинация шума Перлина и воронойных диаграмм обеспечивает наилучший баланс между реалистичностью и производительностью. Например, время генерации ландшафта размером 1024x1024 пикселей составило в среднем 2.3 секунды, что на 15% быстрее, чем при использовании только воронойных диаграмм. При этом качество текстур и плавность переходов между биомами оставались на высоком уровне, что делает этот подход особенно привлекательным для разработчиков игр с открытым миром.

На основе проведенных экспериментов были сделаны следующие выводы:

– Комбинирование шума Перлина и воронойных диаграмм позволяет достичь высокой детализации и реалистичности ландшафтов, сохраняя при этом приемлемую производительность системы.

– Учет дополнительных параметров, таких как климатические условия, высота над уровнем моря и угол наклона поверхности, значительно улучшает качество сгенерированных биомов и их визуальное восприятие.

– Динамическая генерация ландшафтов в реальном времени повышает уровень интерактивности, что особенно важно для игр с открытым миром и goguelike-проектов.

– Процедурная генерация может быть успешно адаптирована для создания не только статичных, но и динамически изменяющихся ландшафтов, что открывает новые возможности для разработчиков.

Таким образом, процедурная генерация продолжает развиваться и находить новые применения в игровой индустрии. Она становится неотъемлемой частью процесса разработки, обеспечивая игрокам уникальные и захватывающие игровые миры. Наше исследование подтвердило, что комбинация различных алгоритмов, таких как шум Перлина и воронойные диаграммы, позволяет создавать не только реалистичные, но и интерактивные ландшафты, которые значительно повышают уровень погружения и удовольствия от игры.

Список использованных источников:

1. Кен Перлин. "Процедурная генерация текстур" / URL: <https://www.mrl.nyu.edu/~perlin/doc/oscar.html>.
2. Воронойные диаграммы в компьютерной графике / URL: <https://habr.com/ru/articles/133927>.
3. Методы процедурной генерации в играх / URL: <https://gamedevelopment.tutsplus.com/tutorials/procedural-generation-in-games>.

УДК 621.396

КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛЬ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ ДЛЯ РАДИОЛОКАТОРА UHF-ДИАПАЗОНА НА БЕСПИЛОТНОМ ЛЕТАТЕЛЬНОМ АППАРАТЕ

Рогачева Я.Д., Нгуен Хоанг Хиеп, гр. 141301

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

Козлов С.В. – д-р. техн. наук, профессор

Аннотация. Приведено описание компьютерной модели формирования радиолокационного изображения земной поверхности для радиолокатора с синтезированием апертуры, применяемого для гуманитарного разминирования. Приведены примеры моделирования.

Ключевые слова. Компьютерная модель, радиолокатор с синтезированием апертуры, беспилотный летательный аппарат, радиолокационное изображение, метод *BackProjection*, частотная интерполяция.

Введение

В настоящее время актуальным является создание технических средств для гуманитарного разминирования [1]. Одним из вариантов решения этой задачи является создание радиолокатора с синтезированной апертурой UHF-диапазона, размещаемого на беспилотном летательном аппарате [3,5]. В [2] приведено описание компьютерной модели формирования траекторного сигнала (ТС) для такого радиолокатора.

Цель статьи – изложение состава и особенностей реализации компьютерной модели построения РЛИ земной поверхности для радиолокатора UHF-диапазона с синтезированием апертуры, применяемого для гуманитарного разминирования.

Эта компьютерная модель совместно с [2] образуют программный комплекс, который используется для определения потенциальных возможностей радиолокатора UHF-диапазона с синтезированием апертуры в различных условиях функционирования.

Краткое описание компьютерной модели формирования радиолокационного изображения земной поверхности для радиолокатора UHF-диапазона на беспилотном летательном аппарате

Структурная схема компьютерной модели приведена на рисунке 1. Компьютерная модель предназначена для построения РЛИ местности и расположенных на ней металлических объектов. На основе этого проводится выявление возможности обнаружения металлических объектов на разных типах земной поверхности. Компьютерная модель основана на наиболее точном методе построения РЛИ *BackProjection* [3-5] и обеспечивает визуализацию всех процессов обработки.

Предполагается что траекторный сигнал содержится в матрице S размером M_1 на K_{tr} , где M_1 – число отсчетов на периоде повторения, K_{tr} – число периодов повторения.

Алгоритм построения РЛИ следующий.

Вычисляется число отсчетов на периоде $M_2 = 2^{\lceil \log_2 M_1 \rceil} \cdot K_{resample}$, где $K_{resample}$ – коэффициент передискретизации (частотной интерполяции).

Далее умножаем принятый сигнал по столбцам на оконную функцию по продольной дальности (проводим весовую обработку) $S_{m,k} = S_{m,k} \cdot w_m$ $m = \overline{1, M_1}$; $k = \overline{1, K_{tr}}$, и дополняем нулями $S_{m,k} = 0$ $m = \overline{M_1 + 1, M_2}$. Дополнение нулями соответствует частотной интерполяции, которая приводит к увеличению детальности радиолокационного изображения и отношения сигнал/шум.

К полученному массиву применяем быстрое преобразование Фурье «по столбцам»

$$\mathbf{g}_k = FFT(\mathbf{y}_k), \mathbf{y}_k = (\hat{S}_{1,k}, \dots, \hat{S}_{M_2,k})^T = \hat{S}_{\overline{1, M_2}, k}, \mathbf{g}_k = (\hat{G}_{1,k}, \dots, \hat{G}_{M_2,k})^T.$$

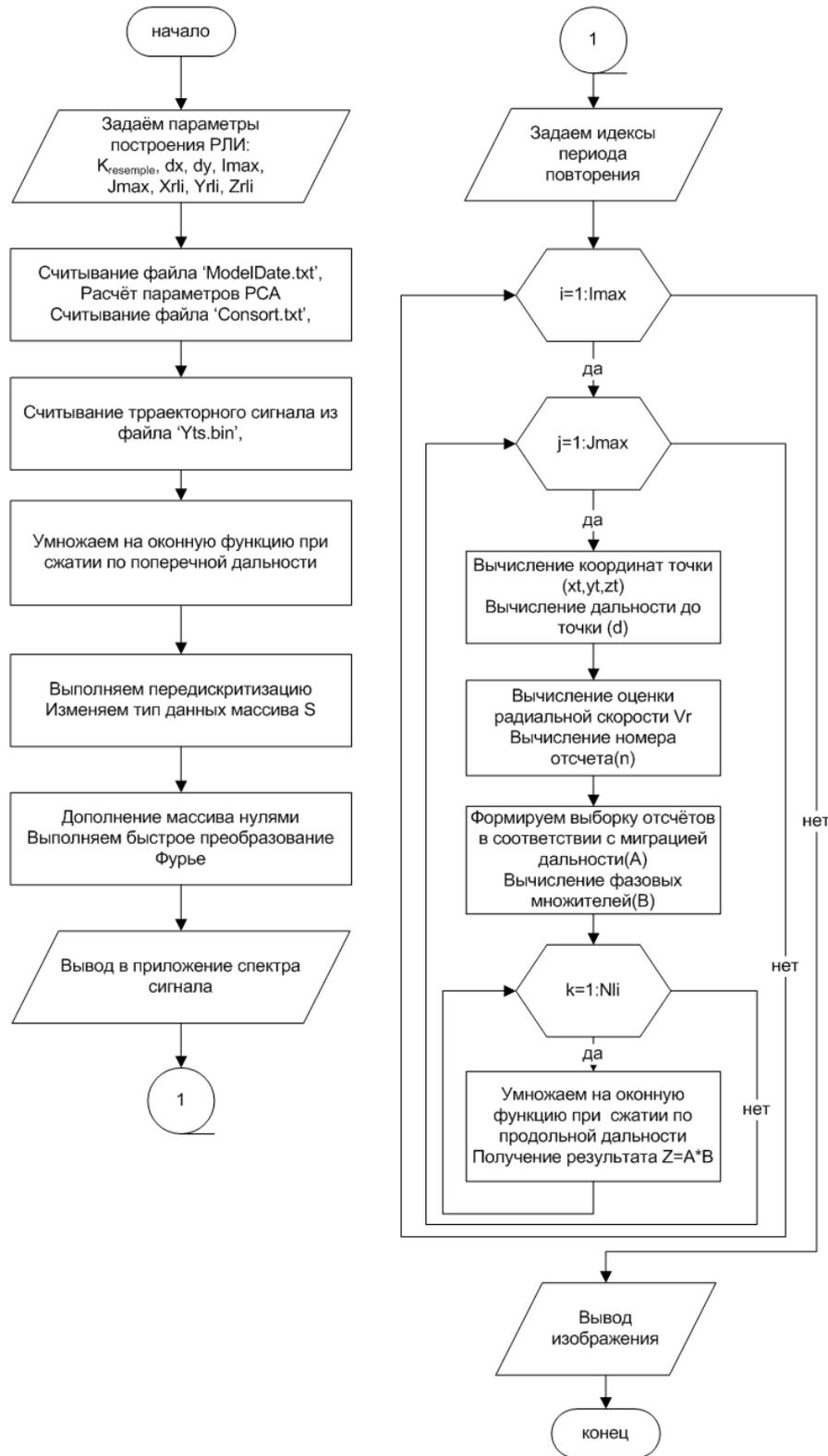


Рисунок 1 – Структурная схема компьютерной модели

Далее для каждого пикселя формируемого радиолокационного изображения с координатами $x_{t_i} = X_{rli} + \left(i - 1 - \frac{I_{max} - 1}{2}\right) dx$; $y_{t_j} = Y_{rli} + \left(j - 1 - \frac{J_{max} - 1}{2}\right) dy$, $i = \overline{1, I_{max}}$; $j = \overline{1, J_{max}}$, где X_{rli}, Y_{rli} - координаты центра РЛИ; dx, dy - дискретность построения РЛИ; I_{max}, J_{max} - число пикселей на РЛИ по осям, вычисляются дальности между РСА и точкой для все периодов повторения

$$d_k = \sqrt{(X_k^{\text{pca}} - xt)^2 + (Y_k^{\text{pca}} - yt)^2 + (Z_k^{\text{pca}} - zt)^2}, \quad (1)$$

где $X_k^{\text{pca}}, Y_k^{\text{pca}}, Z_k^{\text{pca}}$ - координаты PCA в k -м периоде повторения (данные из консорт-файла к траекторному сигналу).

Вычисляется оценка радиальной скорости движения PCA относительно заданной точки земной поверхности $V_{rk} = \frac{d_k - d_{k-1}}{T_r}$.

Вычисляем номера отсчетов внутривысечных спектров, где находится максимум отклика отраженного сигнала от заданной точки в k -м периоде повторения

$$n_k = \left(\frac{2 \cdot d_k}{c} \frac{V_f}{F_s} - \frac{V_{rk}}{\lambda F_s} \right) \cdot M_2 + 1, \quad (2)$$

где $V_f = \frac{\Delta f_0}{T_r}$ - скорость изменения частоты в PCA; F_s - частота дискретизации; λ - длина волны и формируем выборку отсчетов в соответствии с миграцией дальности

$$i_{k,n} = n_{k,n}. \quad (3)$$

Вычисляем фазовые множители для компенсации закона изменения фазы $i_{k,n} = -i \frac{4\pi}{\lambda} d_k$ и выполняем рассчитываем значения i, j -пикселя для всех комплексных радиолокационных изображений, которые можно сформировать по заданной выборке:

$$i_{l,j} = \sum_{k=k_1(m)}^{k_2(m)} \dots \cdot 1(m) = (m-1) \left[\frac{\Delta T_c}{T_r} \right] + 1; \quad k_2(m) = k_1(m) + \left[\frac{T_c}{T_r} \right] - 1, \quad (4)$$

где T_c - время синтезирования, ΔT_c - интервал между участками синтезирования; $m = 1, \left[\frac{K_{lr} T_r - T_c}{\Delta T_c} \right]$ - индексы возможных интервалов синтезирования; w_k - отсчеты весовой функции при сжатии по поперечной дальности.

Полученные комплексные РЛИ $i_{l,j}$ записываются в файл и выводятся на монитор в 3D-виде и в градациях серого. Кроме того, реализуется некогерентное накопление РЛИ $Z_{\Sigma} = \sum_m |i_{l,j}|^2$.

Реализация компьютерной модели и примеры моделирования

Компьютерная модель реализована в MatLab. Вид главной вкладки интерфейса компьютерной модели представлен на рисунке 2.

С использованием главной вкладки пользователь выбирает файлы исходных данных с траекторным сигналом, координатами PCA, параметрами траекторного сигнала и задает параметры построения радиолокационных изображений.

Результат построения выводится на вкладки «3D РЛИ» (рисунок 3), «Яркое РЛИ» (рисунок 4) и «Результат НН» (рисунок 5, результат суммирования квадратом модулей по всем РЛИ). На рисунках 3-5 приведен пример построения РЛИ для случая наличия трех металлических объектов на фоне шероховатой земной поверхности.

На вкладке «Промежуточные» (рисунок 6) проводится визуализация входного сигнала и сигнала после сжатия по дальности, то есть матрицы отсчетов спектра.

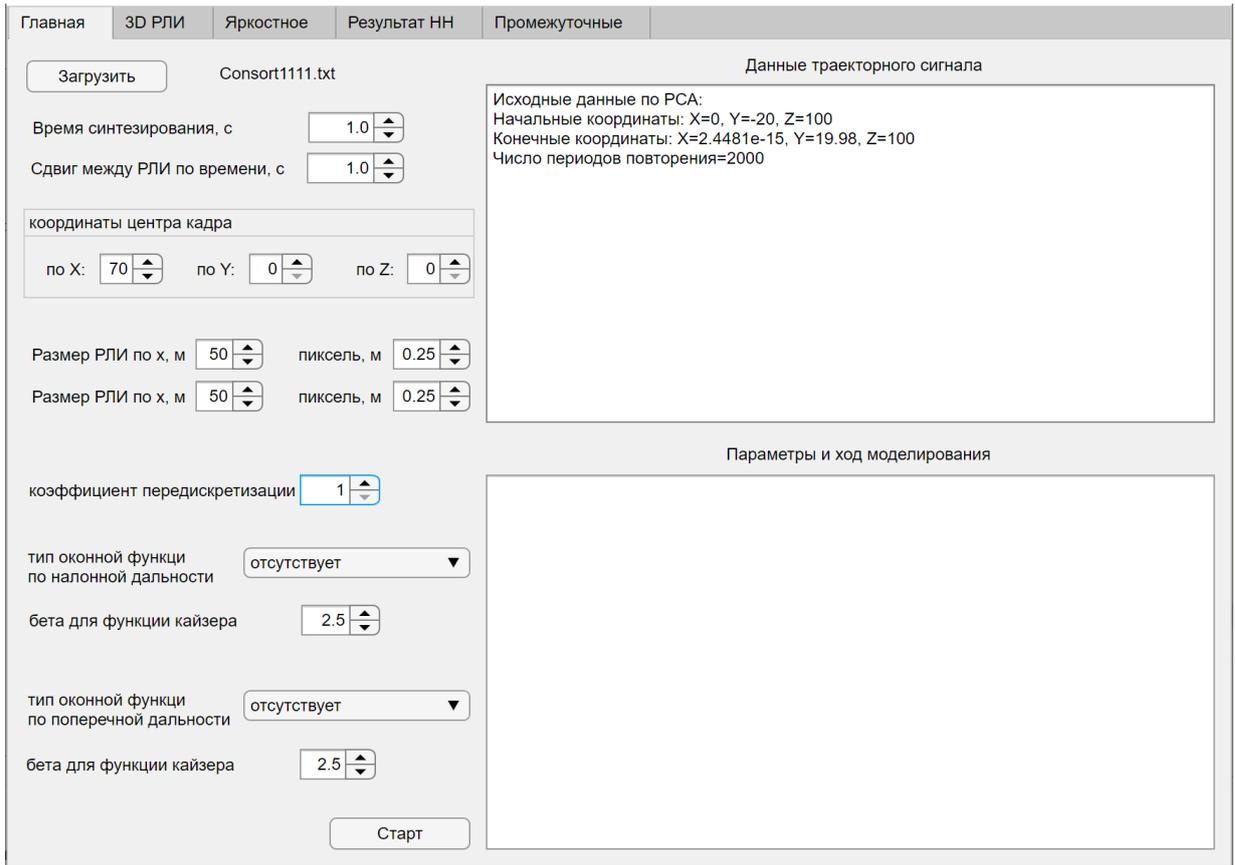


Рисунок 2 – Вид главной вкладки интерфейса компьютерной модели

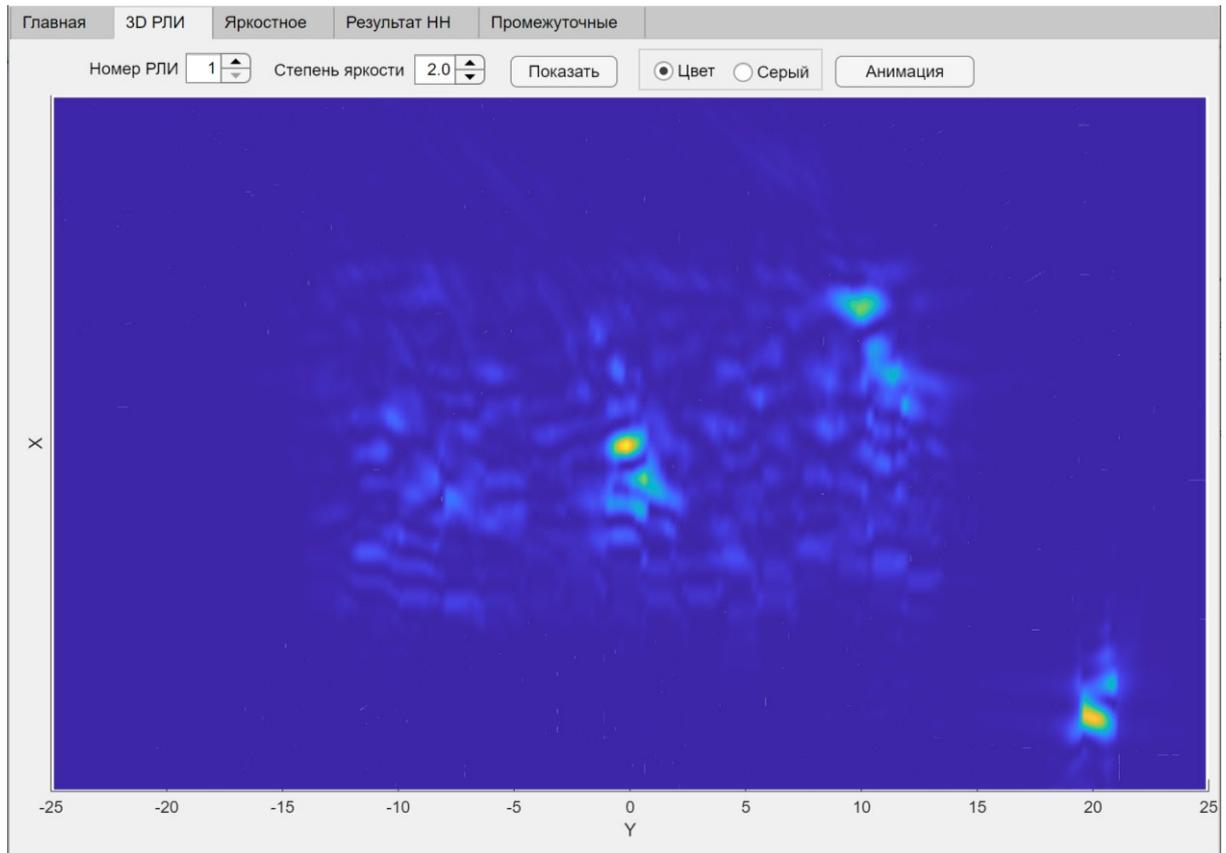


Рисунок 3 – Вид вкладки «3D РЛИ»

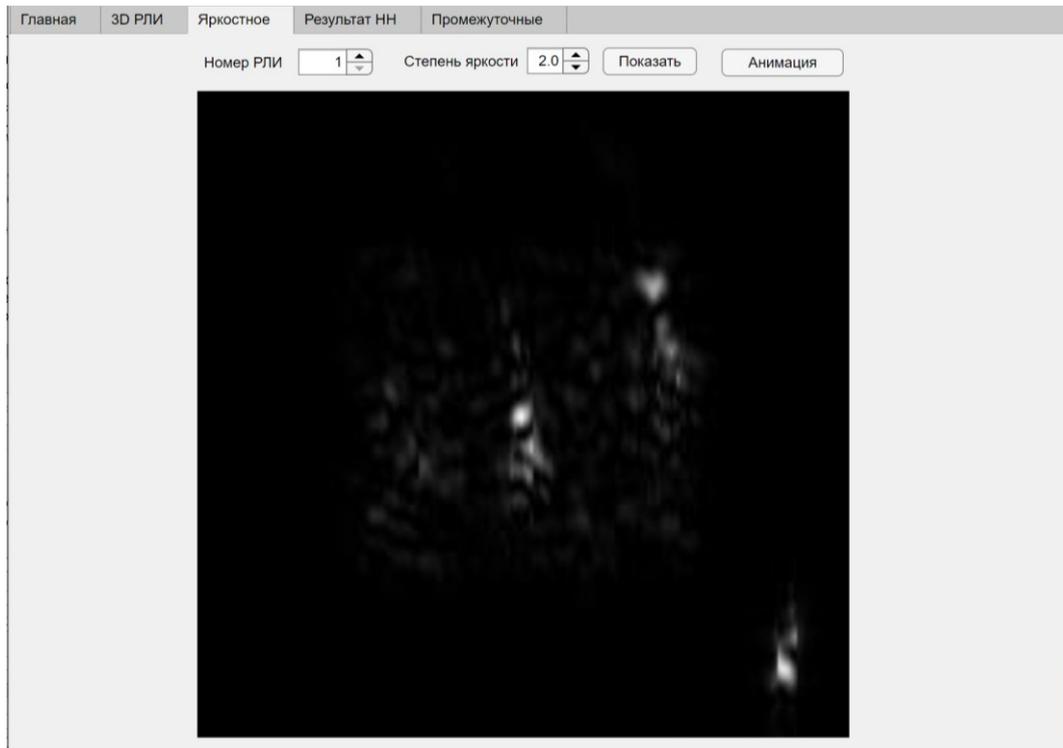


Рисунок 4 – Вид вкладки «Яростное»

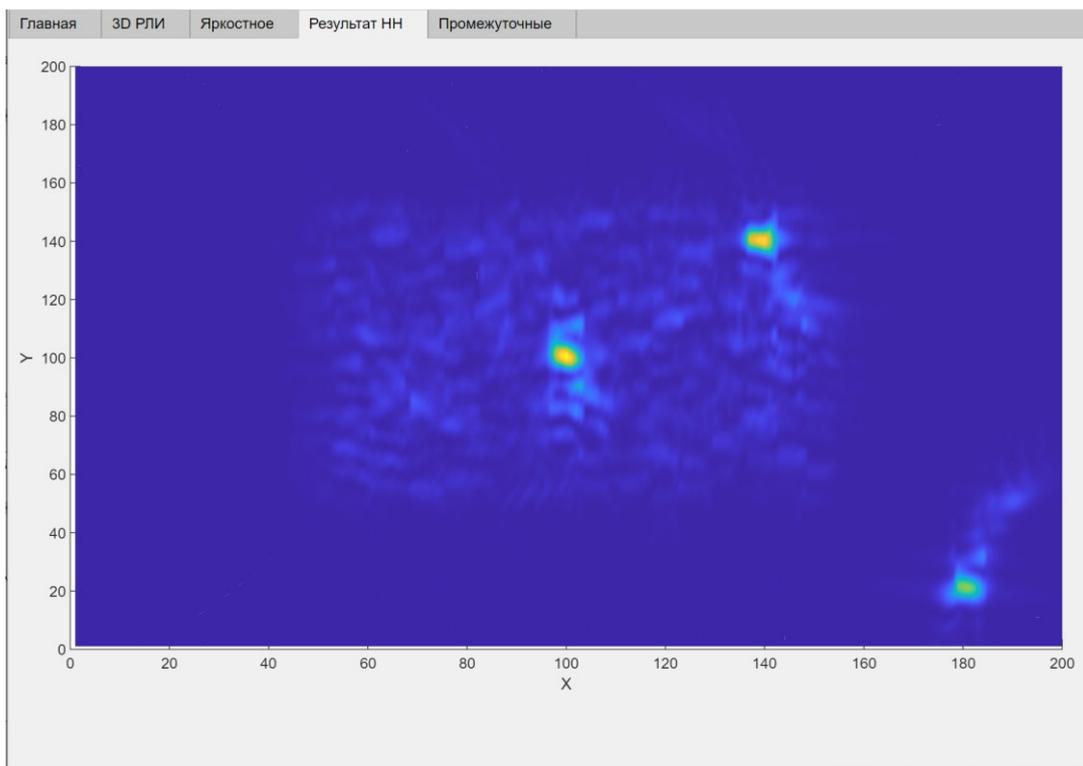


Рисунок 5 – Вид вкладки «Результат НН»

При выводе всех амплитудных радиолокационных изображений на монитор используется нормировка изображения с представлением яркости $B_{i,j}$ пикселя вида $B_{i,j} = \frac{z_{i,j}}{Z_{\max}}$, где $Z_{\max} = \max_{i,j} |z_{i,j}|$; $\gamma_b = 0, 1 \dots 4$ – параметр, определяющий контрастность РЛИ. При малых значениях указанного параметра изображение будет максимально светлым с малым контрастом между

объектами. При больших значениях контраста изображение будет максимально темным с подчеркиванием наиболее сильно отражающих объектов.

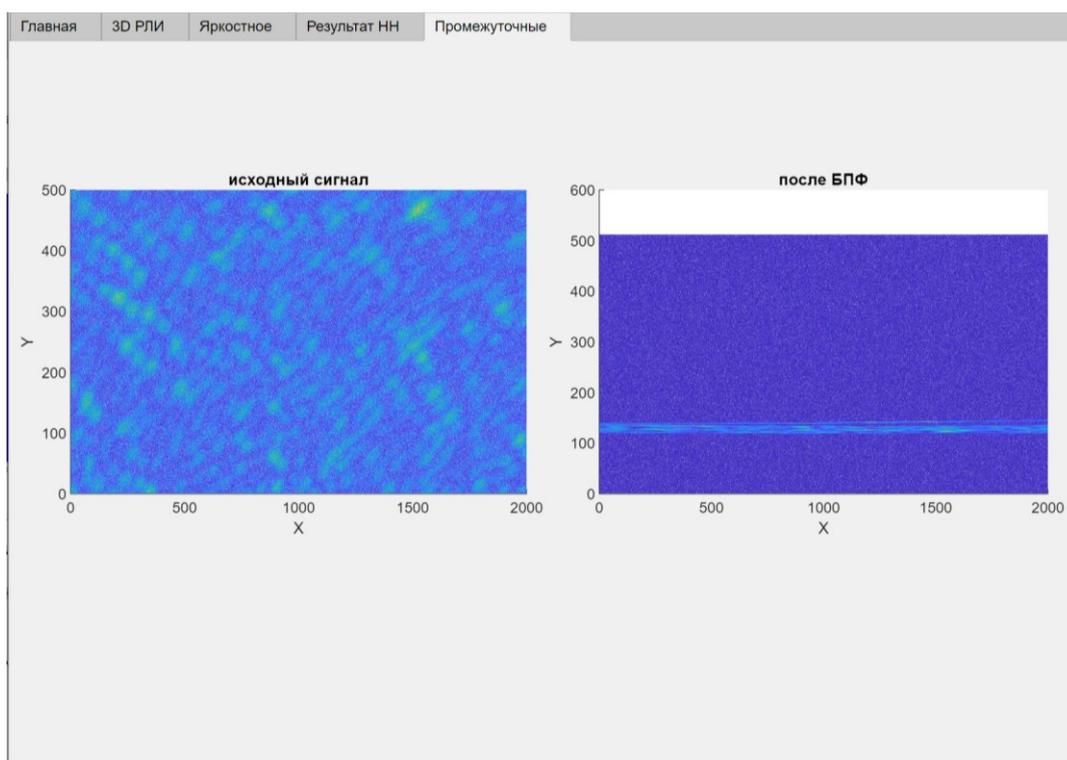


Рисунок 6 – Вид вкладки интерфейса компьютерной модели для визуализации промежуточных результатов

Список использованных источников:

1. *International Standards for Humanitarian Mine Clearance Operations.* – UN-1996, – 75 p.
2. Нгуен, Х.Х. Компьютерная модель формирования траекторного сигнала для радиолокатора UHF-диапазона на беспилотном летательном аппарате / Нгуен Хоанг Хуеп, Я.Д. Рогачева // В наст. сборнике.
3. *High Resolution Imaging with SAR using Automotive Millimeter Wave Radars/Oskar Leander, Victor Pettersson // Chalmers University of Technology 2021 – P 18-20.*
4. Richards, M. A. *Fundamentals of Radar Signal Processing.* 2nd ed., McGraw-Hill, 2014. – 672 p.
5. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. *Малогобаритные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением.* – М.: Радиотехника, 2020. – 280 с.

UDC 621.396

COMPUTER SIMULATION MODEL FOR GENERATING RADAR IMAGES OF THE EARTH'S SURFACE USING A UHF RADAR INSTALLED ON AN UNMANNED AERIAL VEHICLE

Rahachova Y.D.

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics¹, Minsk, Republic of Belarus

Kozlov S.V. – Dr of Technical Sciences, Professor

Annotation. The article describes a computer model for synthetic aperture radar (SAR) imaging of the Earth's surface designed for humanitarian demining applications. Examples of modeling are given.

Keywords. Computer model, synthetic aperture radar, unmanned aerial vehicle, radar image, BackProjection method, frequency interpolation.

УДК 37.02

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ВЕБ-СЕРВИС ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ И ИНТЕРАКТИВНЫХ ИГР С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА

Рябинин Н.С.¹, студент гр.244691

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники¹
г. Минск, Республика Беларусь*

Славинская О.В. – канд. пед. наук, доцент

Аннотация. В период цифровой трансформации образования возрастает потребность в современных образовательных платформах. В статье представлен авторский веб-сервис для проведения тестирования и интерактивных игр с использованием искусственного интеллекта. Описаны его структура, функциональные возможности, подходы к тестированию и основные элементы геймификации.

Ключевые слова: адаптивное обучение, веб-сервис, геймификация, интерактивные игры, контроль знаний, тестирование.

Современное общество переживает этап масштабной цифровой трансформации, в результате которой кардинально меняется не только повседневная жизнь, но и система образования, которая переживает период цифровой трансформации. Особенно это заметно в образовательном процессе с представителями поколения Z (люди, родившиеся примерно с 1995 по 2010 годы) и поколения Alpha (родились после 2010 года). Представители этих поколений – «цифровые аборигены». Они с раннего возраста погружены в цифровую среду и имеют иные когнитивные и коммуникативные установки по сравнению с предыдущими поколениями [1].

Использование цифровых технологий в образовании формирует современные способности человека, так как способствует развитию креативности, критического мышления и интерактивности обучающихся. Цифровые технологии занимают центральное место на современном этапе технологического развития и будут доминировать еще долгие годы [2].

Клиповое мышление – закономерная тенденция в восприятии информации, характерная, прежде всего, для современного молодого поколения [3]. Для них также характерны: высокая скорость восприятия информации, предпочтение визуальных и интерактивных форматов, а также склонность к многозадачности. Поколение Alpha с раннего возраста активно взаимодействует с цифровыми устройствами, что формирует у них иные ожидания от процесса обучения в отличие от обучающихся предыдущих поколений. Для них привычны игровые и интерактивные форматы, а не традиционные формы подачи информации, основанные на пассивном восприятии.

В этих условиях традиционные подходы к обучению – с акцентом на фронтальные лекции, письменные контрольные работы и однотипные тесты – оказываются недостаточно эффективными. Образовательная среда должна не просто догонять технологический прогресс, но и стремиться к опережающему развитию, предлагая инструменты, способные удерживать внимание цифрового поколения, адаптироваться под его особенности и одновременно обеспечивать высокое качество усвоения материала.

Одним из ключевых направлений модернизации образовательного процесса становится создание многофункциональных цифровых платформ, сочетающих в себе элементы тестирования, геймификации, интерактивного взаимодействия и аналитики на основе технологий искусственного интеллекта. Такие решения позволяют строить персонализированные траектории обучения, повышают вовлеченность в процесс обучения за счет игровых техник, создают условия для глубокой аналитики образовательных данных.

Проводимое нами исследование, описание результатов которого отображено в данной статье, посвящено концепции и разработке веб-сервиса нового поколения, который совмещает в себе адаптивное тестирование, обучающие игры и интеллектуальную аналитику. Подобная система ориентирована на гибкое и мотивационное обучение, соответствующее запросам цифрового поколения.

Одним из наиболее перспективных направлений развития таких решений является использование искусственного интеллекта (ИИ) в сочетании с элементами геймификации. Это позволяет обеспечивать вовлеченность обучающихся и получать более точные данные об их прогрессе. Поэтому нашей целью стала разработка концепции многофункционального веб-сервиса, сочетающего возможности тестирования, интерактивного обучения и аналитики с помощью ИИ.

Несмотря на большое количество платформ и сервисов для тестирования, многие из них обладают рядом существенных ограничений. Вот некоторые из них:

- однотипность заданий: обучающиеся сталкиваются с повторяющимися форматами тестов, которые не способствуют развитию критического мышления и не учитывают уровень владения материалом;
- отсутствие адаптации: большинство систем не способны подстраиваться под уровень обучающегося в реальном времени;
- слабая мотивация: отсутствие геймификационных элементов приводит к снижению интереса и вовлечённости, особенно у младшей и средней возрастных групп;
- невозможность комплексного анализа данных: преподаватели ограничены в инструментах для мониторинга прогресса и построения индивидуальных маршрутов обучения.

Также, несмотря на широкое внедрение информационно-коммуникационных технологий (ИКТ) в образовательный процесс, существует множество нерешенных задач, особенно в контексте обучения молодежи. Современные обучающиеся предъявляют новые требования к скорости, интерактивности и визуальности получаемой информации. Эти особенности требуют соответствующей трансформации инструментов и подходов в обучении.

Классические формы оценки знаний (письменные тесты, устные опросы, статичные онлайн-тесты) зачастую воспринимаются представителями цифрового поколения как скучные и неэффективные. Отсутствие немедленной обратной связи, механичность заданий и однообразие формата приводит к снижению интереса и, как следствие, поверхностному усвоению материала.

Современные обучающиеся привыкли к тому, что цифровые ресурсы предлагают контент, адаптированный под их вкусы и поведение. В образовательных системах такой уровень персонализации встречается крайне редко. Применение шаблонных заданий и одинакового темпа обучения для всех обучающихся игнорирует индивидуальные особенности восприятия, что снижает эффективность процесса.

Игровой опыт — важнейший канал восприятия информации у молодежи. Но, самым важным фактором применения в обучении игровых технологий является такая составляющая, как азарт, которая позволяет ощутить триумф и собственное превосходство над соперниками. Эти чувства дают мотивацию и заставляют включаться в игровой процесс, а вслед за ним и в образовательный процесс с новыми темпами и задачами, которые обучающиеся выстраивают сами [4]. Отсутствие этих элементов в обучении ведет к разрыву между привычной цифровой средой и образовательным процессом у учащейся молодежи.

Системы тестирования, применяемые в большинстве онлайн-платформ, собирают лишь базовые данные – процент верных ответов, время прохождения теста и общую оценку. Эти показатели не дают полной картины успеваемости, так как не фиксируются типичные ошибки, время на раздумья, предпочтения обучающегося, динамика обучения. Без этих данных преподавателю сложно адаптировать процесс и помогать каждому обучающемуся целенаправленно.

Разработанный авторский веб-сервис призван откликнуться на обозначенные выше трудности в образовательной практике. Его основная задача – объединить в одном цифровом пространстве несколько ключевых функций: проведение тестирования, реализацию интерактивных и игровых заданий, а также сбор и анализ данных об учебной активности обучающихся. Такой подход позволяет сделать процесс обучения более гибким, наглядным и вовлекающим. Использование игровых элементов повышает интерес обучающихся, а встроенные механизмы адаптации позволяют подбирать задания с учетом уровня подготовки. Дополнительно, благодаря аналитическим инструментам, преподаватели получают больше информации о ходе обучения и могут принимать более обоснованные решения при планировании учебного процесса.

Целью исследования является разработка доступного и гибкого онлайн-инструмента, который:

- поддерживает различные формы заданий (от стандартных тестов до мини-игр и квестов);
- адаптируется под уровень и интересы учащегося;
- предоставляет преподавателю удобные средства контроля и анализа.

На уровне пользовательского взаимодействия платформа будет включать несколько ключевых компонентов:

- модуль тестирования: для проверки знаний по темам, с возможностью случайной генерации заданий и автоматической проверки;
- игровой модуль: задания с элементами игры – уровни, временные ограничения и т.д.;
- ИИ-модуль: анализ ответов и ошибок;
- система аналитики: наглядные отчёты о прогрессе, частых ошибках, вовлечённости учащегося;
- панель преподавателя: управление курсами, создание заданий, распределение по группам, отслеживание активности.

Для создания функционально насыщенного и удобного инструмента необходимо продумать структуру и архитектуру веб-сервиса. Платформа должна обеспечивать стабильную работу всех ее частей, обеспечивать гибкость в использовании и быть масштабируемой.

В рамках платформы предусмотрены несколько типов пользователей, каждый из которых имеет свои права доступа и функциональные возможности:

– обучающийся (получает доступ к заданиям, обучающим играм, и может отслеживать собственный прогресс);

– преподаватель (имеет возможность создавать курсы, тесты, контролировать выполнение заданий, а также получать подробные отчеты по каждому обучающемуся; он может адаптировать задания, добавлять новые материалы и отслеживать динамику успеваемости);

– администратор (управляет всей системой – от пользователей и контента до настройки безопасности и производительности платформы; отвечает за настройку и обновление платформы, а также за управление данными пользователей).

Платформа состоит из нескольких взаимосвязанных компонентов, которые работают как единое целое:

– Frontend (интерфейс пользователя): визуальная часть веб-сервиса, которая должна быть удобной и интуитивно понятной для пользователей.

– Backend (серверная логика): серверная часть платформы, отвечает за обработку запросов от пользователей, управление заданиями, хранение данных и реализацию функционала, связанного с ИИ.

– модуль ИИ: использование искусственного интеллекта в системе позволяет анализировать ответы обучающихся и прогнозировать возможные трудности. ИИ будет опираться на алгоритмы машинного обучения.

– база данных: для хранения данных о пользователях, курсах, заданиях и результатах используется реляционная база данных. Она обеспечивает сохранность информации, позволяет быстро извлекать данные и масштабировать систему по мере необходимости.

Основной функцией традиционного теста является проверка усвоения материала обучающимся. Среди преимуществ применения тестов в режиме онлайн можно выделить тот факт, что обучающиеся находятся в одинаковых временных условиях, работают с одинаковыми видами заданий, что позволяет исключить элемент случайности [5]. На платформе сохраняется классический подход к тестированию – с заданиями с несколькими вариантами ответов (рис. 1), открытыми вопросами и тестами на время.

– множественный выбор: Вопросы, где обучающийся выбирает один или несколько правильных ответов из предложенных вариантов. Этот тип тестов используется для проверки базовых знаний и навыков.

– открытые вопросы: позволяют обучающимся раскрыть свои знания на более глубоком уровне, например, объясняя концепции или давая развернутый ответ на вопрос.

– тесты с ограничением по времени: Эти тесты требуют от студентов быстрого принятия решений и точности, что помогает развивать навыки работы в условиях ограниченных временных рамок.

Какой язык программирования используется для разработки Android-приложений?

Java

Python

C++

Swift

Рисунок 1. Пример вопроса теста с заданием закрытого типа

Для повышения вовлеченности обучающихся тесты на платформе можно интегрировать с элементами геймификации. Это может быть полезно как для детей младшего возраста, так и для подростков, которым нравятся игровые техники (рис. 2):

– тесты в виде мини-игр: вместо стандартных заданий обучающиеся могут проходить мини-игры, где выполнение каждого задания приближает их к следующему этапу.

– элементы соревнования: вводя функционал соревнования с другими пользователями, можно добавить соревновательную составляющую, которая мотивирует обучающихся к лучшим результатам.

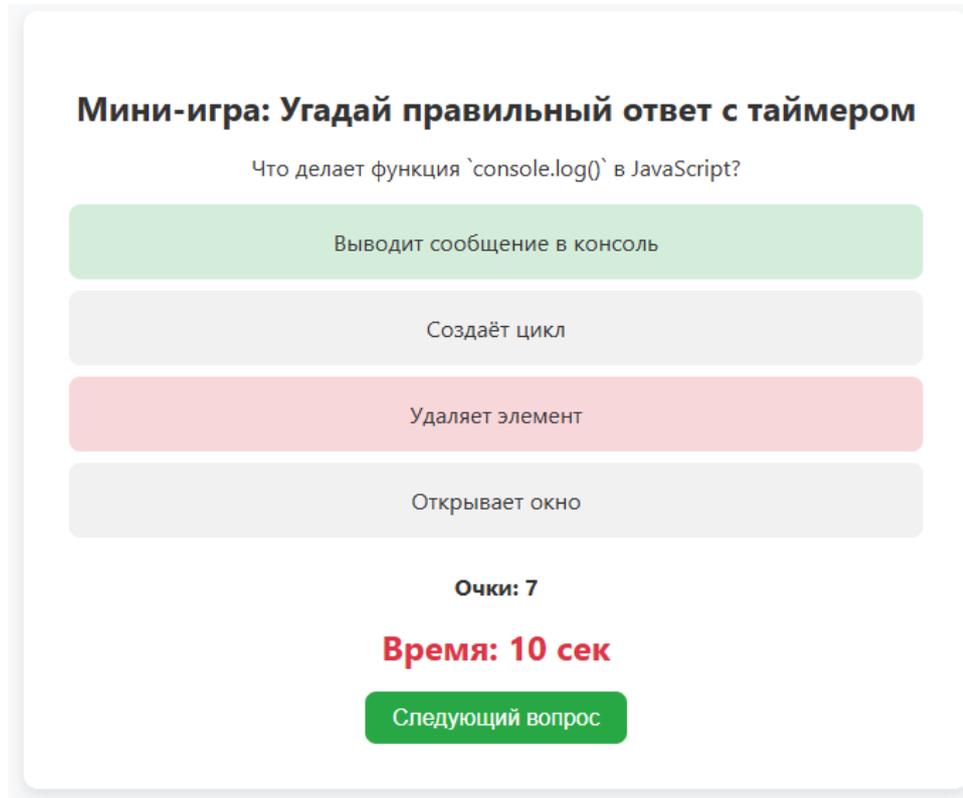


Рисунок 2. Пример мини-игры

После завершения теста система автоматически анализирует результаты и предоставляет подробный отчет (рис. 3):

– общая оценка: процент правильных ответов или количество баллов по итогам выполнения теста;

– анализ ошибок: система выделяет типичные ошибки и области.

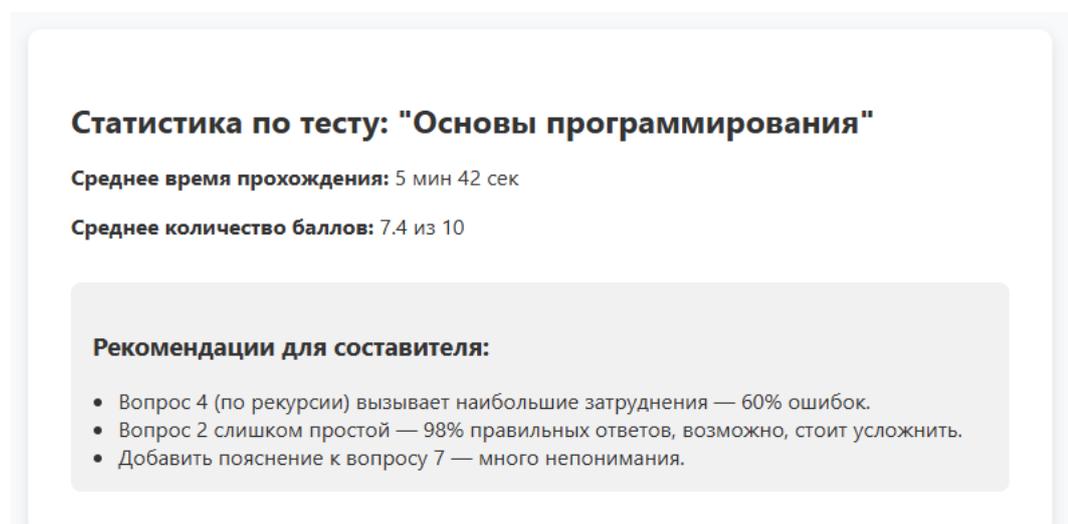


Рисунок 3. Пример окна статистики

Преимущества тестирования на платформе.

– персонализация: тесты подстраиваются под учащегося, что позволяет обеспечивать высокую эффективность обучения;

– мотивация: элементы геймификации и динамичные задания повышают интерес и вовлечённость;

– обратная связь: мгновенные результаты и объяснения ошибок помогают обучающимся быстрее корректировать свои знания;

– гибкость: платформа позволяет проводить тестирование как для индивидуального обучения, так и для групповых занятий.

Ограничения:

– зависимость от технологий: адаптивное тестирование требует стабильного интернета и поддерживающих устройств;

– не всегда может оценить творческий подход: несмотря на все возможности, тесты, особенно с множественным выбором, не всегда могут полноценно оценить творческое и нестандартное мышление обучающегося.

Также могут возникать общие проблемы тестирования, такие как ошибки в формулировке заданий, узкая направленность теста, охватывающего лишь часть материала, отсутствие логической последовательности в вопросах, нехватка времени на выполнение теста и другие подобные трудности [6].

Разработка многофункционального веб-сервиса для тестирования и интерактивных игр с использованием искусственного интеллекта может значительно улучшить образовательный процесс. Такой сервис помогает обучающимся более эффективно усваивать материал, предлагая адаптивные тесты и игровые элементы, которые делают обучение более интересным и вовлекающим.

Преподаватели, в свою очередь, получают удобные инструменты для мониторинга образовательного прогресса и адаптации заданий под нужды обучающихся. Искусственный интеллект помогает анализировать результаты и предлагать пути для улучшения знаний. Разработанный ресурс не привязан к конкретному предмету (дисциплине), поэтому педагоги могут его использовать в преподавании различных предметов у различного контингента обучающихся [7].

Список использованных источников:

1. Славинская, О. В. Осмысление технологий медиадидактики «цифровыми мигрантами» / О. В. Славинская, М. Н. Демидко // Вестник МГИРО. – 2018. – № 2(34). – С. 82-88.

2. Михайлова, Ф. Ф. Роль цифровизации образовательного процесса / Ф. Ф. Михайлова. // Молодой ученый. – 2023. – № 46 (493). – С. 9-11.

3. Сергеева Л.В. Клиповое мышление поколения z: методы развития творческого потенциала студентов // Вестник РУДН. 2020. №4.

4. Гедоло Д.С. Современные педагогические подходы в игровых технологиях в образовательном процессе начальной школы // Вестник науки. 2024. № 1(70). С. 414-423.

5. Забродина, Е. В. Online Test Pad как современное средство оценивания результатов обучения на уроках технологии / Е. В. Забродина, А. Д. Филяева. // Молодой ученый. — 2021. — № 49 (391). — С. 380-382.

6. Богатырская В. А. Особенности применения тестирования как метода педагогического контроля знаний студентов в образовательном процессе // Концепт. 2019. №V1.

7. Славинская, О. В. К вопросу о прогнозировании направлений развития искусственного интеллекта в области методического обеспечения образовательного процесса / О. В. Славинская, К. А. Радкевич, Н. С. Рябинин // Информационные радиосистемы и радиотехнологии-2024 : материалы открытой республиканской научно-практической интернет-конференции, Минск, 21–22 ноября 2024 г. / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники ; редкол.: В. А. Богущ [и др.]. – Минск, 2024. – С. 203–205.

UDC 37.02

MULTIFUNCTIONAL WEB SERVICE FOR TESTING AND INTERACTIVE GAMES USING ARTIFICIAL INTELLIGENCE

Ryabinin N.S.¹

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics¹, Minsk, Republic of Belarus

Slavinskaya V.V. – PhD in Pedagogical Sciences, Associate Professor

Annotation.In the period of digital transformation of education, the need for modern educational platforms is increasing. The article presents the author's web service for testing and interactive games using artificial intelligence. Its structure, functionality, approaches to testing and basic elements of gamification are described.

Keywords: adaptive learning, web service, gamification, interactive games, knowledge control, testing.

УДК 621.396

ЭФФЕКТИВНОСТЬ СПОСОБОВ СЛЕПОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В СРЕДСТВАХ ЦИФРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ С МНОГОКАНАЛЬНЫМИ ПРИЕМНЫМИ СИСТЕМАМИ

Сай Тун Тун, магистрант

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

Аннотация. Приведено краткое описание математической модели для исследования эффективности методов «слепой» обработки для средства цифровой радиосвязи с BPSK-сигналом. Методом математического моделирования исследована эффективность слепой обработки в средствах радиосвязи с многоканальными приемными системами.

Ключевые слова. Компьютерная модель, цифровая радиосвязь, многоканальная приемная система, алгоритмы слепой обработки, постоянный модуль огибающей, эффективность, вероятность битовой ошибки.

Введение

В цифровой радиосвязи широко используются сигналы с постоянным модулем огибающей (*Constant module* – CM-сигналы). К ним относятся BPSK, QPSK, M-PSK и FSK-сигналы [2]. Основные преимущества этих сигналов заключаются в низких требованиях к линейности усилительного тракта передатчика [2].

Помехоустойчивость линий цифровой радиосвязи в сложных ситуациях функционирования, например, за счет нарушения условий электромагнитной совместимости, может быть достигнута за счет использования многоканальных приемных систем [3,4]. Многоканальные приемные системы обеспечивают компенсацию мешающих источников сигналов и помех за счет формирования «нулей» диаграммы направленности адаптированного приемного канала в требуемых направлениях [4]. Оптимальный алгоритм обработки требует наличие опорного сигнала или априорных данных о параметрах диаграмм направленности приемных каналов и угловых координатах передатчика радиолинии. Это возможно только в редких случаях, что определяет интерес к алгоритмам обработки, для которых такая информация не нужна, в частности, к алгоритмам «слепой» обработки или CM-алгоритмам. Эти алгоритмы используют только факт того, что модуль огибающей полезного сигнала является постоянной величиной [1,4]. Необходимость знания угловых координат передатчика радиолинии и параметров антенной системы отсутствует.

Цель статьи – исследование эффективности алгоритмов слепой обработки методом математического моделирования.

Краткое описание компьютерной модели для исследования эффективности методов «слепой» обработки для средства цифровой радиосвязи с BPSK-сигналом

Структура разработанной компьютерной модели приведена на рисунке 1. Основные шаги по формированию принимаемой реализации: генерация передаваемого BPSK-сигнала с учетом формирующего фильтра «корень из приподнятого косинуса» (RRC) с заданным коэффициентом скругления и доплеровского сдвига частоты; моделирование принимаемой реализации на выходе многоканальной приемной системы с учетом внешних помех и внутренних шумов. Далее моделируется работа адаптивных алгоритмов пространственной обработки, которые настраивают веса элементов антенной решетки для максимизации отношения сигнал/шум (SNR) и минимизации помех. После весовой обработки сигнал декодируется с использованием схемы Костаса для восстановления несущей и формирования опорного сигнала, затем воспроизводится работа демодулятора и оценивается вероятность битовой ошибки.

Фильтр «корень из приподнятого косинуса» (RRC) – это фильтр Найквиста, используемый для устранения межсимвольных помех (ISI) в цифровых системах связи [2]. Частотная характеристика квадратного корня используется для разделения спектра фильтра «приподнятый косинус» между передатчиком и приемником (согласованная фильтрация). Благодаря объединению формирования импульса с адаптивным формированием луча достигается надежная работа в условиях помех и эффектов Доплера. Настройка коэффициента скругления β , числа отсчетов на символ (бит) sps и длины импульсной характеристики фильтра Len_l в символах (битах) позволяет настраиваться под конкретные требования к полосе пропускания и уровню межсимвольной интерференции. Кроме того, при формировании сигнала с учетом ограниченной полосы канала нарушаются требования к постоянству амплитудной огибающей принимаемого сигнала, что требует отдельного исследования в рамках реализации слепой обработки.



Рисунок 1 – Структура компьютерной модели приемника цифровой радиосвязи с многоканальной системой приема и «слепой» обработкой

Для моделирования обработки сигнала на передачу и прием использована встроенная функция пакета *Signal Processing and Communication* в *MatLab* со следующим синтаксисом:

$$\text{rcosdesign}(\text{beta}, \text{Lenl}, \text{sps}, \text{'sqrt'}),$$

где beta – коэффициент скругления (спада) ($0 \leq \beta \leq 1$), причем при $\beta=0$ ширина спектра минимальна, но амплитудная огибающая сигнала максимально искажена по сравнению с постоянным уровнем, при $\beta=1$ ширина спектра минимальна, но отклонения амплитудной огибающей от постоянного уровня минимально (типичным значением является при $\beta=0,3$, когда использует 30% дополнительной полосы пропускания); Lenl – длина импульсной характеристики в битах, при этом длина импульсной характеристики в отсчетах составит $\text{Lenl} \times \text{sps}$; sps – число отсчетов на символ (частота передискретизации входного потока символов); 'sqrt' – указывает на *RRC*-фильтр [2].

Назначение функции – создает импульсную характеристику фильтра *RRC*, которая гарантирует, что комбинированная характеристика канала является приподнятым косинусом.

На выходе фильтрации передатчика, ограниченный по полосе сигнал с контролируемой *ISI* и спектральной эффективностью [2].

На входе приемника выполняется согласованная фильтрация с использованием того же фильтра *RRC*, и комбинированная характеристика *Tx/Rx* становится приподнятым косинусом, то есть фильтром Найквиста с заданными параметрами межсимвольных искажений.

В компьютерной модели реализованы следующие способы слепой обработки:

A1 - рекурсивный стохастический слепой LMS-алгоритм [1,4];

A2 - стохастический слепой LMS-алгоритм на заданном времени адаптации (реализуется алгоритм A1 с последующим применением конечных результатов адаптации ко всей выборке);

A3 – прямой слепой алгоритм по выборке заданного объема [1,4];

A4 –слепой алгоритм на основе собственных векторов оценки корреляционной матрицы с дополнительной операцией обнаружения несущей.

В качестве основного показателя эффективности обработки выбрана вероятность битовой ошибки (*BER*).

Компьютерная модель реализована в виде набора скриптов в *MatLab*, объединяемых через экранное приложение с развитым интерфейсом, выполненное с использованием *App Designer*. Вид главной вкладки «Параметры» показан на рисунке 2. На главной вкладке задаются параметры кольцевой антенной решетки средства цифровой радиосвязи, источников полезного сигнала и помех, тип и параметры обработки. Дополнительные вкладки «Геометрия AP», «Передаваемый PSK-сигнал» и «Принимаемый PSK-сигнал» используются для визуализации и проверки правильности моделирования. Вид вкладок с результатами моделирования и иллюстрация состава выводимой информации показаны на рисунках 3 и 4.

На вкладку, приведенную на рисунке 3, последовательно выводятся: результат возведения сигнала в квадрат, сигнал на выходе фильтра нижних частот, спектр сигнала и сформированный опорный сигнал – гармоническое колебания. По этим сигналам (и, особенно, по форме опорного сигнала) можно судить о качестве функционирования приемника. На вкладку, изображенную на рисунке

4, выводится спектр входного сигнала приемника после весовой обработки и фильтра Найквиста, огибающая, квадратурные составляющие и фаза принимаемого сигнала.

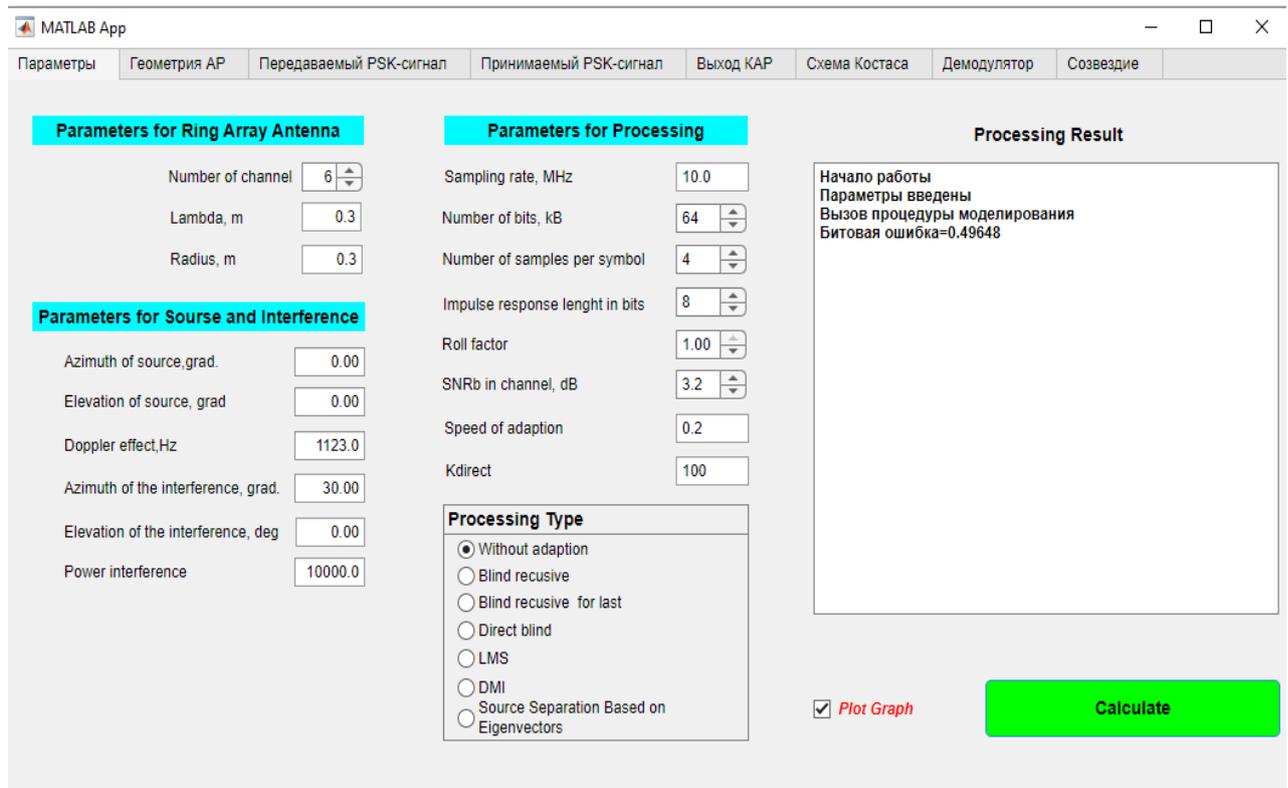


Рисунок 2 – Вид главной вкладки интерфейса компьютерной модели

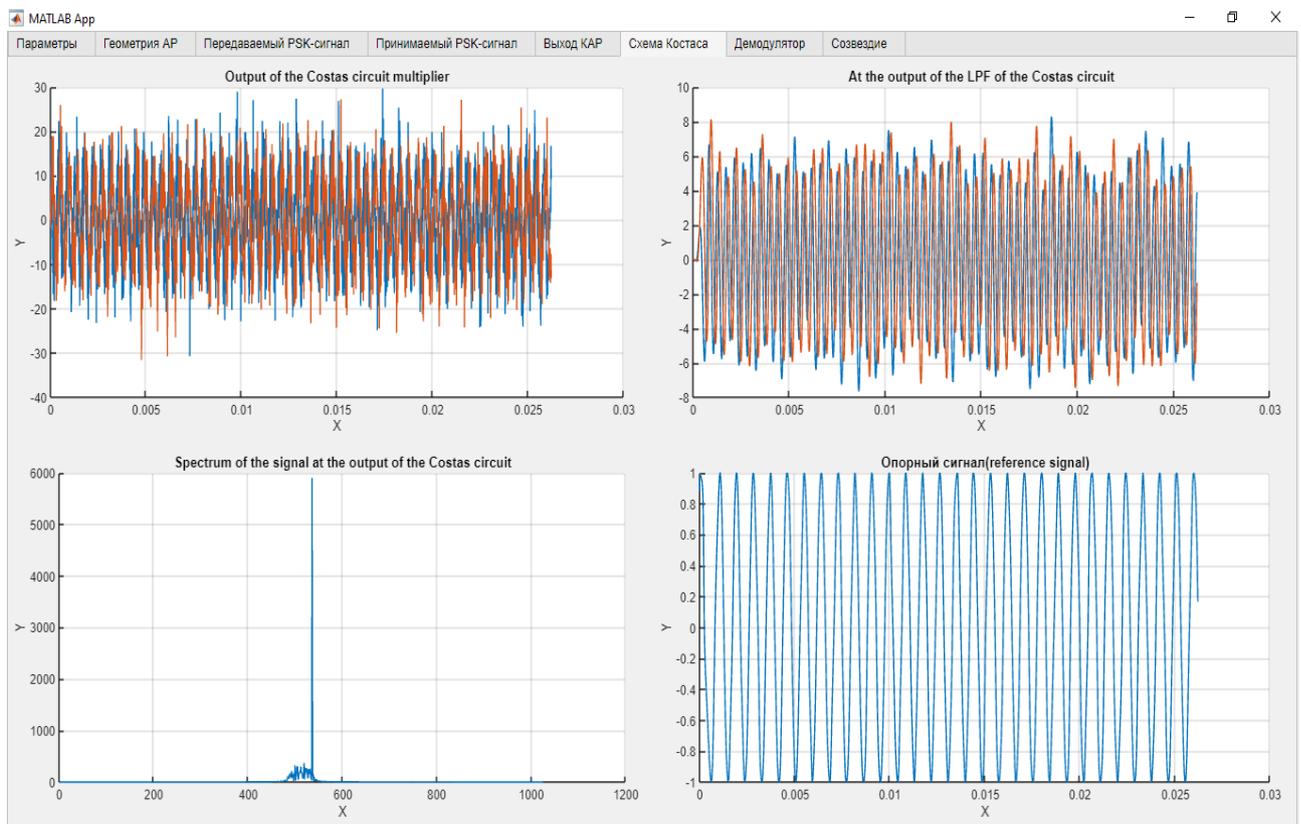


Рисунок 3 -Вид вкладки «Схема Костаса»

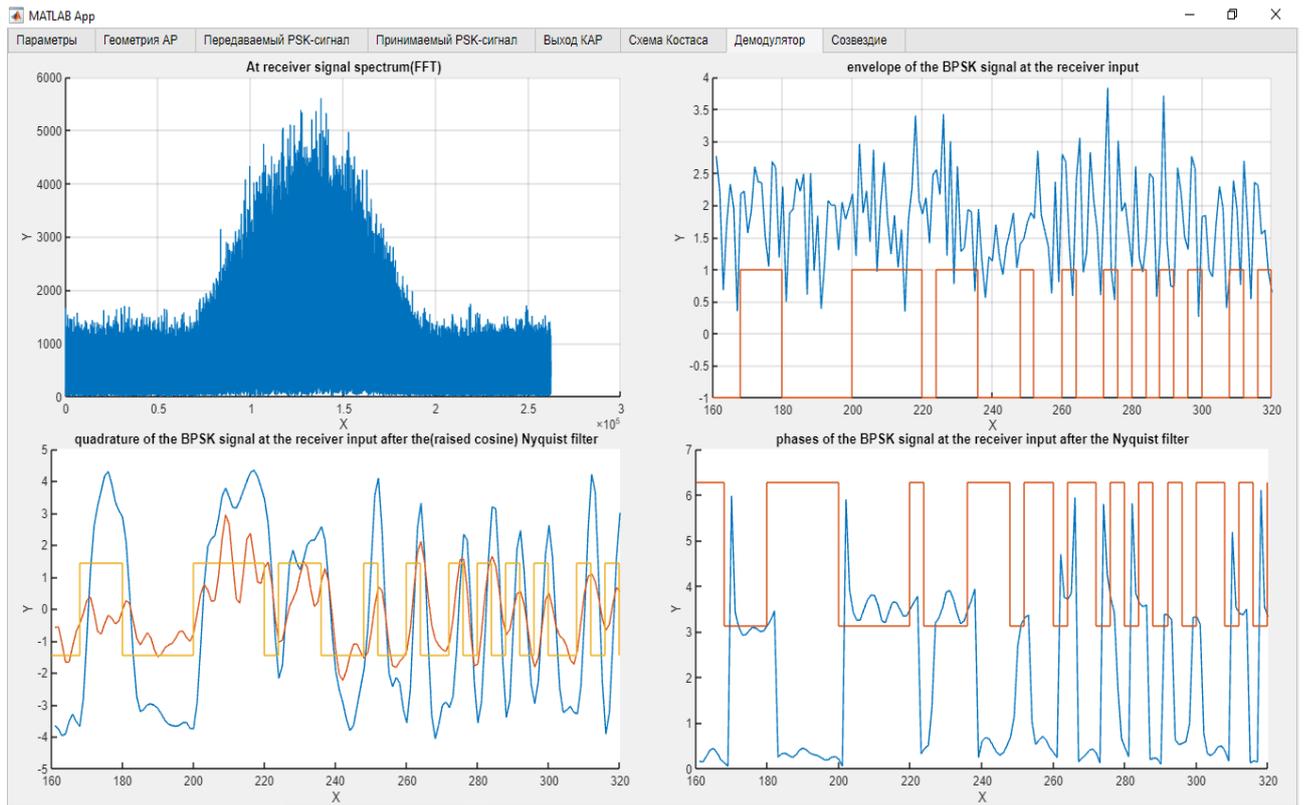


Рисунок 4 -Вид вкладки «Демодулятор»

Результаты исследования эффективности слепой обработки сигналом методом компьютерного моделирования

При исследовании эффективности принимались следующие исходные данные:

- радиус круговой антенной решетки 0,3 м при числе приемных вибраторов 6;
- длина волны 0,3 м;
- объем выборки BPSK-сигнала 256 кБит; число отсчетов на бит 4; длина импульсной характеристики *RRC*-фильтра 8 бит; фактор скругления 1,0; частота дискретизации 10 МГц; длительность выборки (максимальное время адаптации) 105 мс;
- отношение сигнал/внутренний шум на выходе приемного канала составляет 5,7 дБ (отношение сигнал/шум при фазировании решетки в направлении полезного сигнала составит 13,5 дБ);
- отношение помех/внутренний шум на выходе приемного канала составляет 20 дБ (демодуляция и прием сигнала без адаптации невозможны);
- параметр скорости адаптации [1] для алгоритмов А1 и А2 выбирался равным 0,01...0,05;
- число отсчетов при адаптации и при формировании выборочной корреляционной матрицы для алгоритмов А3, А4 составляет 1024 (длина выборки для адаптации 256 бит).

Результаты исследования в виде созвездий сигналов на выходе демодулятора для одной из принимаемых реализаций (угловое отклонение сигнала от помехи 30°) приведены на рисунке 5.

Из рисунка 5 видно, что принимаемые символы практически полностью разделены для алгоритмов А2, А3 и А4, и частично разделены для алгоритма А1.

В таблице приведены результаты расчетов *BER* для алгоритмов слепой адаптации по 10 реализациям, каждая из которых имела длину 256 кБит.

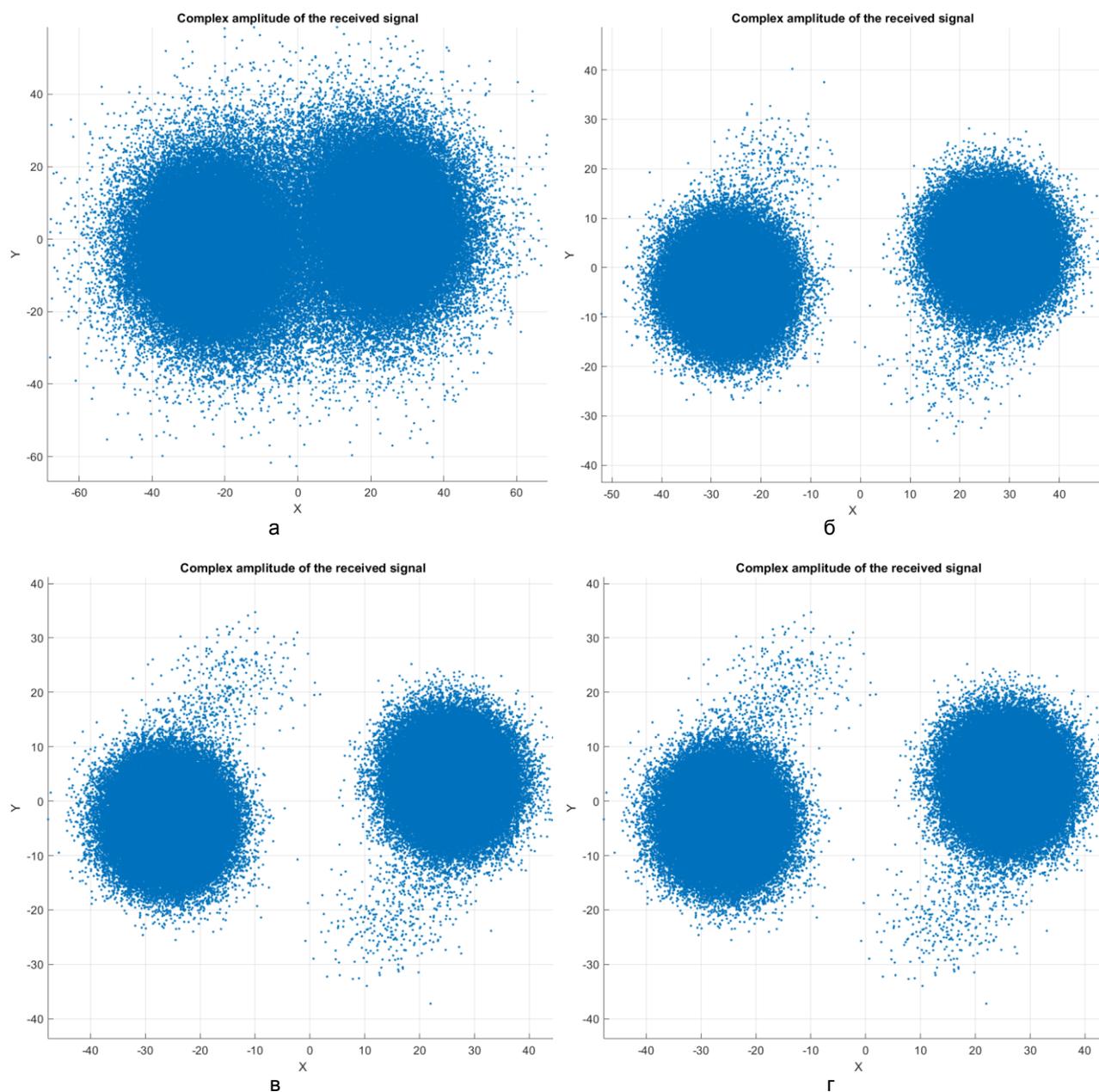


Рисунок 5 – Сигнальные созвездия на выходе демодулятора в одной из реализаций:
 а – алгоритм А1; б - алгоритм А2; в - алгоритм А3; г - алгоритм А4

Таблица 1 – Результаты оценки вероятности суммарной ошибки

№	Вид алгоритма слепой адаптации	Вероятность ошибки (BER)
1	Без адаптации (фокусировка приемной системы в направлении полезного сигнала)	0,496
2	А1 - рекурсивный стохастический слепой LMS-алгоритм	0,224
3	А2 - стохастический слепой LMS-алгоритм на заданном времени адаптации	0,0006
4	А3 – прямой слепой алгоритм по выборке заданного объема	0,0010
5	А4 – слепой алгоритм на основе собственных векторов оценки корреляционной матрицы с обнаружением несущей	0,0003

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы:

- для алгоритмов слепой адаптации А1-А3, которые непосредственно используют факт постоянства амплитудной огибающей, минимальное отношение сигнал/шум на выходе пространственной обработки составляет 13...14 дБ, что примерно на 3 дБ больше отношения сигнал/шум 10,5 дБ, необходимого для приема BPSK-сигнала при $BER=10^{-6}$; для алгоритма на основе собственных векторов требуемое отношение сигнал/шум не изменяется;

- устойчивое функционирование рекурсивного стохастического слепого LMS-алгоритма А1 наблюдалось при параметре скорости сходимости 0,01...0,05; алгоритм обеспечивает стабильную сходимость за долю времени 0,2...0,3 от объема выборки; алгоритм характеризуется более медленной адаптацией по сравнению с прямыми методами, но его простота (по числу операций за один такт) делает его подходящим для систем реального времени при ограниченной производительности средств обработки; однако алгоритм А1 недостаточно эффективен в сценариях с высоким уровнем помех;

- рекурсивный стохастический слепой LMS-алгоритм А2 с выбором весового вектора по последнему отсчету имеет, очевидно, те же свойства, что и алгоритм ФА1, но обеспечивает более высокую эффективность за счет использования конечных результатов адаптации; но, так как результат адаптации формируется с задержкой, этот алгоритм может быть использован только в случаях, когда такая задержка допустима;

- прямой слепой алгоритм по выборке заданного объема А3 обеспечивает работоспособность при малой выборке из порядка 128...256 бит, но его вычислительная сложность существенно выше, чем для алгоритмов А1 и А2;

- слепой алгоритм на основе собственных векторов оценки корреляционной матрицы с обнаружением несущей А4 имеет наибольшую эффективность, но и наиболее высокие вычислительные затраты, связанные с оценением корреляционной матрицы процессов на выходе приемных каналов, вычислении собственных значений и собственных векторов, а также весовых векторов системы обработки, циклической адаптации на каждый из возможных источников (в порядке убывания собственных значений) и обнаружении несущей; ввиду высоких вычислительных затрат этот алгоритм может быть рекомендован для первоначальной адаптации в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки.

Список использованных источников

1. Саи Тун Тун. Модель и результаты исследования эффективности слепой обработки сигналов в адаптивных антенных системах средств цифровой радиосвязи / Саи Тун Тун // Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2024: материалы открытой республиканской науч.-практ. интернет-конф. (Респ. Беларусь, Минск, 21–22 нояб. 2024 г.) / редкол.: В. А. Бозуш [и др.]. – Минск : БГУИР, 2024. – С 216-220.

2. John R. Barry, Edward A. Lee, David G. Messerschmitt. *Digital Communication: Third Edition*, Springer, 2003. – 855 p.

3. Уидроу, Б. Адаптивная Обработка Сигналов / Б. Уидроу, С. Стирнз ; пер. с англ. - М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.

4. Джиган, В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. – М.: Техносфера, 2013. – 528 с.

UDC 621.396

EFFICIENCY OF BLIND SIGNAL PROCESSING METHODS IN DIGITAL RADIO COMMUNICATION WITH MULTICHANNEL RECEIVING SYSTEMS

Sai Tun Tun, Master's student

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

Annotation. A brief description of the mathematical model for studying the efficiency of "blind" processing methods for digital radio communication with BPSK signal is given. The efficiency of blind processing in radio communication facilities with multichannel receiving systems is studied by the method of mathematical modeling.

Keywords. Computer model, digital radio communication, multichannel receiving system, blind processing algorithms, constant envelope modulus, efficiency, bit error probability.

БЕЗОПАСНОСТЬ И ЗАЩИТА ДАННЫХ В СИСТЕМЕ "УМНЫЙ ДОМ": КОМПЛЕКСНЫЙ ПОДХОД К ЗАЩИТЕ ИНФОРМАЦИИ И ДАННЫХ

Сидляревич А.С.

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

Дворникова Т.Н.—магистр физических наук

Современные системы "умный дом" требуют надежной защиты от несанкционированного доступа и атак. Уязвимость отдельных устройств может привести к серьезным последствиям, включая кражу данных, дистанционное управление и повреждение оборудования. Разработанное решение для обеспечения безопасности систем "умный дом" на базе ESP32 представляет собой комплекс аппаратных и программных мер, направленных на минимизацию рисков.

Системы "умный дом" предлагают удобство и комфорт, но несут риски для безопасности и конфиденциальности данных. Постоянный сбор информации о жизни пользователя делает такие системы привлекательной целью для киберпреступников. Эта статья рассматривает ключевые аспекты защиты данных в контексте белорусского законодательства, анализирует распространенные уязвимости и предлагает комплексные стратегии защиты.

Законодательная база Беларуси: Обработка персональных данных в системах "умный дом" регулируется Законом "О защите персональных данных", определяющим принципы обработки данных, права пользователей и ответственность за нарушения. Декрет Президента № 8 "О развитии цифровой экономики" (2017 г.) дополнительно регулирует эту сферу. Ответственность за соблюдение законодательства лежит на владельце системы.

Уязвимости и угрозы: Системы "умный дом" представляют собой сложную сеть взаимосвязанных устройств, уязвимых на разных уровнях: аппаратном (дефекты производства, некачественные компоненты), программном (уязвимости в коде, вредоносное ПО) и сетевом (незащищенные протоколы, слабая аутентификация). Это создает ряд угроз: несанкционированный доступ (взлом паролей, использование уязвимостей, фишинг, атаки "человек посередине"), кража данных (местоположение, привычки, финансовые транзакции, аудио- и видеозаписи), атаки типа "отказ в обслуживании" (DoS), подмена данных, физический доступ к устройствам и внутренние угрозы (несанкционированный доступ со стороны сотрудников или партнеров).

Защита отдельных устройств: Критически важно обеспечить безопасность каждого устройства. Для "умных" камер видеонаблюдения необходимы сильные пароли, шифрование видеопотока (HTTPS, RTSP с TLS), регулярные обновления прошивки, двухфакторная аутентификация и фаерволы. "Умные" замки требуют надежной криптографической защиты, сильных паролей и регулярных обновлений. "Умные" колонки требуют отключения микрофона при неиспользовании, сильных паролей и ограничений доступа к приложениям. "Умные" термостаты и розетки нуждаются в сильных паролях, регулярных обновлениях прошивки и отключении удаленного доступа, когда это не требуется.

Комплексные стратегии защиты: Эффективная защита требует многоуровневого подхода. Необходимо использовать сильные и уникальные пароли для каждого устройства, регулярно обновлять прошивку, использовать двухфакторную аутентификацию, VPN для шифрования трафика, сегментацию сети для ограничения доступа, мониторинг сети для выявления подозрительной активности, выбирать надежных производителей, ограничивать доступ к Wi-Fi сети, использовать брандмауэр, антивирусное ПО и проводить регулярные проверки безопасности. Обучение пользователей правилам безопасного использования системы также крайне важно.

Пример защиты системы на базе ESP32: Рассмотрим систему, включающую "умную" розетку, датчик температуры и влажности, и "умную" лампочку, управляемые через центральное приложение. Защита включает в себя: физическую защиту устройств, использование безопасной прошивки ESP32, шифрование данных (TLS/SSL), сильные пароли и двухфакторную аутентификацию, регулярные обновления, надежную обработку ошибок, сильный пароль Wi-Fi, брандмауэр, сегментацию сети, защиту приложения от обратного инжиниринга, безопасную авторизацию, регулярные обновления приложения, систему мониторинга сети и план реагирования на инциденты.

Заключение: Безопасность "умного дома" – это непрерывный процесс, требующий комплексного подхода. Техническая защита, правила эксплуатации и постоянное обучение – ключ к защите вашей информации и имущества. Не пренебрегайте безопасностью, так как она напрямую связана с вашим комфортом и безопасностью окружающих.

Список использованных источников:

1. Бирюков А.А. Информационная безопасность: защита и нападение, 2017. – 434 с.
2. Калабеков Б.А. Цифровые устройства и микропроцессорные системы, М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 336 с.
3. Национальная система обеспечения кибербезопасности [Электронный ресурс]. – Электронные данные. – Режим доступа: <https://www.oac.gov.by/activity/cybersecurity-centers-list>.

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПОРОГОВОГО КРИТЕРИЯ

Соколовский А.С.

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

Митюхин А.И. – доцент (научн. рук.)

Рассматривается метод цифровой обработки 2D коррелированных данных на основе порогового критерия. Метод обработки 2D данных позволяет повысить эффективность передачи изображений для решения задач, связанных с наблюдением и распознаванием объектов интереса, в частности, экологического и сельскохозяйственного характера.

Регулярный контроль видеографической информации в поле изображений, полученных с использованием многозональной и многополяризационной съемки, как правило, требует значительных вычислительных и аппаратных затрат. Контроль, связанный с решением практических задач классификации объектов интереса с определенными пространственными свойствами желательно осуществлять за минимально возможное время.

Представлены результаты исследования метода обработки 2D коррелированных данных, который улучшает технические характеристики систем передачи и обработки 2D бинарных изображений. Метод реализует обработку на основе выполнения двух этапов эффективного кодирования изображения: пространственного и координатного ДПФ-подобного преобразования на дискретной сетке.

В качестве данных рассматривались бинарные изображения $g(x, y) \in \hat{\square}$ где (x, y) – координаты декартова произведения $\hat{\square}$. Все пиксели изображения находятся на краю области объекта наблюдения и соответствуют n бинарным точкам. Для представления и описания исходных данных в виде координат требуется $2n$ целых десятичных чисел. Величину $2n$ можно уменьшить в два раза, если бинарные точки объекта кодировать 4-связным кодом [1] или с помощью полигональной аппроксимации. Первый этап кодирования 4-связным кодом позволил уменьшить размер входа каждой бинарной точки с 8-чипов до 3-чипов. Вычислительный выигрыш составил величину 2,66. Второй этап эффективного кодирования выполняется с применением действительного преобразования с разложением по дискретным функциям Хартли. Коэффициенты преобразования для 2D последовательности 4-связного кода определяются выражением

$$\hat{G} = \mathbf{HGH}, \quad (1)$$

где \mathbf{G} – матрица 4-связного кода,

\mathbf{H} – матрица функций разложения.

Восстановления исходных данных определяется как

$$\mathbf{G} = \frac{1}{n^2} \mathbf{H} \hat{\mathbf{G}} \mathbf{H}. \quad (2)$$

После перехода в область коэффициентов преобразования выполняется процесс адаптивной фильтрации с использованием порогового критерия. Передаче по каналу связи подлежат коэффициенты (1) со значением дисперсии выше выбранного порога. Экспериментальные исследования метода по восстановлению (2), проведенные в операционной среде MATLAB, показали, что при выборе значения порога соответствующего величине среднеквадратической ошибки $\varepsilon \approx 0$ эффективность обработки оценивалась как $K \approx 1,13$ бит на пиксель.

Выводы. 1. Метод не требует использования сложных математических структур для представления и описания исходных данных.

2. С минимальными вычислительными и аппаратными затратами можно получить дескрипторы площади, периметра, формы наблюдаемого объекта интереса.

3. Подход может использоваться в медицинской диагностике, в частности для анализа гистологических изображений, поиска характерных для болезни контуров.

Список использованных источников:

1. *Compressing the geospatial data of testing grounds* / A. Mitsiukhin / WSEAS Transactionson Environmentand Development, ISSN: 1790-5079 E-ISSN: 2224-3496 Volume 19, 2023, Art. #125. Pages: 1386-1391DOI: 10.37394/232015.2023.19.125.

АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ТЕСТИРОВАНИЯ НА ТЕМУ ГРАФИКИ И ЗВУКА

Солодуха А.И.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск, Республика Беларусь

Рябычина О.П. – канд. тех. наук

В статье производится анализ ответов на тест, выданных студентам направления геймдизайна перед началом изучения дисциплины «Программирование графики и звука». Тест нацелен на выявление слабых сторон студентов по отношению к тематике. Также в статье выдвинуты предположения, почему некоторые вопросы являлись крайне тяжёлыми для опрашиваемых.

В играх, кино, научном и конструкторском моделировании, рекламе и презентациях графика и звук являются неотъемлемыми частями процесса использования компьютера [1]. Без сомнений, в современном мире, они – искусство. Их программирование становится таким же важным этапом, как заложение базовой логики работы программы. Вследствие этого, каждый юный разработчик должен представлять, каким образом это достигается.

Для проверки текущих знаний по теме перед началом курса «Программирование графики и звука» студентам был выдан тест. Его главная цель – узнать, где студенты испытывают наибольшие проблемы с материалом и углубить программу в тех местах, где это необходимо.

Тест состоит из десяти вопросов, половина из которых посвящена вопросам из категории графики, а вторая – из категории звука. Каждый вопрос предлагает три ответа, где верным является только один вариант. Тематика вопросов затрагивает как используемое программное обеспечение, так и «железо».

В тестировании приняло участие 76 студентов. Результаты тестирования представлены в таблице 2 в количественном и процентном соотношении неправильно ответивших на вопрос студентов. Проценты округляются до десятых.

Таблица 2 – Результаты тестирования студентов

№ вопроса	Секция графики		№ вопроса	Секция звука	
	(чел.)	(%)		(чел.)	(%)
1	5	6,5	6	1	1,3
2	0	0	7	1	1,3
3	1	1,3	8	21	27,6
4	1	1,3	9	24	31,6
5	0	0	10	34	44,7

Исходя из ответов студентов на вопросы из секции графики, следует предположить, что дело в обычной человеческой невнимательности, так как процент неверных ответов крайне мал, а неверный ответ имеет похожую формулировку на верный. При этом на два вопроса из пяти все опрошенные студенты ответили верно.

Что касается категории звука, первые два вопроса не вызвали никакой сложности у испытуемых. Со следующей тройкой вопросов дела обстоят значительно хуже. Такие показатели могут говорить об огромной пропасти знаний студентов на тему звука. Связано это может быть с незаинтересованностью темой создания и программирования звука. При этом, следует предположить, незаинтересованность не связана с отдалённостью молодёжи от музыки – самого естественного проявления искусства звука в современном мире [2], а наоборот, сейчас большинство использует любой момент, чтобы её послушать, достаточно посмотреть на большое количество носящих наушники людей на улице. Скорее, дело обстоит в том, что молодёжь не знает, какие инструменты используются для работы со звуком, и не интересуется процессом создания музыки, вследствие чего и возникает отсутствие знаний.

Из всего вышесказанного можно сделать вывод, что категория графики для абсолютного большинства опрошенных является довольно-таки знакомой темой. Неверные ответы являются лишь незначительными отклонениями и практически не влияют на статистику правильных ответов. В свою очередь вопросы из раздела звука озадачивают значительную часть студентов. Предположительно, основным фактором возникновения проблемы стала невовлечённость студентов, вследствие чего и возникает такая пропасть в знаниях.

Список источников

1. Кукин, Д. П. Программирование графики и звука: учебная программа / Д. П. Кукин, О. В. Гуревич. – БГУИР, 2019. 17с.
2. Музыка и звуки: что это и зачем нужно / URL: <https://sky.pro/wiki/lifestyle/muzyka-i-zvuki-chto-eto-i-zachem-nuzhno/>

МЕТОД ИЗВЛЕЧЕНИЯ АЛГОРИТМОВ БПУ

Со П'яе П'юо Паинг. магистрант

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск, Республика Беларусь

А.А.Будько— кандидат технических наук, доцент.

Аннотация: В тезисе рассматривается метод получения алгоритмов быстрых спектральных преобразований Уолша (БПУ) и факторизации матриц Уолша в различных системах упорядочения, основанный на представлениях преобразований Уолша с помощью мультипликативных итерационных уравнений [1].

Ключевые слова: функции Уолша, алгоритмы БПУ.

Одной из основных операций при обработке информации в базисе функций Уолша является вычисление коэффициентов преобразования. Вычисление коэффициентов преобразования в базисе функций Уолша осуществляется с помощью алгоритмов БПУ. К настоящему времени известен ряд алгоритмов БПУ. Все эти алгоритмы требуют одно и то же количество операций, а именно $N \cdot \log_2 N$. Особое место занимают так называемые “замечательные” алгоритмы, это алгоритмы типа «бабочка» позволяющие осуществлять вычисления на местах экономя память, алгоритмы имеющие одинаковый вид на каждой итерации и др. Выбор того или иного алгоритма зависит от решаемой задачи, от возможностей практической реализации. В базисе функций Уолша используются четыре системы упорядочения функций: Уолша-Адамара, Уолша-Пэли, Уолша-Качмажа и Уолша-Трахтмана. Для каждой системы упорядочения известны выражения в экспоненциальной форме для определения элементов матриц Уолша. На базе этих выражений можно записать мультипликативные итерационные уравнения для преобразований Уолша. Например, в системе упорядочения Уолша-Пэли это уравнение будет выглядеть следующим образом

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

$$\dots \sum_{v_1=0}^1 (-1)^{u_n v_1} \bar{y}(v_n \dots v_1)$$

Расчет уравнения может быть выполнен в виде набора итераций. На первой итерации

$$\bar{y}_1(u_n, v_{n-1} \dots v_1) = \sum_{v_1=0}^1 (-1)^{u_n v_1} \bar{y}(v_n \dots v_1)$$

$$\bar{y}_2(u_n, u_{n-1}, v_{n-2} \dots v_1) = \sum_{v_2=0}^1 (-1)^{u_{n-1} v_2} \bar{y}_1(u_n, v_{n-1} \dots v_1)$$

Расчет преобразований Уолша будет закончен после n итераций.

Благодаря свойствам этого уравнения порядок выполнения итераций при вычислении коэффициентов преобразования может быть произвольным, а это позволяет получать различные алгоритмы БПУ, в том числе ‘замечательные’. В тезисе представлены результаты исследований и алгоритмы БПУ, полученные в базисе Уолша-Пэли и Уолша-Качмажа.

Список источников

1. Shanks I.L. Computation of the Fast Walsh-Fourier transform. – “IEEE Trans.”, May 1969, v.C-18.

Могут быть рассчитаны как:

и

с
о
с
т
а
в
н
я
ю
в
д
й
е
р
р
а
ц
и
и

с
о
с
т
а

КРИТЕРИЙ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ ПРИЕМНОГО ОБОРУДОВАНИЯ РЭС РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СЛУЖБЫ

Со Тиха. магистрант

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

г. Минск, Республика Беларусь

Козел В.М. – канд. техн. наук, доцент каф. ИРТ

Аннотация: систематизировать критерии оценки помехозащищенности, методы их расчёта и практическое применение.

В современных условиях радиолокационных систем (РЭС) важным аспектом является защита приемного оборудования от непреднамеренных помех. Эти помехи могут значительно снижать эффективность работы радиолокационных систем, что делает актуальным исследование критериев их помехозащищенности. Ниже изложены ключевые этапы его реализации:

1. Основные понятия

Критерий помехозащищенности можно определить как коэффициент сжатия, который представляет собой отношение дальности действия радиолокационной системы в условиях помех к дальности действия в условиях безпомехового функционирования. Этот коэффициент позволяет оценить, насколько сильно помехи влияют на работу системы.

2. Моделирование помехового воздействия

В условиях непреднамеренных помех максимальная дальность действия системы может быть определена через увеличение уровня шума на входе приемного устройства. Уровень шума, вносимого помеховым воздействием, значительно влияет на показатели работы радиолокационных систем. Увеличение уровня шума на выходе приемного устройства не должно превышать 1 дБ или 0,5 дБ, что соответствует допустимым значениям помехового воздействия.

3. Рекомендации и стандарты

Согласно рекомендациям ITU и требованиям ГШ ВС Республики Беларусь, коэффициент сжатия должен превышать значения 0,94 или 0,97 соответственно. Эти рекомендации позволяют установить пороговые значения, которые обеспечивают надежность и эффективность работы радиолокационных систем в условиях существующих помех.

4. Практическое применение

Понимание критериев помехозащищенности и их применение в проектировании радиолокационных систем позволяет создать более устойчивые и эффективные устройства. Это особенно актуально в условиях повышенной помеховой обстановки, где традиционные методы могут оказаться недостаточными.

Таким образом, критерии помехозащищенности приемного оборудования РЭС радиолокационной службы играют ключевую роль в обеспечении надежности и эффективности работы систем. Разработка и внедрение этих критериев в практику позволяют повысить устойчивость радиолокационных систем к помехам и, следовательно, улучшить их эксплуатационные характеристики.

Будущие исследования могут быть направлены на разработку новых методов оценки помехозащищенности, а также на оптимизацию существующих систем для повышения их устойчивости к помехам. Важно продолжать изучение влияния различных факторов на помехозащищенность и адаптировать существующие стандарты к новым условиям эксплуатации радиолокационных систем.

Таким образом, представленный материал подчеркивает важность изучения критериев помехозащищенности для обеспечения успешной работы радиолокационных систем в условиях современного информационного пространства.

Список использованных источников:

1. ETSI TS 136 104 V12.5.0 (2014-10) LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (3GPP TS 36.104 version 12.5.0 Release 12).
2. ETSI TS 125 101 V12.5.0 (2014-10) Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); User Equipment (UE) radio transmission and reception (FDD) (3GPP TS 25.101 version 12.5.0 Release 12).
3. ETSI TS 125 104 V12.4.0 (2014-10) Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Base Station (BS) radio transmission and reception (FDD) (3GPP TS 25.104 version 12.4.0 Release 12).

КРИТЕРИЙ БЕСПОМЕХОВОЙ РАБОТЫ ЗЕМНОЙ СТАНЦИИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГЕОСТАЦИОНАРНОЙ ОРБИТЫ

То Лвин Хтун. магистрант

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

Козел В М – канд. тех. наук, доцент

Аннотация. Определен допустимый уровень напряженности электромагнитного поля непреднамеренных помех, создаваемых базовыми станциями сетей связи IMT 2020, обеспечивающий беспомеховую работу приемных средств земных станций фиксированной спутниковой связи диапазона С.

Степень помехового влияния на земные и космические станции систем связи с использованием геостационарной орбиты определяется степенью деградации эквивалентной шумовой температуры [*1-*6]. Допустимая деградация эквивалентной шумовой температуры зависит от типа создающей помеховое воздействие радиослужбы [*6]. При этом, для полной совокупности помех допустимая деградация составляет 32% или 27% эквивалентного шума в условиях чистого неба. Такое распределение соответствует ухудшению отношения сигнала к тепловому шуму примерно на 1,2 дБ или 1,0 дБ у систем, испытывающих воздействие помех, не применяющих и применяющих повторное использование частот, соответственно. Вклад в совокупную деградацию эквивалентной шумовой температуры в зависимости от типа службы создающей помеховое воздействие определяется следующим образом:

помехи от систем фиксированной спутниковой службы, включая негеостационарные системы фиксированной спутниковой службы, могут составлять 25% от системного шума [*2, *7];

помехи от систем фиксированной службы и других служб, которым полосы распределены на первичной основе, могут составлять 6% от системного шума в условиях чистого неба;

помехи от других источников могут составлять 1% от системного шума в условиях чистого неба.

Таким образом допустимая деградация эквивалентной шумовой температуры в случае помех от сухопутной подвижной службы должны составлять не более 6%.

$$\frac{\Delta T}{T_{\text{ш}}} = 0,06,$$

где ΔT – деградация эквивалентной шумовой температуры;

$T_{\text{ш}}$ – эквивалентная шумовая температура приемной системы земной станции.

Эквивалентная шумовая температура приемной системы земной станции определяется множеством факторов: шумовой температурой тепловых шумов, шумовой температурой приемной антенны, шумовой температурой радиочастотной линии передачи между антенной и усилителем высокой частоты, шумовой температурой усилителя высокой частоты и его коэффициента усиления, шумовой температурой первого преобразователя частоты.

Для получения упрощенной оценки эквивалентной шумовой температуры приемной системы (своеобразной нижней границы) исключим из рассмотрения шумы линии передачи между антенной и усилителем высокой частоты и шумы первого преобразователя частоты, тогда эквивалентную шумовую температуру приемной системы земной станции можно записать следующим образом:

$$T_{\text{ш}} = 290 + T_A + T_{LNA},$$

где 290 – стандартная температура тепловых шумов, К;

T_A – шумовая температура приемной антенны (для С диапазона около 10К);

T_{LNA} – шумовая температура малошумящего усилителя высокой частоты или преобразователя частоты, К (100К для Р443 и 20К для Аурига 1.2В).

В соответствии с вышеизложенным, допустимая деградация эквивалентной температуры составляет:

$$\Delta T = 0.06(290 + 10 + 100) \cong 24 \text{ К} - \text{ для земной станции Р443,}$$

и

$$\Delta T = 0.06(290 + 10 + 20) \cong 19 \text{ К} - \text{ для земной Аурига 1,2В,}$$

Соответственно спектральные плотности шума на выходе приемной антенны дополнительно создаваемые предельно допустимым помеховым воздействием можно определить как:

$$N = k \times \Delta T = 1.38 \times 10^{-23} \times 24 = 3.31 \times 10^{-22} \text{ Вт/Гц} - \text{ для земной станции Р443,}$$

и

$$N = k \times \Delta T = 1.38 \times 10^{-23} \times 19 = 2,65 \times 10^{-22} \text{ Вт/Гц} - \text{ для земной Аурига 1,2В,}$$

Следовательно, предельный уровень мощности допустимой помехи на выходе приемной антенны в полосе частот 5 МГц составляет;

$$P_I = N \times 5 \times 10^6 = 3.31 \times 10^{-22} \times 5 \times 10^6 \cong 1,66 \times 10^{-15} \text{ Вт или минус 118дБм} - \text{ для земной станции Р443,}$$

и

$P_I = N \times 5 \times 10^6 = 2,65 \times 10^{-22} \times 5 \times 10^6 \cong 1,33 \times 10^{-15} \text{ Вт или минус 119дБм} - \text{ для земной Аурига 1,2В,}$

Соответственно в единицах напряженности электрического поля для случая помехового воздействия в пределах главного луча ($\pm 2^\circ$) диаграммы направленности приемной антенны земной станции:

$$E_I = \sqrt{\frac{120\pi P_I}{S}} = \sqrt{\frac{120\pi P_I}{\pi R^2}} = \sqrt{\frac{120 \times 3.14 \times 1,66 \times 10^{-15}}{3,14 \times (1,25)^2}} = 0,36 \text{ мкВ/м или минус 8,9 дБмкВ/м} - \text{ для земной станции Р443}$$

и

$$E_I = \sqrt{\frac{120\pi P_I}{S}} = \sqrt{\frac{120\pi P_I}{\pi R^2}} = \sqrt{\frac{120 \times 3.14 \times 1,33 \times 10^{-15}}{3,14 \times (0,6)^2}} = 0,66 \text{ мкВ/м или минус 3,6 дБмкВ/м} - \text{ для земной Аурига 1,2В}$$

Аурига 1,2В

где S и R – площадь апертуры и радиус апертуры приемной антенны, м² и м, соответственно (здесь для упрощения принято, что эффективная площадь приемной антенны равна ее апертуре) R=1.25 и 0,6 м для земных станций Р443 и «Аурига 1,2В» соответственно;

Распространим полученные значения допустимой напряженности электромагнитного поля помех в месте расположения земной станции на случай вне осевых углов главного лепестка, лежащих вне диапазона $\pm 2^\circ$. Для этого воспользуемся эталонной диаграммой земных станций [*8]

$$G(\varphi) = \begin{cases} 32 - 25 \lg(\varphi), & 2.5 \leq \varphi < 48 \\ -10, & 48 \leq \varphi < 180 \end{cases}$$

В соответствии с эталонной диаграммой направленности для осевых углов, лежащих вне диапазона $\pm 2^\circ$ допустимая напряженность электромагнитного поля может быть скорректирована следующим образом:

$$E_i(\varphi) = E_I - (G(\varphi) - G_a),$$

где G_a – коэффициент усиления приемной антенны земной станции, 39 и 33 дБи – для Р443 и Аурига 1,2В, соответственно.

На рисунках 3.1 и 3.2 приведены зависимости допустимой напряженности поля помех, создаваемых в месте расположения земных станций Р443 и «Аурига 1,2В» в диапазоне углов $0 \dots 180^\circ$ (в диапазоне углов $2 \dots 2,5^\circ$ применена кусочно-линейная аппроксимация).

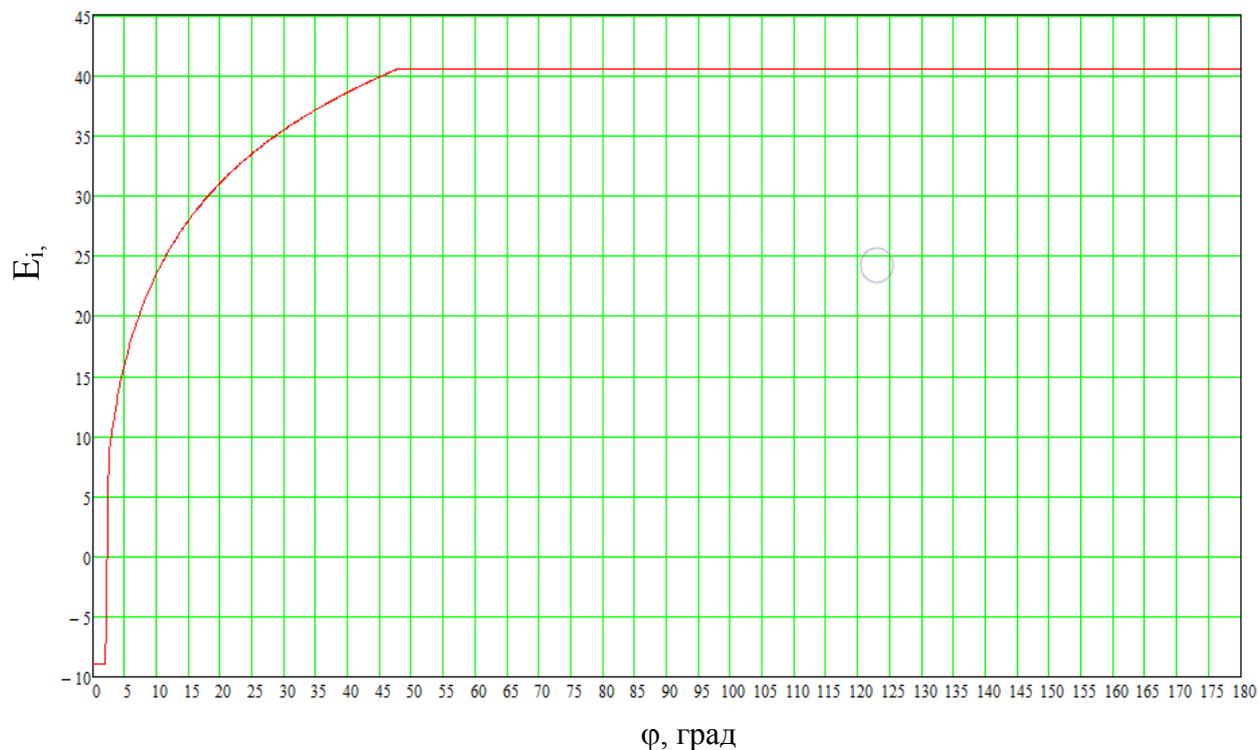


Рисунок 5 Допустимая напряженность поля помех для земной станции Р443

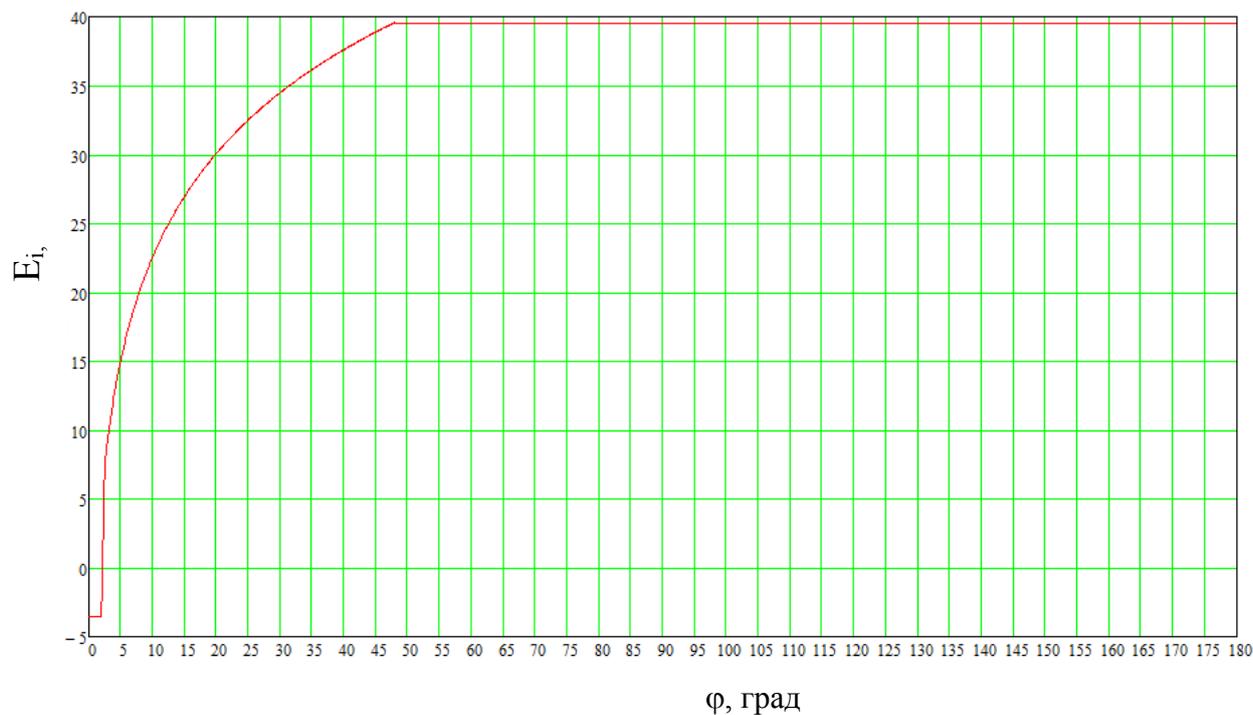


Рисунок 6 Допустимая напряженность поля помех для земной станции «Аурига 1,2В»

С целью унификации характеристик восприимчивости земных станций целесообразно при анализе условий электромагнитной совместимости их приемных трактов и базовых станций сухопутной подвижной службы IMT-2020 (5G) целесообразно использовать только полученные выше данные о допустимой напряженности электромагнитного поля помех для станции P443.

Список использованных источников (заголовок списка литературы)

1. Appendix S8 of the Radio Regulation (RR)
2. RECOMMENDATION ITU-R S.735-1* Maximum permissible levels of the interference in a geostationary-satellite network for an HRDP when forming part of the ISDN in the fixed-satellite service caused by other networks of this service below 15 GHz
3. RECOMMENDATION ITU-R S.738* Procedure for determining if coordination is required between geostationary-satellite networks sharing the same frequency bands
4. RECOMMENDATION ITU-R S.739* Additional methods for determining if detailed coordination is necessary between geostationary-satellite networks in the fixed-satellite service sharing the same frequency bands

УДК 621.376.52:004.94

РАСЧЁТ ПОКАЗАТЕЛЯ BER ДЛЯ МОДЕЛИ ЦИФРОВОГО КАНАЛА СВЯЗИ С ASK В ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ LABVIEW

Тун Кхант, магистрант

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

Курочкин А.Е. – канд. техн. наук, доцент кафедры ИРТ

Аннотация. Представлены результаты расчёта вероятности ошибки BER для разработанной модели цифрового канала связи с ASK в LabVIEW. Для подтверждения корректности работы разработанной модели произведено её сравнение с моделью канала, основанной на базовых элементах библиотеки Modulation Toolkit.

Ключевые слова. Помехоустойчивость, вероятность ошибки, АБГШ, канал Гаусса, отношение сигнал/шум, глаз-диаграмма.

Вероятность битовой ошибки BER (Bit Error) служит ключевым показателем эффективности цифровых систем связи. Поэтому целью статьи является демонстрация методики расчёта отношения сигнал/шум и вероятности битовой ошибки BER по глаз-диаграмме, а также подтверждение корректности функционирования разработанной версии модели цифрового канала связи с ASK в программной среде LabVIEW [1] и её сравнение с образцовой моделью компании National Instruments, основанной на стандартных элементах библиотеки Modulation Toolkit (MT) (рисунок 1).

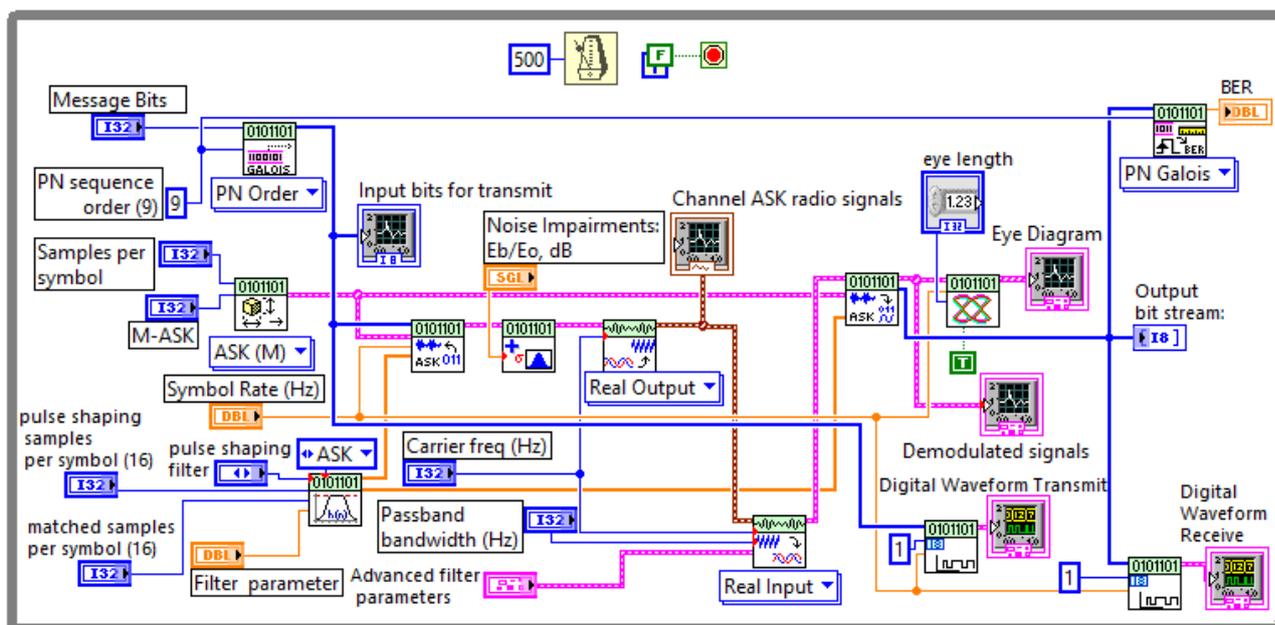


Рисунок 1 – Блок-схема канала связи с ASK на элементах библиотеки MT

Особенностью образцовой модели является наличие следующих встроенных визуальных инструментов (ВИ):

1. MT Generate Bits (Galois PN Order) – ВИ, генерирующий псевдошумовую битовую последовательность Галуа.
2. MT Generate System Parameters – ВИ формирует системные параметры для ВИ модуляции и демодуляции.
3. MT Generate Filter Coefficients – ВИ вычисляет коэффициенты фильтрации для формирующих импульсов и согласованных фильтров, применяемых ВИ цифровой модуляции и ВИ демодуляции.
4. MT Modulate ASK – ВИ принимает последовательность бит данных, выполняет ASK-модуляцию и возвращает модулированную комплексную форму сигнала.
5. MT Generate Add AWGN – ВИ генерирует аддитивный белый гауссовский шум с равномерной спектральной плотностью мощности и добавляет его к комплексной модулированной форме сигнала, ВИ формирует смесь сигнала и шума с заданным

значением $E_b/(N_0/2)$, где E_b - энергия на бит, а $\sigma^2=N_0/2$ – дисперсия белого шума, N_0 = спектральная плотность белого шума.

6. MT Upconvert Baseband (Real) – ВИ формирует повышающее частотное преобразование данных базовой полосы комплексной огибающей сигнала.
7. MT Downconvert Passband (Real) – ВИ формирует понижающее частотное преобразование комплексного базового сигнала, центрированного вокруг ненулевой центральной частоты, к центральной частоте, равной нулю.
8. MT Demodulate ASK – ВИ демодулирует ASK комплексный базовый сигнал и возвращает передискретизированную комплексную форму сигнала и демодулированный поток бит.
9. MT bit stream to Digital Graph – ВИ формирует битовый поток для его отображения с помощью инструмента Digital Waveform Graphs в графической форме.
10. MT Format Eye Diagram (complex) – ВИ формирует глаз-диаграмму.
11. MT Calculate BER – ВИ вычисляет средний коэффициент битовых ошибок (BER) псевдошумовой последовательности бит.

Рассматриваемая методика анализа качества приёма цифрового сигнала основана на широко распространённой схеме расчёта значения сигнал/шум по глаз-диаграмме (рисунок 2) [2].

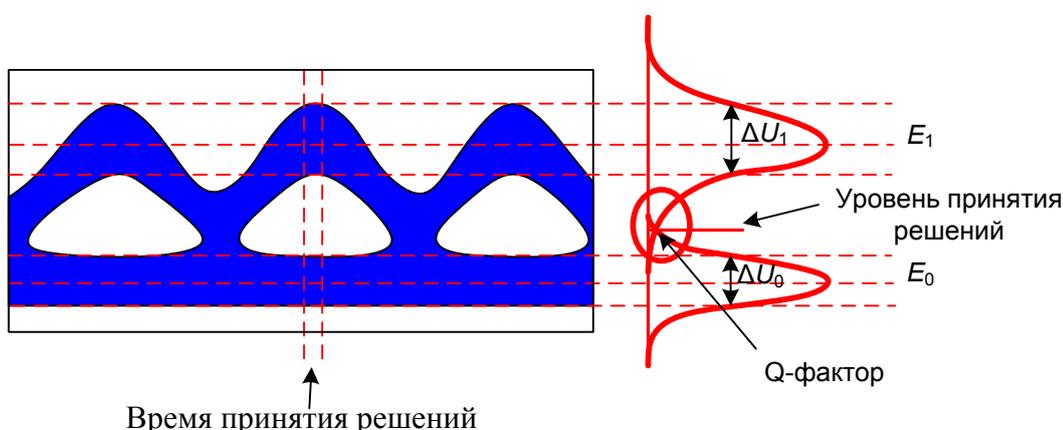


Рисунок 2 – Оценка Q-фактора [2]

Коэффициент ошибок BER для двухуровневого сигнала с ASK пропорционален площади пересечения двух функций распределения состояний цифрового сигнала «1» и «0» [3]:

$$BER = P_b = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{|U - E_0|}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{|U - E_1|}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right), \quad (1)$$

где U – порог принятия решения; E_1 и E_0 - средние уровни, соответствующие логическим состояниям единицы и нуля передаваемого цифрового сигнала; σ_1 и σ_0 - среднеквадратические значения их отклонений от средних значений.

Предполагается, что единственным источником искажений сигнала является тепловой шум. В цифровой связи используется отношение E_b/N_0 вместо отношения мощности сигнала S к мощности шума N (signal/noise - S/N), как в аналоговых системах связи. Параметр E_b/N_0 характеризует отношение сигнал-шум, приходящееся на один бит и позволяет сравнивать производительность цифровых систем на битовом уровне. Для ASK энергия бита совпадает с энергией передаваемого символа, т.к. он состоит из одного бита.

Связь между S/N и E_b/N_0 устанавливается соотношением

$$\frac{S}{N} = \frac{E_b R}{N_0 W}, \quad (3)$$

где R - скорость передачи символов; W - ширина полосы канала связи.

По глаз-диаграмме параметр BER рассчитывается путём измерения Q-фактора. Q-фактор для цифрового сигнала определяется как отношение сигнал-шум (Signal Noise Ratio) [4]:

$$Q = \text{signal to noise} = \frac{\text{mean one level} - \text{mean zero level}}{\sigma_{\text{one level}} + \sigma_{\text{zero level}}} = \frac{E_1 - E_0}{\sigma_1 + \sigma_0}. \quad (4)$$

На рисунке 3 поясняется определение среднеквадратического отклонения уровней сигнала $\sigma = \sigma_0 = \sigma_1$ от средних значений.

Так как вероятность того, что случайная величина, распределенная по нормальному закону, отклонится от своего математического ожидания на величину, большую, чем утроенное среднее квадратичное отклонение, практически равна нулю, то значения σ_0 и σ_1 можно определить с учётом известного правила "трёх сигм" [5] по формулам:

$$\sigma_1 = \frac{\Delta U_1}{6} \text{ и } \sigma_0 = \frac{\Delta U_0}{6}. \quad (5)$$

При этом сам коэффициент ошибок BER можно определить по формуле

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \approx \frac{1}{Q\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{Q^2}{2}\right). \quad (6)$$

В (6) приближённое выражение функции $\operatorname{erfc}(x)$ справедливо только для $x > 3$. График зависимости $BER(Q)$, рассчитанной по (7) представлен на рисунке 4.

Таким образом, расчёт BER по (3) или (7) сводится к определению соответствующих отношений сигнал/шум, причём самое простое решение - это рассчитать его по глаз-диаграмме. Для сравнения моделей каналов цифровой связи, реализованных для одного и того же вида модуляции различными способами, достаточно получить для них равные значения отношения сигнал/шум на глаз-диаграмме.

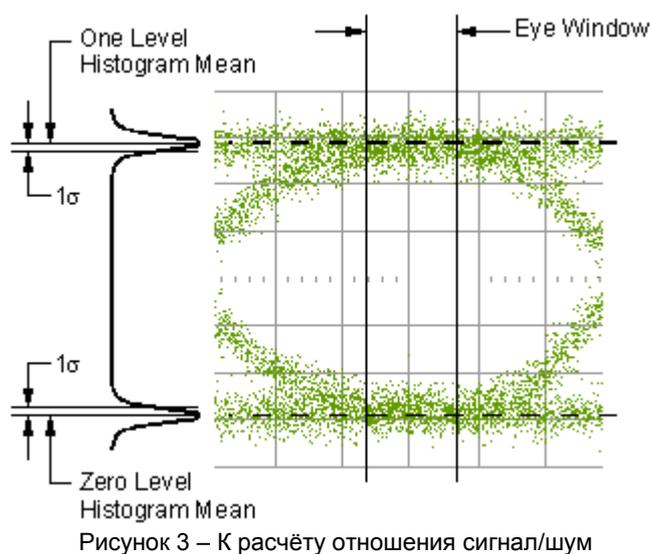


Рисунок 3 – К расчёту отношения сигнал/шум

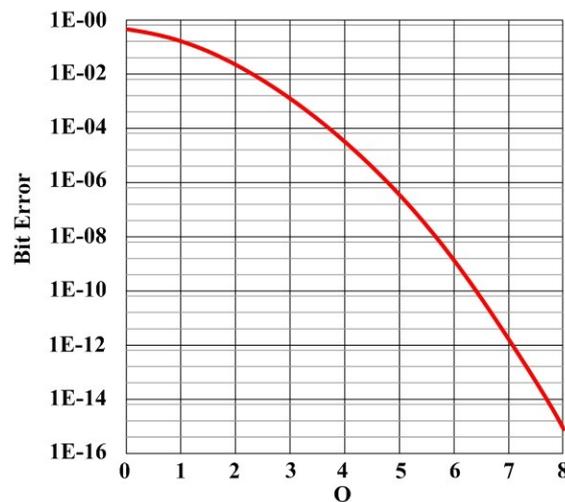


Рисунок 4 – Зависимость BER от значения Q-фактора

Алгоритм проведения сравнительного эксперимента следующий:

- 1) установка значения отношения E_b/N_0 для модели на основе МТ;
- 2) снятие показаний для ΔU_1 и ΔU_0 для модели на основе МТ по глаз-диаграмме;
- 3) расчёт σ_0 и σ_1 по (5) для модели на основе МТ по глаз-диаграмме;
- 4) расчёт Q-фактора и отношения S/N по (4) для модели на основе МТ по глаз-диаграмме;
- 5) установка необходимого значения σ для разработанной модели: $\sigma = 1/(S/N)$;
- 6) снятие показаний для ΔU_1 и ΔU_0 для разработанной модели по глаз-диаграмме;
- 7) расчёт σ_0 и σ_1 по (5) для разработанной модели по глаз-диаграмме;
- 8) расчёт Q-фактора и отношения S/N по (4) для разработанной модели по глаз-диаграмме;
- 9) сравнение рассчитанного Q-фактора для разработанной модели и модели на основе МТ;
- 10) расчёт показателя BER по (1) и (6).

Пример сравнительного расчёта для $E_b/N_0 = 14$ дБ:

- 1) после установки значения отношения $E_b/N_0 = 14$ дБ для модели на основе МТ глаз-диаграмма выглядит, как показано на рисунке 5;
- 2) с помощью курсоров сняты показания индикатора Delta Y для модели на основе МТ по глаз-диаграмме: $\Delta U = \Delta U_1 = \Delta U_0 = 0,602$;
- 3) по (5) примерно равные значения $\sigma = \sigma_0 = \sigma_1$ составили:

$$\sigma = \frac{\Delta U}{6} = \frac{0,602}{6} \approx 0,1;$$

- 4) по (4) для модели на основе МТ по глаз-диаграмме значения Q-фактора и отношения S/N составили:

$$Q = \frac{S}{N} = \frac{E_1 - E_0}{\sigma_1 + \sigma_0} = \frac{1-0}{0,1+0,1} = 5$$

или

$$20 \log \left(\frac{E_1 - E_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \right) = 20 \log \left(\frac{1-0}{0,1+0,1} \right) = 13,9794 \text{ дБ};$$

- 5) расчёт BER по (1):

$$\begin{aligned} BER &= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{|U - E_0|}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{|E_1 - U|}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{|E_1 - U|}{\sigma \sqrt{2}} \right) = \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{|1-0,5|}{0,1 \sqrt{2}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{5}{\sqrt{2}} \right) = 2,87 \cdot 10^{-7}; \end{aligned}$$

- 6) установлено значение $\sigma = 1/Q = 1/5 = 0,2$ для разработанной модели;
7) с помощью курсоров определены значения ΔU_1 и ΔU_0 для разработанной модели по глаз-диаграмме, представленной на рисунке 6: $\Delta U = \Delta U_1 = \Delta U_0 = 1,19$;
8) по (5) рассчитаны примерно равные значения $\sigma = \sigma_0 = \sigma_1$ для разработанной модели:

$$\sigma = \frac{\Delta U}{6} = \frac{1,19}{6} \approx 0,2;$$

что соответствует установленному значению среднеквадратичного отклонения;

- 9) по (4) расчёт Q-фактора и отношения S/N для разработанной модели показал, что:

$$Q = \frac{S}{N} = \frac{E_1 - E_0}{\sigma_1 + \sigma_0} = \frac{1 - (-1)}{0,2 + 0,2} = 5;$$

- 10) сравнение расчёта Q-фактора для разработанной модели и модели на основе МТ показывает, что результат одинаковый: $Q=5$;
11) расчёт показателя BER по (1):

$$\begin{aligned} BER &= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{|U - E_0|}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{|E_1 - U|}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{|E_1 - U|}{\sigma \sqrt{2}} \right) = \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{|1-0|}{0,2 \sqrt{2}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{5}{\sqrt{2}} \right) = 2,87 \cdot 10^{-7}; \end{aligned}$$

по (6) для точной и приближённой формул:

$$\begin{aligned} BER &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{5}{\sqrt{2}} \right) = 2,87 \cdot 10^{-7}; \\ BER &\approx \frac{1}{Q \sqrt{2\pi}} \exp \left(-\frac{Q^2}{2} \right) = \frac{1}{5 \sqrt{2\pi}} \exp \left(-\frac{5^2}{2} \right) = 2,97 \cdot 10^{-7}. \end{aligned}$$

Как видно из расчёта, параметры сравниваемых моделей для $E_b/N_0=14$ дБ практически идентичны, что говорит о корректности разработанной модели канала цифровой связи с модуляцией ASK. На рисунках 7-10 представлены глаз-диаграммы моделей ещё для двух шумовых ситуаций: $E_b/N_0=12$ дБ и $E_b/N_0=10$ дБ. Показания измерителя BER для образцовой модели на основе МТ во всех

шумовых ситуациях хаотически изменяются от 0 BER до некоторого среднего, по-видимому, значения, что связано с числом ошибочно принятых бит при их общем числе $n=1000$. Т.е. даже один неверный бит даёт ошибку $BER=1/1000=0,001$. Максимальная длина последовательности нулей и единиц для разработанной модели не превышает 120 бит.

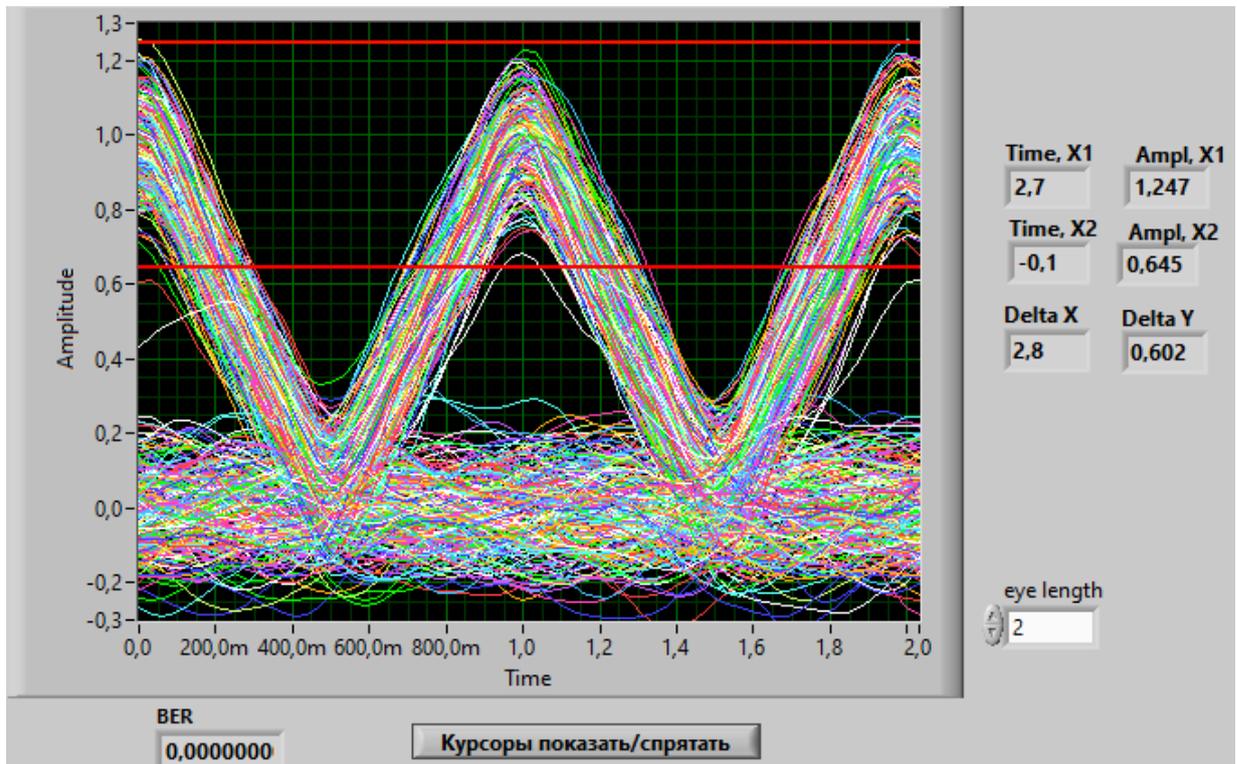


Рисунок 5 – Глаз-диаграмма для модели ASK-канала на основе МТ: $E_b/N_0=14$ дБ

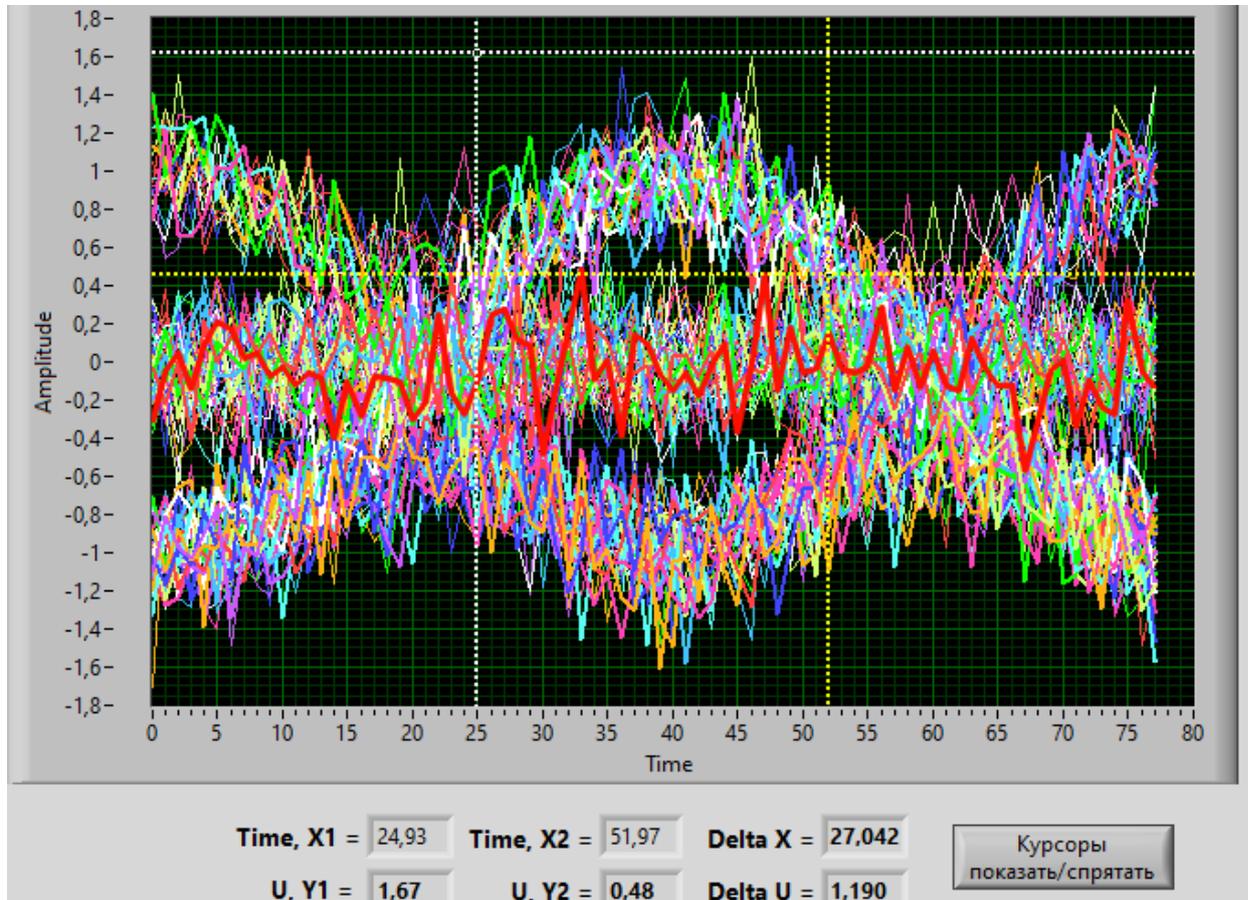


Рисунок 6 – Глаз-диаграмма для разработанной модели ASK-канала: $\sigma = 0,2$

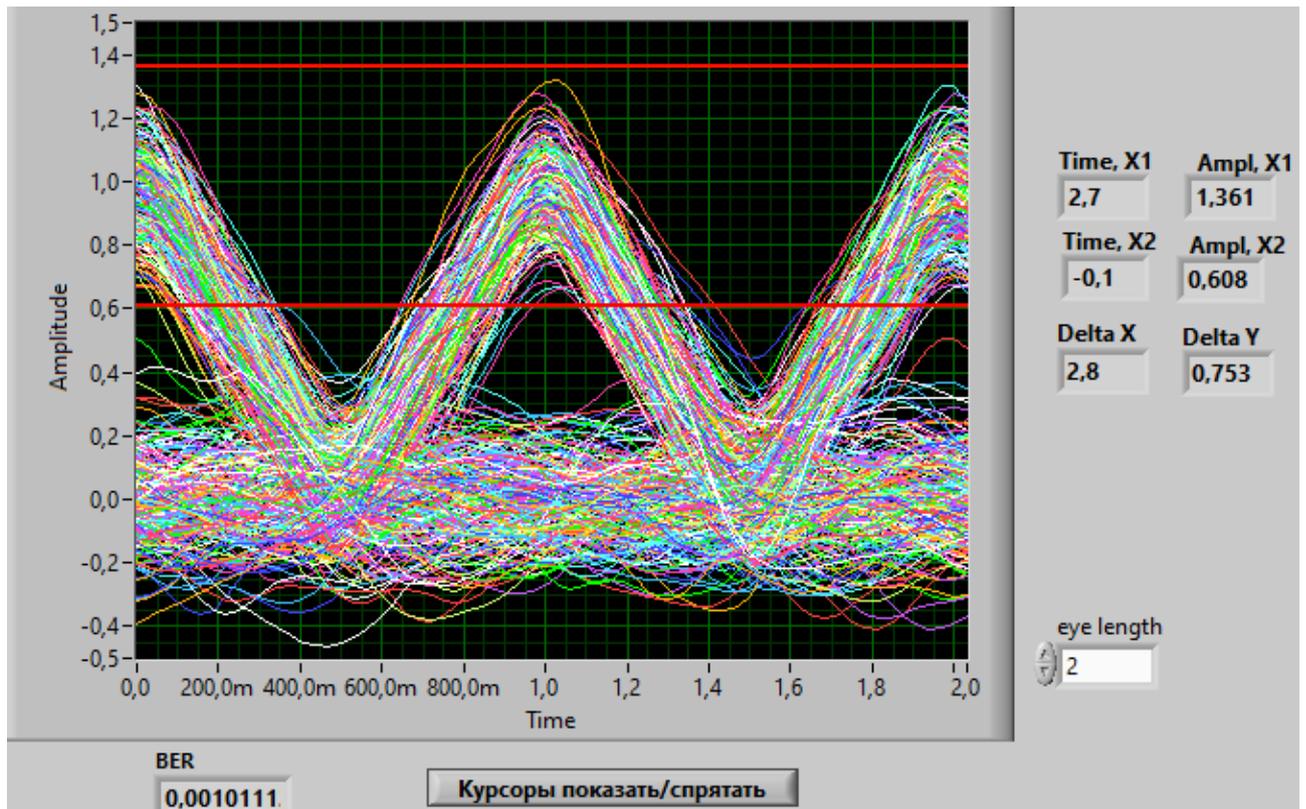


Рисунок 7 – Глаз-диаграмма для модели ASK-канала на основе МТ: $E_b/N_0=12$ дБ

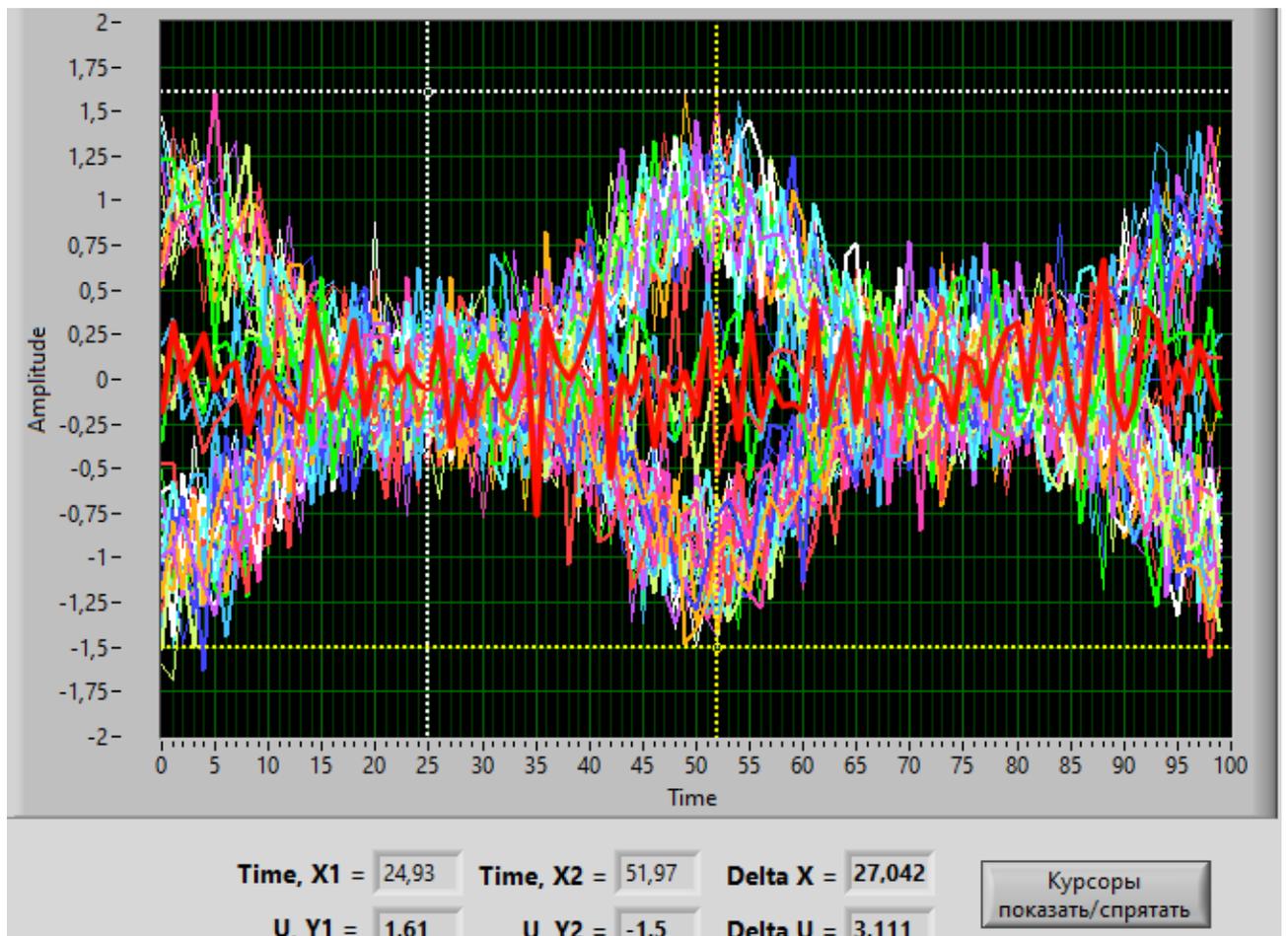


Рисунок 8 – Глаз-диаграмма для разработанной модели ASK-канала: $\sigma=0,25$

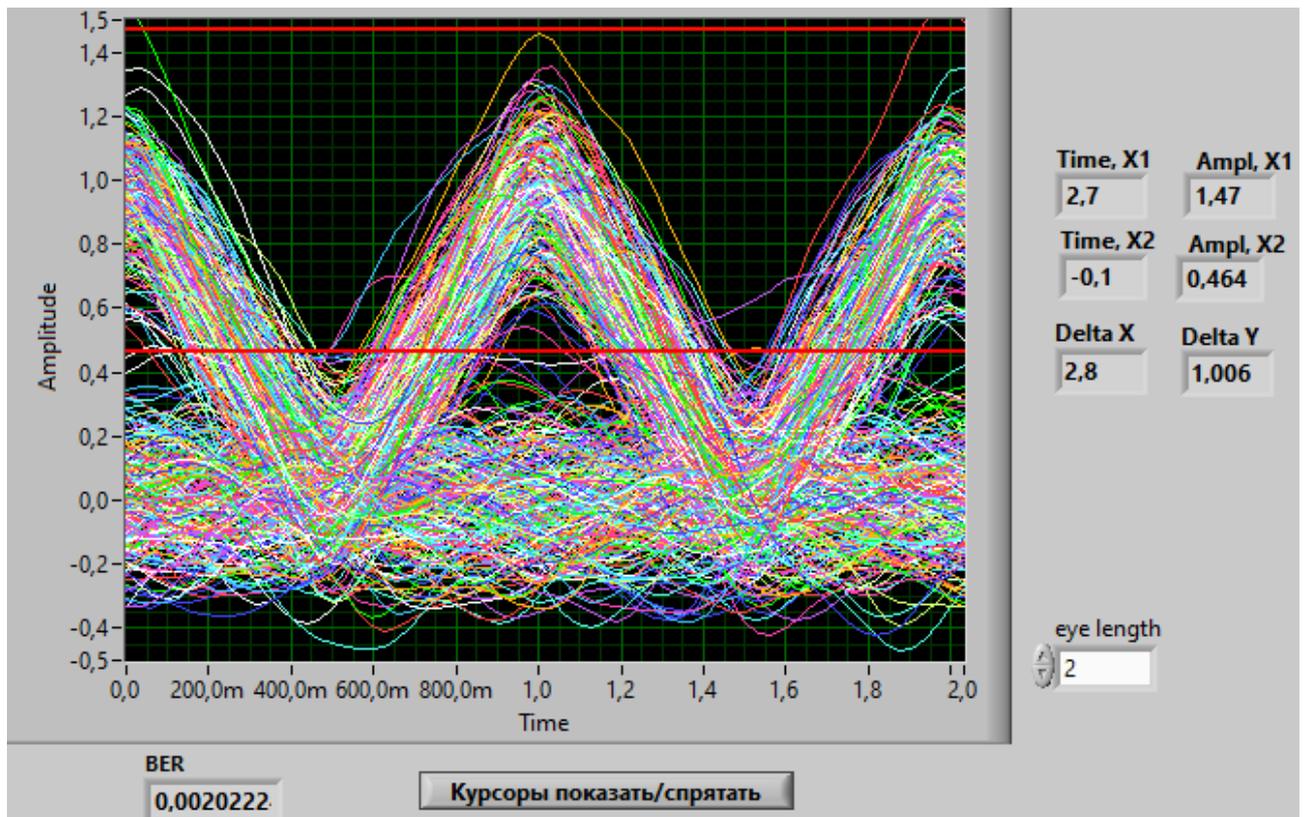


Рисунок 9 – Глаз-диаграмма для модели ASK-канала на основе MT: $E_b/N_0=10$ дБ

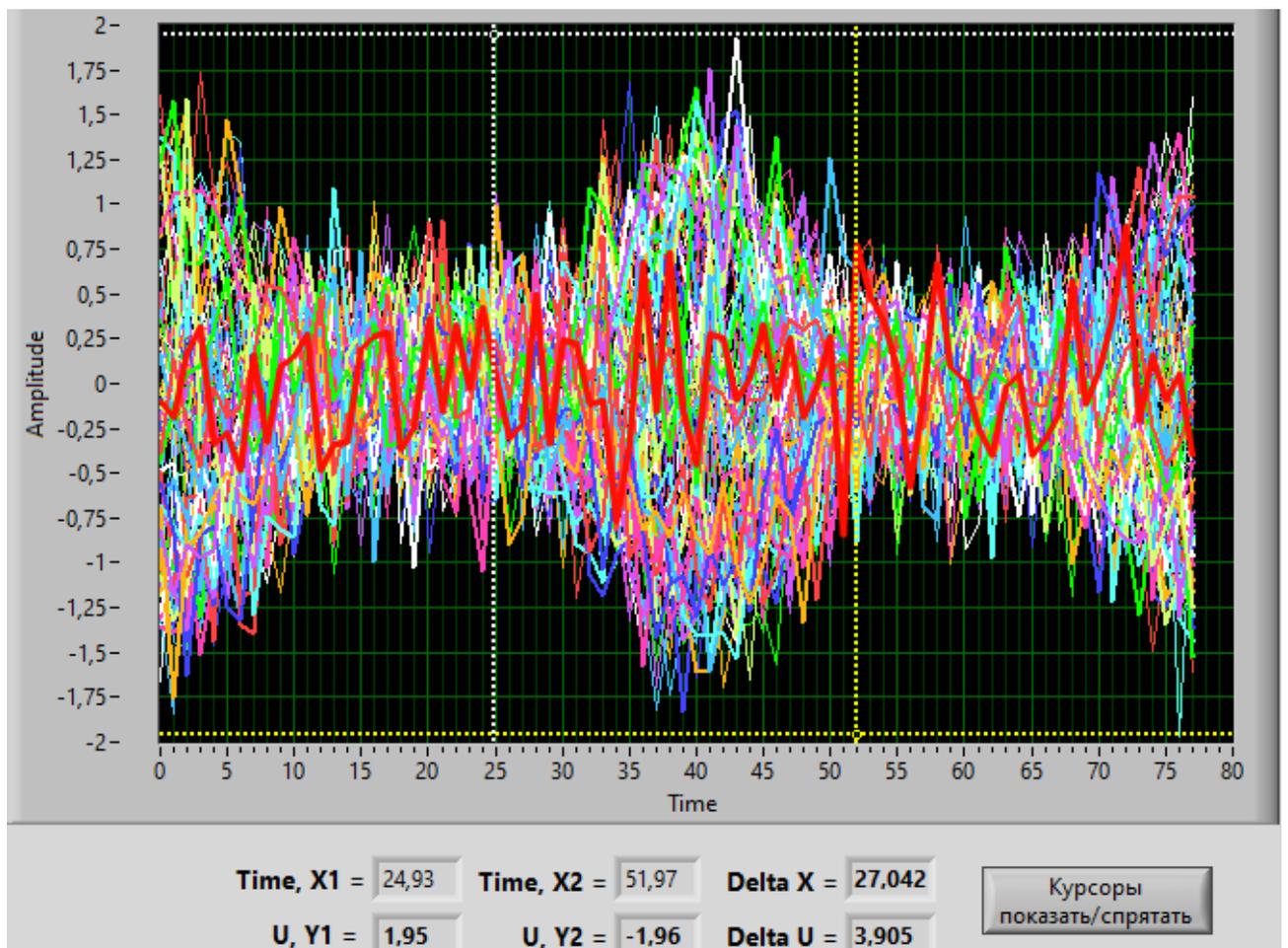


Рисунок 10 – Глаз-диаграмма для модели ASK-канала на основе MT: $\sigma=0,33$

В таблице 1 представлены результаты расчёта параметров глаз-диаграммы сравниваемых моделей для различных шумовых ситуаций.

Таблица 1 – Расчёт шумовых характеристик разработанной и образцовой моделей канала с ASK

№п/п	E_b/N_0 , дБ	$\Delta U = \Delta U_1 = \Delta U_0$		$\sigma = \sigma_1 = \sigma_0$		Q	BER
		Разработка	Образец	Разработка	Образец		
1	14	1,19	0,602	0,2	0,1	5	2,87E-7
2	12	1,555	0,753	0,26	0,126	4	3,17E-5
3	10	1,952	1,006	0,325	0,168	3	1,35E-3

Выводы

Результатом проведенного виртуального эксперимента по исследованию шумовых характеристик цифрового канала связи с модуляцией ASK является подтверждение корректности функционирования разработанной версии модели цифрового канала связи с ASK в программной среде LabVIEW. Анализ полученных глаз-диаграмм разработанной модели свидетельствует о совпадении её основных параметров с параметрами образцовой модели компании National Instruments, основанной на стандартных элементах библиотеки Modulation Toolkit

Список использованных источников:

1. Курочкин, А. Е. Разработка компьютерной модели цифрового канала связи с ASK в программной среде LabVIEW / А. Е. Курочкин, Тун Кхант // Информационные радиосистемы и радиотехнологии-2024 : материалы открытой республиканской научно-практической интернет-конференции, Минск, 21–22 ноября 2024 г. / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники ; редкол.: В. А. Богуш [и др.]. – Минск, 2024. – С. 257–261
2. Курочкин, А. Е. Расчёт вероятности ошибки приёма цифровых сигналов [Электронный ресурс] : учебное пособие / А.Е.Курочкин // Репозиторий БГУИР, 2018. – 54 с. – (Серия «Интерактивные учебные пособия»). – Режим доступа : <https://libeldoc.bsuir.by/handle/123456789/32217>
3. Wissam Mahjoob Osman, Khalid Hamed Billal, Amin Babiker Al Nabi. Bit Error Rate Performance for Optical Fiber System. [Электронный ресурс] – Режим доступа : <https://www.hilarispublisher.com/open-access/bit-error-rate-performance-for-optical-fiber-system-2332-0796-1000250.pdf>
4. Signal-to-Noise Ratio - [Электронный ресурс] – Режим доступа: https://helpfiles.keysight.com/scopes/FlexDCA-UG/Content/Topics/Eye-Mask-Mode/NRZ-Measurements/nrz_signal_to_noise.htm
5. Правило трёх сигм – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://basegroup.ru/community/glossary/3-sigma> - Дата доступа: 10.04.2025

ТЕСТИРОВАНИЕ ФИЗИЧЕСКИХ КВАНТОВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ СЛУЧАЙНЫХ ЧИСЕЛ

Тэт Науна

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

Михневич С.Ю. – канд. физ.-мат. наук

В работе проведено тестирование физического генератора случайных чисел на основе светодиода. Доказано, что он не относится к IID типу, т.е. который выдает независимые и идентичные последовательности. В соответствии со стандартом для генераторов случайных чисел такого типа реализован тест на энтропию.

Случайные числа играют важную роль в кибербезопасности, защищенных коммуникациях, моделировании и статистическом моделировании. В отличие от генераторов псевдослучайных чисел (PRNG), которые полагаются на алгоритмы и начальные входные значения, квантовые генераторы случайных чисел (QRNG) используют присущую квантовым процессам неопределенность для получения недетерминированных и непредсказуемых выходных данных.[1]

По мере того, как эти устройства переходят к коммерческому использованию и интеграции в криптографические протоколы, становится необходимым проверить, что их выходные данные соответствуют стандартам случайности и энтропии, требуемым международными рекомендациями.

В работе проведены тесты оценка данного генератора этой диссертации исследуется стандартизированная методология проверки физических QRNG, с упором на качество источника энтропии, используя NIST SP 800-90B в качестве эталонного стандарта.[2]

Для физических источников случайных чисел в соответствии со стандартом необходимо проводить не только тесты на случайность выходных последовательностей, но также оценивать и источник энтропии.

Источник энтропии QRNG состоит из трех компонентов:

источник шума: генерирует необработанное непредсказуемое поведение (например, квантовое);

компонент обработки (необязательно): увеличивает энтропию или устраняет смещение;

тесты работоспособности: мониторинг и обнаружение сбоев в генерации энтропии, при этом тестирование проводится до работы и в процессе работы. [1,2]

В изучаемом RNG второй компонент отсутствует, поэтому тесты на энтропию проводятся на выходной последовательности.

Оценка источника энтропии осуществляется на основе разных тестов в зависимости от того, относится ли данный тип RNG к IID, или нет. Для определения того, являются ли выходные последовательности IID, применяются статистические тесты. [2]

Обычно проверка на IID включает:

сбор не менее 1 000 000 образцов;

проведение тестов перезапуска (1000 перезагрузок по 1000 образцов каждая) для проверки согласованности и устойчивости в различных состояниях системы.

При проведении тестов отступили от нормы на количество образцов в связи, но даже для образцов (последовательностей) использованных для проведения статистических тестов получилось, что исследуемый RNG не является IID. [2]

Поскольку источник энтропии изучаемого QRNG выводит двоичные значения (0 или 1), оценка минимальной энтропии выполняется с использованием частотного анализа, в котором определяется min-энтропия:

$$H_{min} = -\log_2(\max(P(0), P(1))). \quad (1)$$

применяется к 1 000 000-битному набору данных для оценки непредсказуемости каждого бита в худшем случае. Полученный результат 0,94 бита указывает на высококачественную случайность с низким смещением.

Список использованных источников:

1. *Quantum Random Number Generators / M. Herrero-Collantes, J. C. Garcia-Escartin // Reviews of Modern Physics. – 2017. Vol. 89, №1. – P. 1–54.*
2. *Национальный институт стандартов и технологий (NIST). «Рекомендации по источникам энтропии, используемым для генерации случайных битов (SP 800-90B)». — Гайтерсбург: NIST, 2018. — 78 с.*
3. *Пикуза М.О., Михневич С.Ю. «Тестирование квантового генератора случайных чисел» // Материалы 56-й научной конференции аспирантов, магистрантов и студентов БГУИР. — Минск: БГУИР, 2020. — С. 212.*

МИКРОПРОЦЕССОРНЫЙ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ВСТРАИВАЕМЫХ СИСТЕМ

Харитонов В.Д.

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

Дворникова Т.Н. – магистр технических наук

Аннотация содержит краткие сведения о работе. Объем аннотации не превышает 100 слов. Стиль Т-аннотация.

Современные встраиваемые системы становятся ключевыми элементами автоматизации в самых разных отраслях – от транспорта и логистики до бытовых устройств. Для обучения студентов основам их построения важны компактные, функциональные и понятные комплексы. Разрабатываемый микропроцессорный программно-аппаратный комплекс ориентирован на выполнение именно таких задач.[1]

Аппаратная часть комплекса включает микроконтроллер *ESP8266*, модуль *PN532* для считывания *RFID/NFC*-карт, *OLED*-дисплей, инфракрасный датчик *TCRT5000* и сервопривод *SG90*. Взаимодействие всех компонентов осуществляется по *I2C/SPI*-интерфейсам и с помощью ШИМ. Система реализует авторизацию пользователя по бесконтактной карте, открытие/закрытие преграды и отображение информации.

Программное обеспечение разработано в среде *Arduino IDE* на языке *C/C++* с использованием готовых библиотек. Особое внимание уделено отладке, надёжности работы и возможности расширения функционала.

Пропускная система позволяет моделировать работу реальных систем идентификации и доступа. Комплекс предоставляет эффективную учебную платформу для проведения лабораторных работ и демонстраций.

Ниже представлена структурная схема комплекса:

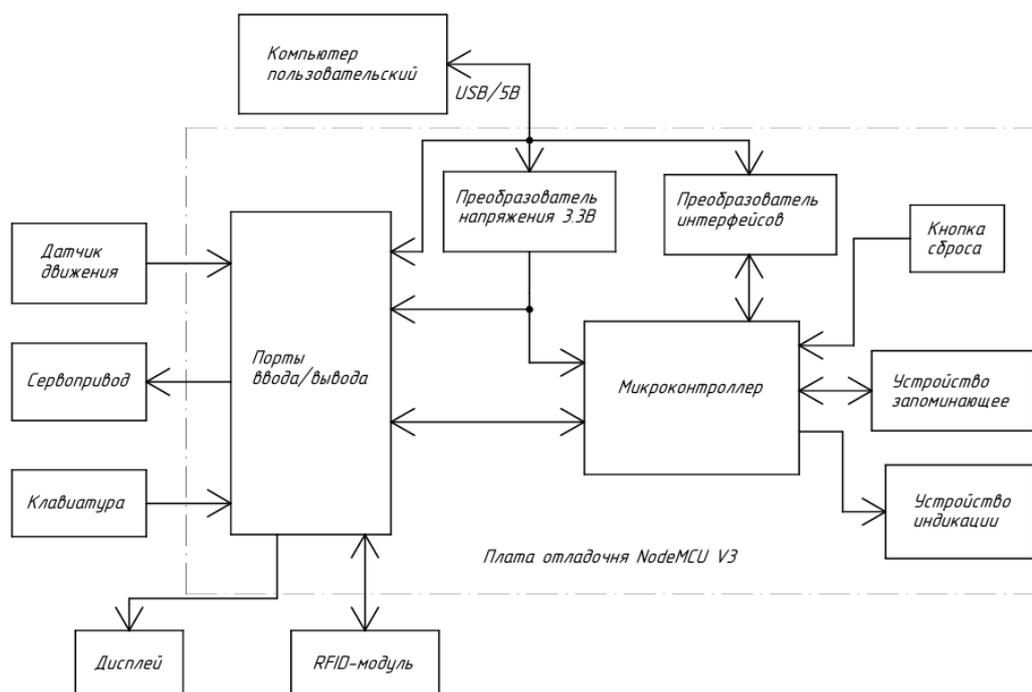


Рисунок 1 – Структурная схема микропроцессорного программно-аппаратного комплекса

Проект отличается низкой себестоимостью, доступностью компонентов и открытостью архитектуры. Это делает его пригодным для внедрения в образовательных учреждениях технического профиля.

Список использованных источников:

1. Ханин М. Основы построения микропроцессорных систем: Учеб. пособие. — Минск: БГУИР, 2021.

УДК 37.02

ЭЛЕКТРОННЫЙ ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЙ РЕСУРС ДЛЯ РАБОТЫ КУРАТОРОВ ПО ВОПРОСАМ КИБЕРБЕЗОПАСНОСТИ

Хильман А.Д., студент гр.244691

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники¹ г. Минск, Республика Беларусь

Славинская О.В. – канд. пед. наук, доцент

Аннотация. Разработка электронного образовательного ресурса (ЭОР), предназначенного для кураторов учебных групп студентов учреждений высшего образования, является актуальной задачей в условиях цифровизации образовательной среды. В статье рассматриваются теоретические основы и методические подходы к созданию такого ЭОР, ориентированного на повышение цифровой грамотности студентов и профилактику киберугроз. Представлена структура ресурса, проведен анализ аналогов, выделены функциональные особенности и практическая значимость разработки.

Ключевые слова: воспитательная работа, информационная безопасность, кибербезопасность, куратор, образование, цифровая культура, ЭОР.

Воспитательной работе в учреждениях образования Республики Беларусь уделяется большое внимание. Именно от ее эффективности зависит, какими качествами будет обладать обучающийся, какие идеи и привычки будет поддерживать и развивать.

Учреждение высшего образования (УВО) не является исключением в этой работе несмотря на то, что контингент обучающихся в этом учебном заведении более взрослый, чем в других. Но воспитательная работа в УВО строится иначе, чем на других уровнях основного образования. Специфика связана с возрастными особенностями учащейся молодежи – основного контингента учреждения высшего образования.

Воспитательная работа в УВО координируется специальными подразделениями по воспитательной работе. Например, в Учреждении образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники» (БГУИР) – это Управление идеологической и воспитательной работы. Кроме этого, работу с учебной группой ведут кураторы, назначаемые из числа профессорско-преподавательского состава УВО.

Куратор учебной группы в учреждении высшего образования выполняет важную функцию не только в организационном сопровождении студентов, но и в их воспитательной поддержке. Причем, как в групповой работе, так и в индивидуальной [1].

В условиях активного использования информационно-коммуникационных технологий (ИКТ) особую актуальность приобретают вопросы воспитания у молодежи цифровой культуры и кибербезопасности. По данным аналитических центров, более 70 % молодежи сталкиваются с угрозами в Интернете. Это делает необходимым систематическое проведение профилактической и просветительской работы, где куратор может выступать как медиатор между студентом и цифровым пространством.

Однако для эффективной реализации данной функции куратору требуется наличие методических и информационных материалов, доступных в удобной и современной форме. Куратор в системе высшего образования не всегда имеет педагогическое образование, особенно в техническом учебном заведении. Поэтому такая работа для него трудоемка. Разработка специализированного электронного образовательного ресурса позволит решить данную задачу.

Цифровизация образования и расширение интернет-пространства влекут за собой не только новые возможности, но и новые угрозы, связанные с киберрисками. Молодежь, будучи активными пользователями цифровых технологий, особенно подвержена различным формам киберугроз – фишингу, вишингу, буллингу, мошенничеству, утечке персональных данных и другим видам киберпреступности, а также различного рода зависимостям: игромании, серфингу и т.п. В связи с этим возрастает роль воспитательной работы в образовательных учреждениях, направленной на повышение уровня цифровой грамотности и культуры безопасного поведения в сети.

Кураторы в УВО играют ключевую роль в сопровождении обучающихся и организации профилактической деятельности. Однако на практике они зачастую не обладают достаточными инструментами и методическими материалами по вопросам кибербезопасности. Решением данной проблемы может стать создание специализированного электронного образовательного ресурса, обеспечивающего кураторов актуальной информацией, методическими разработками и интерактивными формами работы.

Современные исследования в области цифровой педагогики (А. В. Хуторской [2], Е. С. Полат [3], Н. В. Макарова [4] и др.) подчеркивают необходимость интеграции ИКТ в воспитательный процесс.

Использование ЭОР позволяет повысить мотивацию у воспитанников-студентов, обеспечить доступ к разнообразным источникам информации, а также создать условия для индивидуализации воспитания.

Кибербезопасность, как предмет воспитательной работы, требует системного подхода: информирование, профилактика, формирование устойчивых поведенческих установок. Для этого необходимы адаптированные под целевую аудиторию материалы, интерактивные модули, кейсы, а также средства обратной связи. Все это может предоставить в системе ЭОР.

Цель нашего исследования – разработка электронного образовательного ресурса, предназначенного для поддержки кураторов в организации воспитательной работы со студентами УВО по вопросам кибербезопасности.

Задачи:

1. Проанализировать существующие ресурсы и методические разработки в области воспитательной работы и ИКТ по вопросам кибербезопасности и по используемым современным воспитательным техникам.

2. Определить требования к содержанию и структуре ЭОР.

3. Разработать структуру ресурса, включающую теоретические, практические и интерактивные компоненты и на этой основе выполнить программную разработку ЭОР и наполнить его контентом.

4. Осуществить тестирование разработки и получить оценку заказчика, которым выступило Управление по идеологической и воспитательной работе БГУИР.

Для реализации исследования и разработки в его рамках электронного образовательного ресурса, являющегося его результатом, был выполнен подбор и анализ аналогов. Анализ аналогичных разработок был проведен в трех направлениях:

1. Методические пособия по воспитательной работе. На сайтах Учреждения образования «Республиканский институт профессионального образования» (РИПО), Государственного учреждения образования «Республиканский институт высшей школы» (РИВШ), БГУИРа, Белорусского национального технического университета (БНТУ) и других образовательных учреждений представлены пособия и методические материалы по организации кураторских часов, мероприятиям по профилактике правонарушений и здоровому образу жизни (ЗОЖ). Однако тематика кибербезопасности затрагивается лишь фрагментарно. При этом необходимо отметить, что в Кодексе Республики Беларусь об образовании [5] кибербезопасность не выделена отдельной составляющей воспитательной работы в учреждении образования, ее составляющие находятся в других выделенных компонентах. Однако в настоящее время это направление стало актуальным.

2. Ресурсы по цифровой безопасности. Государственные и общественные проекты («Киберщит» [6], «Безопасный интернет» [7], «Цифровая гигиена» [6]) предлагают полезные материалы, но они ориентированы преимущественно на учеников школ и родителей. На это указано в инструктивно-методическом письме Министерства образования Республики Беларусь «Особенности организации социальной, воспитательной и идеологической работы в учреждениях образования, реализующих образовательные программы профессионально-технического и среднего специального образования, в 2024/ 2025 учебном году» [6]. Отсутствует единая методическая база именно для куратора учреждения высшего образования как педагога и воспитателя.

3. Электронные учебные курсы и ЭОР. Имеются разработки по информационной безопасности для инженерных и IT-специальностей. Однако эти ресурсы не адаптированы под формат воспитательной работы и не содержат сценариев для интерактивных мероприятий со студентами.

Вывод: несмотря на значительное количество информационных источников, специализированного комплексного ресурса для работы куратора по вопросам кибербезопасности не представлено. Это позволяет обосновать научную и практическую значимость предлагаемой разработки.

Нами рассмотрены группы прямых и косвенных аналогов. К прямым аналогам отнесены ресурсы и разработки, непосредственно посвященные обучению или сопровождению кураторов и воспитательной работе. К ним отнесены:

1. Методические пособия РИПО, БГУИР, БНТУ. Преимущества – наличие сценариев воспитательных мероприятий. Недостатки – не охватывают кибербезопасность в достаточной степени, формат – преимущественно текстовый, без интерактива.

2. Цифровые курсы на платформах типа «Кибергигиена» от Министерства цифрового развития, связи и массовых коммуникаций Российской Федерации [8], «Инфоурок» [9], «Открытое

образование» [10]. Преимущества – качественный теоретический контент. Недостатки – не адаптированы под формат воспитательных мероприятий; фокус на обучение студентов или специалистов в IT.

Что берем из прямых аналогов:

- структуру сценариев мероприятий;
- тематику викторин;
- систему вопросов-ответов для самопроверки.

К косвенным аналогам относятся ресурсы, имеющие схожую структуру или цели, но не направленные прямо на кураторов и воспитание по вопросам кибербезопасности. К ним относятся:

1. ЭОР по ЗОЖ, профилактике поверхностно-активное вещество и правонарушений. Преимущества – четкая логика построения занятий, использование игровых форм. Недостатки – не связаны с цифровыми рисками.

2. Приложения и платформы по цифровому этикету и медиаграмотности (например, Media IQ [12]). Преимущества – визуальные материалы, геймификация, простота подачи. Недостатки – больше рассчитаны на самостоятельное обучение.

3. Платформы для электронного обучения (например, Moodle [12], Edmodo [13], Microsoft Teams [14]). Преимущества: - модульность, оценивание, отслеживание прогресса. Недостатки – не имеют предметной наполненности по воспитательной тематике.

Что берем из косвенных аналогов:

- модульный принцип построения ЭОР;
- элементы геймификации (баллы, рейтинги);
- визуальное и мультимедийное сопровождение контента;
- использование LMS-интеграции для расширенных возможностей.

Заказчиком ресурса выступает Управление по идеологической и воспитательной работе БГУИР, занимающейся координацией воспитательной работы и сопровождением кураторской деятельности. Основные требования к разрабатываемому ЭОР формируются на основе анализа запросов кураторов, а также стратегических целей УВО в области цифровой культуры:

1. Методическая направленность. Ресурс должен содержать практически применимые материалы: планы или описания методик кураторских часов, инструкции, сценарии интерактивных мероприятий, медиаконтент.

2. Актуальность и достоверность. Все материалы должны соответствовать современным требованиям к информационной безопасности, включая актуальные правовые нормы и угрозы в цифровом пространстве. Эти нормы должны быть представлены в ресурсе для системного изучения кураторами при необходимости.

3. Интерактивность и вовлеченность студентов. ЭОР должен включать викторины, опросы, кейсы и симуляции, ориентированные на участие обучающихся и развитие у них критического мышления.

4. Универсальность и адаптивность. Ресурс должен быть универсальным – подходить для студентов разных специальностей БГУИР и курсов, а также адаптивным — доступным на различных технических устройствах.

5. Простота в использовании. Интерфейс должен быть интуитивно понятен куратору без необходимости специальной подготовки в области IT. Ресурс не должен размещаться на сервере, не предусматривается также и сетевое сопровождение. Планируется выдача ресурса каждому куратору для работы.

6. Возможность обновления. Контент должен быть структурирован модульно и иметь возможность оперативного обновления в связи с изменениями в сфере кибербезопасности, дополнения методическими материалами, изменения нормативной базы. Это обновление должен проводить методист Управления по идеологической и воспитательной работе БГУИР.

ЭОР проектируется как веб-ресурс с адаптивным интерфейсом. В структуру включены следующие модули:

1. Теоретический модуль
 - понятия и принципы кибербезопасности;
 - классификация угроз (фишинг, вирусы, социальная инженерия);
 - законодательные основы, включая национальные документы и международные соглашения.
2. Методический модуль
 - планы-конспекты и сценарии кураторских часов;
 - методические рекомендации по организации дискуссий, викторин, онлайн-занятий;
 - презентации и видеолекции с примерами реальных кейсов.
3. Практико-ориентированный модуль
 - тесты и опросы для диагностики уровня цифровой грамотности;
 - интерактивные тренажеры по распознаванию фейков и фишинговых писем;
 - кейсы и ситуационные задачи для групповой работы.
4. Информационно-аналитический модуль
 - статистика по выполнению заданий;
 - база вопросов от кураторов;
 - раздел обратной связи и обсуждений.
5. Ресурс ориентирован на широкое внедрение в систему воспитательной работы учебных заведений. Он может быть использован:
 - при проведении кураторских часов;
 - в рамках внеучебных мероприятий;
 - как часть программы повышения квалификации педагогов;
 - для самообразования кураторов и студентов.

ЭОР будет способствовать формированию у студентов критического мышления в цифровой среде, развитию навыков самозащиты в интернете и осознания юридических аспектов цифровой деятельности. На рисунках 1-2, представлен дизайн и функционал отдельных элементов программы.

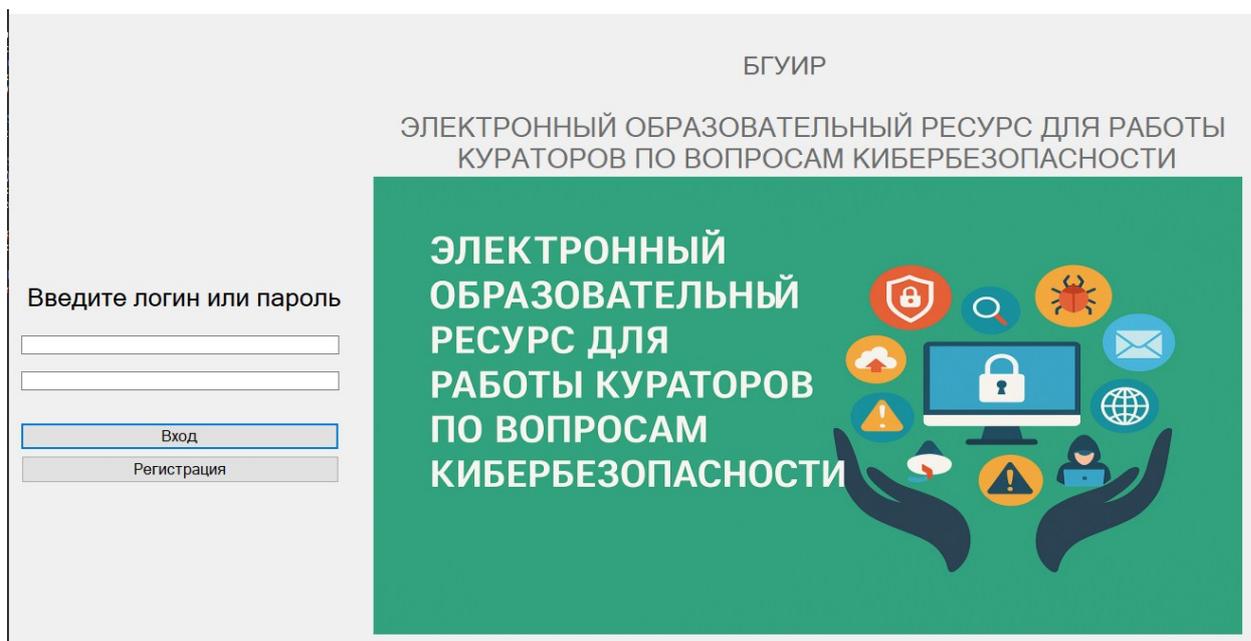


Рисунок 1 – Главное меню ЭОР

№	Название ресурса	Ссылка на ресурс	Описание ресурса
1	Зачеки	https://zacheki.ru/?qsc=tab=0	Самый настоящий гид, в котором собраны все полезные тексты сайта, отсортированные по темам. Есть энциклопедия, список основных понятий, раздел о различных видах спорта, дневник тренировок и питания.
2	ПУ «Республиканский центр гигиены, эпидемиологии и общественного здоровья»	https://rchept.by/	Республиканский центр гигиены, эпидемиологии и общественного здоровья более 50-ти лет координирует деятельность органов, учреждений, которые занимаются санитарным надзором, осуществляет деятельность в санитарно-эпидемиологической сфере.
3	Online Test Pad	https://pk-tale.ru/interpolityva/204/444845/	Online Test Pad - это бесплатный многофункциональный образовательный онлайн-сервис с русскоязычным интерфейсом для проведения тестирования и обучения.
4	Wordwall	https://wordwall.net/ru	Wordwall предоставляет собой многофункциональный инструмент для создания как интерактивных, так и печатных материалов. Большинство шаблонов доступны как в интерактивной, так и в печатной версии. Сервис бесплатный и имеет русскоязычную версию.
5	Национальный образовательный портал. Актуальные практики и технологии воспитания	https://vospitaniye.edu.by/aktualnye-praktiki-i-tehnologii-vospitaniya.html	Содержит ряд материалов по вопросам воспитания детей и молодежи Республики Беларусь.
6	Google Формы	https://vc.rubelarus786218-obozh-luchshih-konstruktorov-dlya-sozdaniya-onlayn-oprosov	Google Формы – это инструмент от Google, позволяющий быстро и просто создавать опросы, анкеты и формы для сбора данных.
7	QR Coder	http://qrcode.ru/?v=4	Сайт позволяет создать QR-код. При помощи QR-кода можно закодировать любую информацию, например: текст, номер телефона, ссылку на сайт.
8	CrossMaker	https://crossmaker.ru/	Сайт для создания собственных кроссвордов по списку слов. Кроссворд генерируется автоматически. Есть возможность скачать готовый кроссворд в формате Word.
9	Learningapps	https://learningapps.org/	Конструктор интерактивных заданий для учебно-воспитательного процесса в разных режимах: «Пазлы», «Найди пару», «Найди соответствие», «Установи последовательность», «Викторина с выбором правильного ответа», «Кроссворд» и другие.
10	Kahoot!	https://kahoot.com/	Современная обучающая игровая платформа с красочным дизайном для образовательных проектов, которая позволяет легко создавать, публиковать и играть в обучающие игры, викторины, проводить различные интерактивные тесты и опросы для проверки знаний, что делает учебный процесс увлекательным и динамичным.

Рисунок 2 – Раздел «Полезные источники» ЭОР

На следующем этапе планируется:

- внедрение геймифицированных форматов (квесты, балльная система);
- интеграция с LMS (Moodle, Canvas и др.);
- расширение ресурса за счёт включения междисциплинарных модулей: психология,
- медиаграмотность, права человека в цифровом мире;
- разработка мобильного приложения.

Также рассматривается возможность создания онлайн-сообщества кураторов для обмена опытом и совместной разработки новых материалов.

Электронный образовательный ресурс для кураторов по вопросам кибербезопасности – это не только современный инструмент в арсенале воспитательной работы, но и важный элемент системы защиты цифрового пространства студентов. Его внедрение повысит качество образовательной среды, сформирует устойчивые компетенции цифровой безопасности и укрепит взаимодействие между обучающимися и педагогами в цифровую эпоху.

Подготовка специальных цифровых ресурсов для системы воспитания – актуальная задача системы образования. Именно они облегчают работу куратора, нивелируют проблему того, что в УВО (особенно технического профиля) кураторы чаще всего не имеют педагогического образования), позволяет эффективно построить взаимодействие с воспитанниками современного поколения, являющегося «цифровыми аборигенами» [15].

Список использованных источников:

1. Славинская, О. В. Педагогика. Часть 1 : электронный образовательный ресурс по учебной дисциплине направления специальности 1-08 01 01-07 «Профессиональное обучение (информатика)» / О. В. Славинская [Электронный ресурс] – Минск : БГУИР, 2022.
2. Хуторской, А. В. Теория и практика цифрового образования / А.В.Хуторской. – М.: АйТи, 2021.
3. Полат, Е. С. Новые педагогические и информационные технологии в образовании / Е. С. Полат. – М.: Академия, 2020.
4. Макарова, Н. В. Кибербезопасность в образовательной среде / Н. В. Макарова. – СПб.: Питер, 2022.
5. Кодекс Республики Беларусь об образовании от 14.01.2022 № 154-З (в редакции) // Национальный реестр правовых актов Республики Беларусь. – 2022. – № 2/2874.
6. Особенности организации социальной, воспитательной и идеологической работы в учреждениях образования, реализующих образовательные программы профессионально-технического и среднего специального образования, в 2024/2025 учебном году: инструктивно-методическое письмо Министерства образования Республики Беларусь // Национальный правовой Интернет-портал Республики Беларусь. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://ripo.by/assets/ripo_new/files_2023/8/ИМП%202023-2024%20воспит.pdf.
7. Сайт «Безопасный интернет» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.saferunet.org/>.
8. Министерство цифрового развития, связи и массовых коммуникаций Российской Федерации [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://digital.gov.ru/news-feed>.
9. Инфоурок: образовательный маркетплейс [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://infourok.ru>.
10. Открытое образование: курсы ведущих вузов России для каждого без ограничений [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://openedu.ru/?amp&>.
11. IQ Media: медиа для людей [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://iq-media.ru>.
12. Moodle [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://moodle.org/?type=supported>.

13. Edmodo Classroom [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://class.101.com> .

14. Microsoft Teams [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.microsoft.com/ru-ru/microsoft-teams/login?market=ru>.

15. Славинская, О. В. Опыт использования онлайн-инструментов для организации воспитательной работы со студенческой группой = Experience of using online tools for organizing educational work with a student group / О. В. Славинская, А. А. Лагутина // Инновационный опыт идеологической, воспитательной и информационной работы в вузе : материалы IX Международной научно-практической конференции, Гомель, 21 апреля 2023 г. / Белорусский государственный университет транспорта ; редкол.: Г. М. Чаянкова [и др.]. – Гомель, 2023. – С. 221–224.

AN ELECTRONIC EDUCATIONAL RESOURCE FOR THE WORK OF CYBERSECURITY SUPERVISORS

Hilman A.D., student gr.244691

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics¹, Minsk, Republic of Belarus

Slavinskaya O.V. – PhD in Pedagogical Sciences, Associate Professor

Annotation. The development of an electronic educational resource (ESR) intended for curators of study groups of students of institutions of higher education is an urgent task in the context of the digitalization of the educational environment. The article discusses the theoretical foundations and methodological approaches to creating such an ESM focused on improving students' digital literacy and preventing cyber threats. The structure of the resource is presented, an analysis of analogues is carried out, functional features and practical significance of the development are highlighted.

Keywords: educational work, information security, cybersecurity, curator, education, digital culture, ESM.

УВЕЛИЧЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН

Хтун Таук Вин

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

Михневич С.Ю. – канд. физ.-мат. наук

В работе предложен механизм пространственной модуляции сигналов в оптических многожильных волокнах. Показано, что его дополнительное применение увеличивает количество передаваемой информации. При этом чем больше количество волокон, тем дополнительный объем передаваемой информации.

Исследование новой технологии многоканальных оптических волокон является одним из направлений исследований, направленных на решение проблемы расширения связи в будущем. Однако до сих пор в мире до сих пор не существует единого стандарта проектирования многоканальных оптических волокон. При производстве многоканальных оптических волокон различные высокотехнологичные компании применяют разное количество сердцевин, расположения сердцевин, размера сердцевины, расстояния между каналами и распределения показателя преломления. [1]

Например, кабель Dupant, который Google ввел в эксплуатацию в январе 2021, имеет 12 пар оптических волокон общей пропускной способностью 250 Тбит/с. Две строящиеся сети в Атлантическом океане используют даже 16 пар оптических волокон и, как ожидается, достигнут полной пропускной способности от 350 до 370 Тбит/с. Facebook поручил NEC построить самый мощный в мире подводный кабель — новый трансатлантический кабель, в котором используются 24 пары оптических волокон. После завершения он станет самой загруженной магистралью передачи данных в мире. Достигнута рекордная общая пропускная способность 500 ТБ в секунду (примерно 4 000 данных на дисках Blu-ray) между Северной Америкой и Европой.[2]

В работе рассмотрена наиболее оптимальная с точки зрения пространственного расположения каналов, гексагональная структура многоканального оптического волокна. Помимо модуляции, используемой в каждом канале (примем что каждый канал имеет пропускную способность 1 Гб/с), предложено использовать пространственную модуляцию между каналами. В предположении, что дополнительная модуляция обеспечивает дополнительно 1 Мб/с рассчитан полный объем передаваемой информации I в Гб (см рис.1).

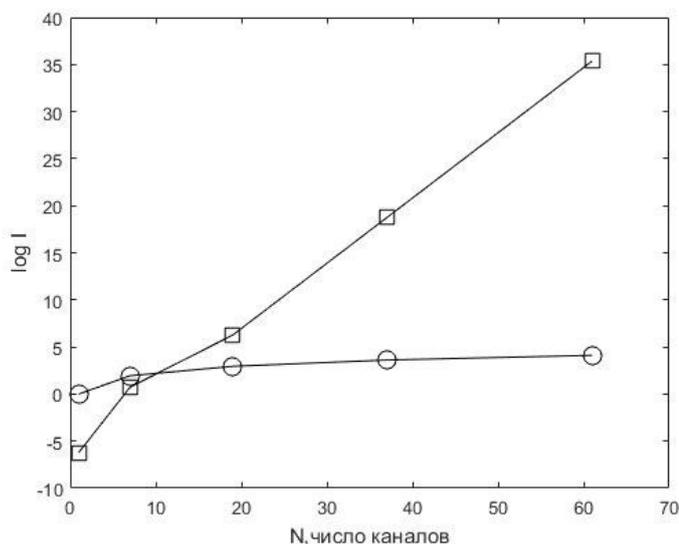


Рисунок 1 Объем передаваемой информации в многоканальных оптических волокнах (○) и с дополнительной модуляцией (□).

Список использованных источников:

1. Space-division multiplexing for optical fiber communications / Benjamin J. Puttnam,* Georg Rademacher, AND Ruben S. Luis // *Optica*. – 2021. Vol.8, №9. – P. 1186–1203.
2. Прорыв в технологии оптического волокна с мультиплексированием с пространственным разделением: беспроводное оптическое соединение между различными типами многоядерных оптических волокон // *Finetelecom*. – URL: <https://ru.ffiber.com/news/breakthrough-in-space-division-multiplexing-op-52318663.html> (дата обращения: 15.04.2025).

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ГЕНЕРАЦИИ ТЕКСТУР: АНАЛИТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ

Царюк В.О., Шеремет О.А.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск, Республика Беларусь

Рябычина О.П. – канд. тех. наук

В работе исследуется эффективность нейросетевых моделей (GANs, VAE, U-Net) для генерации текстур высокого качества. Используется датасет TextureNet с 10 000 изображений. Метрики PSNR, SSIM и FID показали превосходство GANs. Аугментации улучшили обобщаемость моделей. Работа подтверждает возможность замены ручного дизайна текстур нейросетями в 3D-графике.

Генерация текстур – ключевой этап в графическом дизайне, игростроении и визуализации. Традиционные методы требуют ручной настройки и часто создают неприродные шаблоны. Нейросети же учатся на реальных данных, воспроизводя естественные узоры [1].

Для экспериментов использовался датасет TextureNet (10 000 изображений 256×256). Данные разделены на обучающую (70%), валидационную (15%) и тестовую (15%) выборки. Аугментации (повороты, зеркальные отражения, изменение яркости) увеличили разнообразие данных.

В исследовании анализировались три типа нейросетей: GANs, VAE и U-Net. Генеративно-состязательные сети (GANs) состоят из двух частей: генератора, основанного на архитектуре U-Net с элементами residual blocks для улучшения обучения, и дискриминатора с сверточными слоями (CNN), включающего функцию активации LeakyReLU. Это помогло стабилизировать процесс обучения. Модель VAE (Вариационный автокодировщик) использует структуру encoder-decoder, где encoder преобразует входные данные в вероятностное пространство, а decoder генерирует текстуры из случайной точки этого пространства. U-Net — модификация классической нейросети, которая сохраняет детали изображений на разных этапах обработки благодаря прямым соединениям (skip-connections) [2].

Для оценки качества генерации текстур использовались метрики, оценивающие как пиксельное сходство, так и семантическую близость генерируемых изображений к реальным данным. PSNR (Peak Signal-to-Noise Ratio) измерял точность воспроизведения пикселей, SSIM (Structural Similarity Index) анализировал структурную целостность текстур, VGG-features distance оценивал семантическое сходство через признаки нейросети VGG [3], а FID (Fréchet Inception Distance) сравнивал распределения реальных и синтетических текстур в пространстве признаков.

Результаты сравнения моделей приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Сравнение моделей

Модель	PSNR	SSIM	FID
GANs	28.5	0.89	12.3
VAE	26.1	0.84	18.7
U-Net	27.8	0.87	15.1

Анализ экспериментов показал, что аугментации критически важны для обобщения моделей. Без них PSNR GANs снижался на 1.6 дБ, а FID вырастал на 2.5 единиц, что указывает на переобучение на конкретные шаблоны датасета.

GANs демонстрируют наилучшее качество генерации, но их применение ограничено вычислительными ресурсами: обучение требует оптимизации двух сетей. Это делает GANs неприемлемыми для реального времени, но идеальными для предварительной генерации текстур на этапе разработки.

Результаты работы показывают, что нейросети, особенно GANs, могут успешно заменить ручной дизайн текстур в 3D-графике, сокращая время разработки и обеспечивая естественность и разнообразие генерируемых образов. Это открывает перспективы для автоматизации процессов в играх и визуализации, где этап предварительной обработки важнее, чем динамичное создание текстур в реальном времени.

Список источников

3. Бурцева, Е.В. *Нейронные сети: теория и практика* / Е.В. Бурцева. – М.: ДМК Пресс, 2018. – 320 с.
4. Kingma, D. P. *Auto-Encoding Variational Bayes* / D. P. Kingma, M. Welling // *International Conference on Learning Representations*. – 2014. – arXiv preprint arXiv:1312.6114.
5. Ronneberger, O. *U-Net: Convolutional Networks for Biomedical Image Segmentation* / O. Ronneberger, P. Fischer, T. Brox // *Medical Image Computing and Computer-Assisted Intervention*. – 2015. – С. 234–241.

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ФОРМИРОВАНИЕ ПСЕВДОСЛУЧАЙНОГО КОДА СИГНАЛА СПУТНИКОВОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ГЛОНАСС

Чан Ньейн Чжо

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

Аннотация. В данной работе представлены результаты исследования процессов моделирования и генерации псевдослучайных кодов, используемых в системе ГЛОНАСС. Рассматриваются принципы работы линейных регистров сдвига с обратной связью (LFSR), а также влияние порождающих полиномов на формирование дальномерных кодов. Рассмотрены варианты реализации дальномерного кода стандартной и высокой точности. Проведен анализ их автокорреляционных свойств, эффективности разделения сигналов и влияния на синхронизацию системы. Обоснован выбор оптимального полинома с учетом требований навигационной инфраструктуры, вычислительной сложности и эксплуатационных характеристик системы.

Введение

Спутниковые навигационные системы играют ключевую роль в обеспечении точного позиционирования и синхронизации данных во многих сферах, включая транспорт, геодезию и телекоммуникации. Одной из таких систем является ГЛОНАСС – российская глобальная навигационная спутниковая система, обеспечивающая непрерывное определение координат и времени.

Ключевым элементом работы ГЛОНАСС является формирование дальномерных кодов, основанных на псевдослучайных последовательностях (PRN-кодах). Эти коды позволяют улучшить точность навигационных измерений, обеспечить устойчивость сигнала к помехам и реализовать надежную синхронизацию приемника со спутником.[1]

Основная часть

В навигационной системе дальномерные коды генерируются с использованием линейных регистров сдвига с обратной связью (LFSR), что позволяет создавать последовательности максимальной длины с хорошими корреляционными свойствами. Основным параметром формирования PRN-кодов является порождающий полином, определяющий структуру кодовой последовательности. В данной работе рассмотрены два порождающих полинома:

- 1) $G(x) = 1 + x^5 + x^9$ (9-разрядный регистр сдвига);
- 2) $G(x) = 1 + x^3 + x^5$ (5-разрядный регистр сдвига)

На рисунке 1 представлена упрощенная структурная схема формирования кода дальномера на основе полинома $G(x) = 1 + x^5 + x^9$. [2]

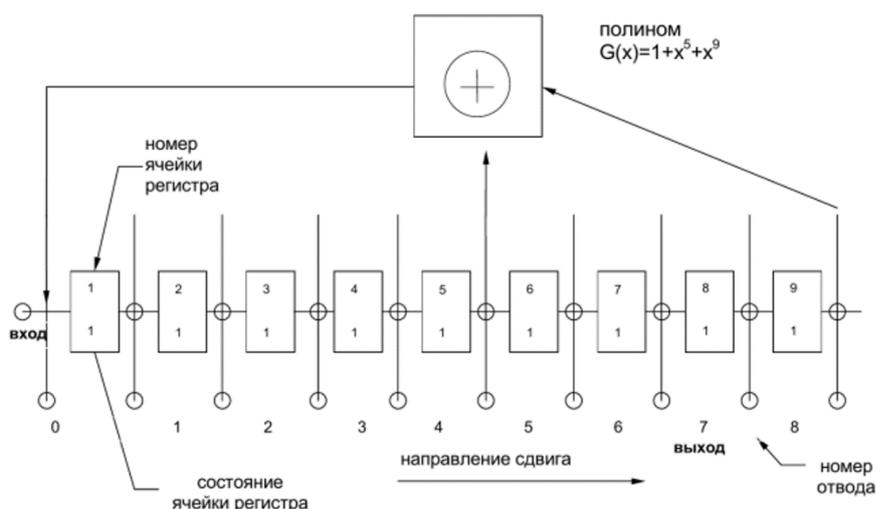


Рисунок 1 – Структурная схема формирования дальномерного кода

Для формирования дальномерного кода согласно предложенной схеме рисунка 1 была использована среда MATLAB. В ходе моделирования были получены графические представления изменения состояния регистра сдвига во времени (рисунки 2-3). Проведенные вычислительные эксперименты показали, что выбор порождающего полинома влияет на ключевые характеристики системы: точность временной синхронизации, устойчивость к внешним воздействиям и сложность реализации алгоритмов.

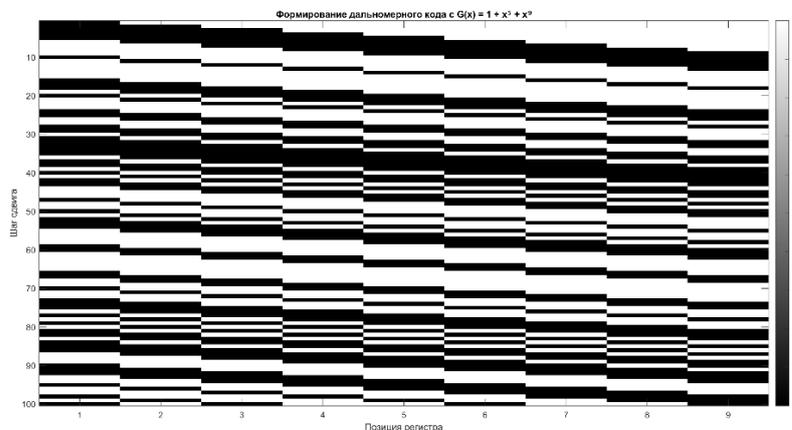


Рисунок 2 – Результат формирования кода дальномера для 9-разрядный регистр сдвига

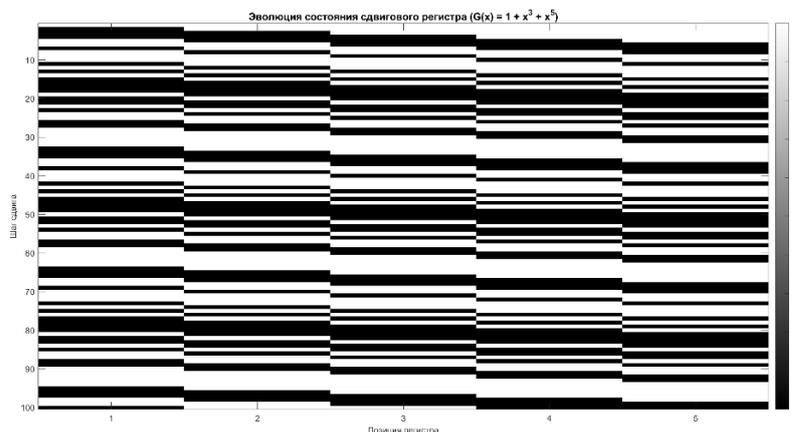


Рисунок 3 – Результат формирования кода дальномера для 5-разрядного сдвигового регистра

Сформированный код дальномера для 9-разрядного регистра сдвига был представлен в виде битов, где белый цвет означает 1, а черный – 0.

Таблица 1 – Результат формирования кода дальномера для 9-разрядный регистр сдвига

Шаг сдвига	Бит								
1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
2	0	0	1	1	1	1	1	1	1
3	0	0	0	1	1	1	1	1	1
4	0	0	0	0	1	1	1	1	1
5	0	0	0	0	0	1	1	1	1
...								
99	0	1	0	1	1	0	1	1	0
последний код	0	1	0	1	1	0	1	1	0

Анализ полученных результатов позволил сделать следующие выводы:

1. Для полинома $G(x) = 1 + x^5 + x^9$ (9-разрядный регистр сдвига):

– данная конфигурация генерирует последовательность максимальной длины, обеспечивая высокую степень автокорреляции;

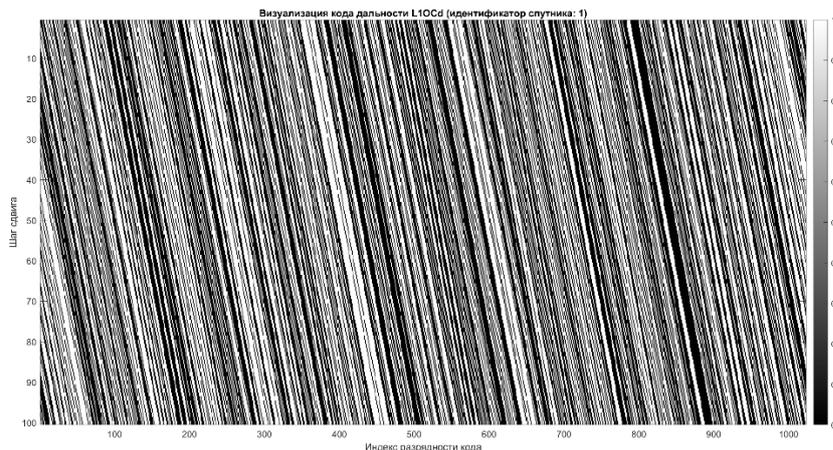


Рисунок 5 – Результат формирования кода дальномера для дальномерного кода L1OCd

На Рисунок 6 проиллюстрирован структурный процесс генерации кода определения местоположения L1OCp в системе ГЛОНАСС. В нем используются два сдвиговых регистра: ЦА1 с 12 ступенями и ответвлениями обратной связи в положениях 6, 8, 11 и 12, и ЦА2 с 6 ступенями и ответвлениями обратной связи в положениях 1 и 6. Начальные состояния ЦА1 и ЦА2 определяются фиксированными и динамическими двоичными последовательностями соответственно. Конечный результат, обозначенный как DKL1OCp, представляет собой сгенерированный код после суммирования по модулю 2, работающий на частоте 0,5115 МГц с периодом повторения 8 мс. Такая конструкция обеспечивает надежную синхронизацию и уникальность кода во всех спутниковых системах.[2]

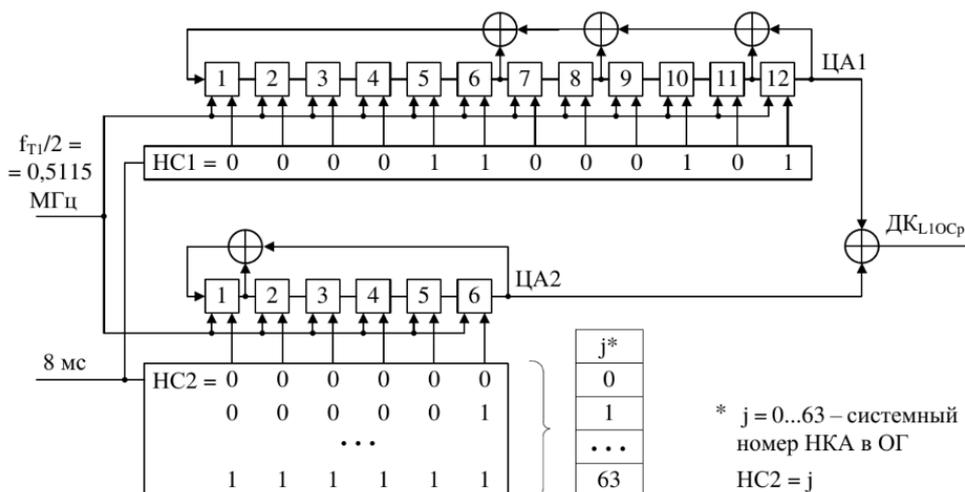


Рисунок 6 — Структурная схема формирования дальномерного кода L1OCp

Рисунок 7 демонстрирует визуализацию дальномерного кода L1OCp, сгенерированного для спутника с ID 1 в системе ГЛОНАСС. Ось X представляет индексы битов кода ("Индекс бита кода"), а ось Y обозначает индексы строк кода ("Индекс строки кода"). Черные и белые области соответствуют двоичным значениям (0 и 1), эффективно подчеркивая структуру и узоры кода L1OCp. Эта структурированная периодичность, запечатленная на изображении, обеспечивает надежную синхронизацию и разделение сигналов, что важно для точности и надежности в системах спутниковой навигации.

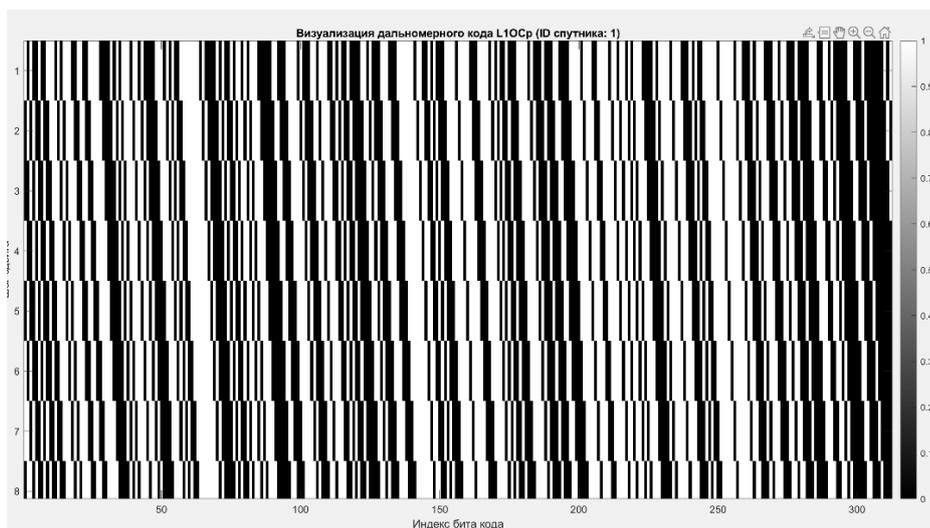


Рисунок 7 – Результат формирования кода дальномерного кода L10Cp

Схема на рисунке 8 иллюстрирует процесс генерации дальномерного сигнала L20Cp в системе ГЛОНАСС. Сигнал формируется с использованием двух регистров сдвига, ЦА1 и ЦА2, работающих с тактовой частотой 0,5115 МГц и периодом повторения 20 мс. ЦА1 имеет 14 ступеней с точками обратной связи на позициях 4, 8, 13 и 14, а ЦА2 – 7 ступеней с точками обратной связи на позициях 6 и 7. Начальные состояния, обозначенные как HC1 и HC2, определяются фиксированными и динамическими последовательностями на основе системного номера спутника. Эти регистры создают двоичные выходные последовательности, которые суммируются по модулю 2 для генерации уникального кода L20Cp. Схема также подчеркивает связь $HC2 = j + 64$, где j соответствует системному номеру спутника в орбитальной группировке. Такой подход обеспечивает надежность сигнала и эффективную синхронизацию для решения навигационных задач.[2]

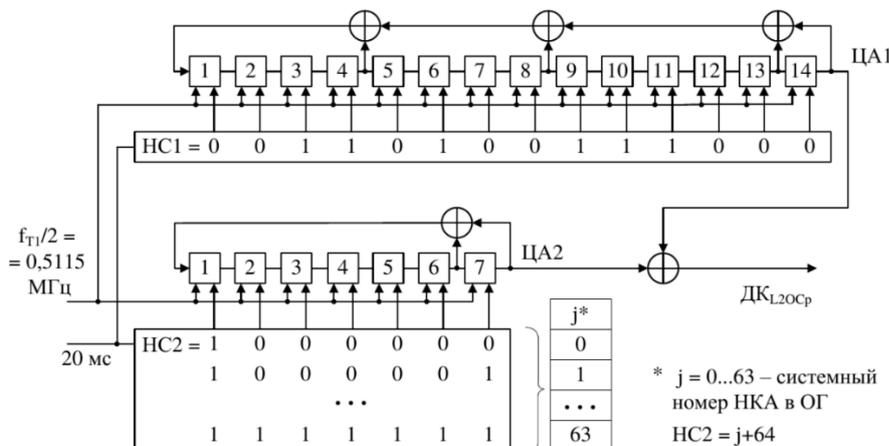


Рисунок 8 — Структурная схема формирования дальномерного кода L20Cp

Рисунок 9 демонстрирует визуализацию дальномерного кода L20Cp, сгенерированного для определённого спутника с ID 1. Горизонтальная ось, обозначенная как "Индекс бита кода," представляет последовательные индексы битов кода, а вертикальная ось, обозначенная как "Шаг сдвига," иллюстрирует прогрессию циклических сдвигов, применяемых к коду. Чёрные и белые области соответствуют двоичным значениям (1и 0) последовательности кода. Эта визуализация эффективно подчёркивает структурированную и периодическую природу дальномерного кода L20Cp, что имеет ключевое значение для синхронизации и надёжности сигнала в системах спутниковой связи

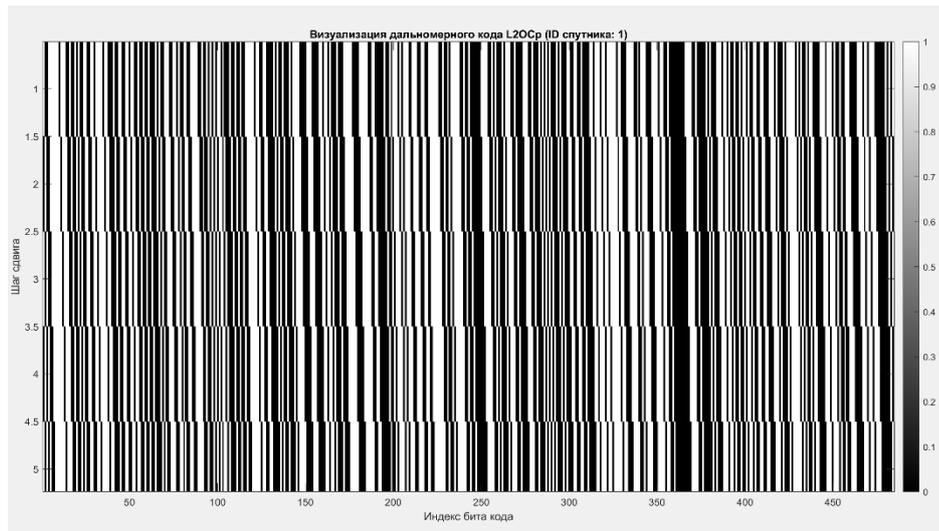


Рисунок 9 – Результат формирования кода дальномера для дальномерного кода L2OCp

Визуализация на рисунке 9 показывает периодическую и структурированную природу дальномерного кода L2OCp для спутника с ID 1 в системе ГЛОНАСС. Последовательные строки отображают сдвиги в последовательности битов кода, а чередующиеся черно-белые области отражают двоичные значения. Диаграмма подчеркивает надежность и уникальность дальномерного кода L2OCp, который играет ключевую роль в обеспечении точной синхронизации и целостности сигнала в спутниковой навигации. Это представление предоставляет интуитивное понимание поведения кода, поддерживая его применение в надежных системах связи и позиционирования.

Заключение

В ходе моделирования и формирования дальномерного кода сигнала было подтверждено, что выбор порождающего полинома и параметры линейного регистра сдвига оказывают значительное влияние на точность и устойчивость навигационного сигнала. Анализ двух конфигураций показал, что первая обеспечивает более надежную автокорреляцию и устойчивость к помехам, тогда как вторая повышает вычислительную эффективность. Результаты моделирования подтвердили необходимость стратегического подхода к выбору параметров формирования дальномерного кода для повышения качества работы системы ГЛОНАСС. Дальнейшие исследования могут быть направлены на оптимизацию алгоритмов кодирования с учетом изменяющихся условий радиосигналов и требований к точности позиционирования.

Список использованных источников

- абак В. П., Конін В. В., Харченко В. П. *Супутникова радіонавігація*. – К.: Техніка, 2004. – 328 с.
- ГЛОНАСС. *Интерфейсный контрольный документ. Навигационный радиосигнал в диапазонах L1, L2.–2010.–* (http://russianspacesystems.ru/wp-content/uploads/2016/08/ICD_GLONASS_rus_v5.1.pdf).

УДК 621.375.026

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ СИГНАЛА С БОЛЬШИМ ПИК-ФАКТОРОМ

Чепиков И.А., магистрант гр.345241

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

Титович Н.А. – к.т.н., доцент, доцент кафедры ИРТ

Аннотация. В данной статье рассматриваются усилители с большим пик фактором, их важность в современных радиочастотных и звуковых приложениях, а также современные тенденции и технологии, способствующие их развитию. Анализируются существующие решения и их ограничения, предложены новые подходы к проектированию, позволяющие улучшить характеристики усилителей и повысить их эффективность.

Ключевые слова: усилитель мощности, сигнал с большим пик-фактором, усилитель по схеме У. Догерти.

Введение

Усилители являются неотъемлемой частью современных систем передачи и обработки сигналов, обеспечивая необходимую мощность для широкого спектра приложений, включая радиосвязь, аудиотехнику и медицинское оборудование. Одним из ключевых параметров, определяющих производительность усилителей, является пик-фактор, который характеризует соотношение между максимальным значением сигнала и его среднеквадратичным значением. Высокий пик-фактор может создавать значительные трудности в работе усилителей, приводя к искажениям сигналов, перегреву и другим нежелательным эффектам. В последние годы наблюдается возрастание интереса к усилителям с высоким пик-фактором, особенно в свете развития технологий беспроводной связи и обработки сигналов. Поскольку коэффициент полезного действия (КПД) линейных усилителей мощности радиосигналов с большим пик-фактором зачастую остается низким, это создает определенные вызовы при проектировании радиопередатчиков и подчеркивает необходимость применения специализированных методов и схем для достижения высокой линейности радиотракта [1].

Цель данной статьи — изучить основные аспекты проектирования и применения усилителей с высоким пик-фактором, а также проанализировать современные подходы к их оптимизации на примере одной из наиболее известных схем усилителей, разработанной У. Догерти.

Основная часть

Привлекательность решения У.Догерти обусловлена эффективностью управления входными сигналами с высоким отношением пиковой к средней мощности, которое характерно для современных систем связи.

Суть данного метода заключается в использовании двух различных типов усилителей для достижения оптимального усиления аудиосигнала с высоким пик-фактором. Основным недостатком данного метода, как и всех мостовых схем сложения мощностей, заключается в ограничении полосы усиливаемого сигнала в 6 МГц. Связанно это ограничение с тем, что схемы мостового делителя и мостового сложения мощностей выполняются на отрезках длинных линий, длина которых составляет четверть длины волны усиливаемого сигнала. При переходе на частоту другого телевизионного канала приходится изменять конструкцию всех мостовых схем.

Одним из методов решения данной проблемы является построение по схеме усилителей мощности с распределенным усилением (УРУ), где для повышения мощности используется параллельное включение нескольких активных элементов. Схема с УРУ широко использовалась в мощных ламповых усилителях в 50-60-е годы прошлого столетия [2]. Однако с развитием мощных усилителей мощности на биполярных транзисторах (БТ), имеющих низкое входное и выходное сопротивление, эта схема не получила дальнейшего развития, так как параллельное соединение нескольких БТ приводит к резкому снижению входного и выходного сопротивления УМ в целом, в результате чего возникают трудности в построении схем согласования. В связи с этим схемы с УРУ были вытеснены мостовыми схемами сложения мощностей. При сложении мощностей с помощью квадратурных мостов, применяемых при построении телевизионных передатчиков, для повышения мощности приходится использовать от трех до семи мостов сложения. В схеме УРУ реализуется сложение коэффициентов усиления отдельных усилительных приборов, так что принципиально при любой полосе частот можно получить коэффициент усиления больше единицы, даже если коэффициент усиления отдельного усилительного прибора меньше единицы. Это свойство усилителя определило его

широкое применение в тех случаях, когда полоса усиливаемых частот составляет несколько сотен МГц [3].

Структурная схема УРУ приведена на рисунке 1. Она состоит из нескольких параллельно включенных усилительных приборов (УП), входной и выходной искусственных длинных линий (ИДЛ), элементов согласования с нагрузкой и питания. В соответствии с особенностью работы ИДЛ параллельно соединенные усилители возбуждаются с некоторой задержкой. Аналогично происходит сложение усиленных сигналов в выходной ИДЛ.

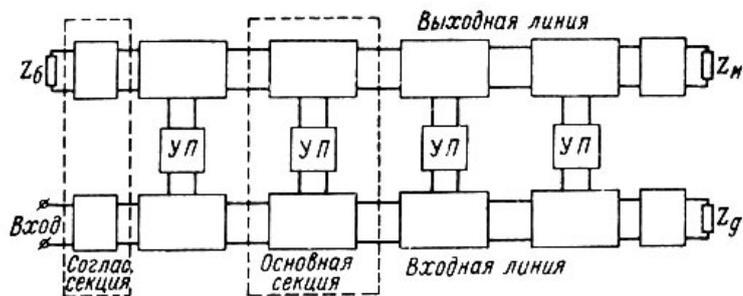


Рисунок 1 – Структурная схема усилителя с распределенным усилением

С появлением мощных металл оксидных полупроводниковых (МДП) транзисторов, обладающих высоким входным и выходным сопротивлением, тема создания мощных УРУ вновь приобрела актуальность. Эти усилители не только обеспечивают широкополосное усиление, но и демонстрируют повышенную надежность по сравнению с мостовыми схемами, которые часто используются для сложения мощности. В мостовых схемах выход из строя одного из транзисторов может привести к полной неработоспособности всей системы, так как это нарушает работу всех мостов. В отличие от этого, при параллельной схеме сложения мощности отказ одного транзистора не останавливает работу всего усилителя.

УРУ на основе полевых транзисторов также находят применение в приемных модулях фазированных антенных решеток. Однако реализация таких усилителей сопряжена с рядом трудностей. Резкие зависимости входных и выходных емкостей транзисторов могут приводить к дополнительным нелинейным искажениям в усилительном тракте, что требует внедрения методов линейризации для улучшения качества усиления мощности. Кроме того, при работе с сигналами, имеющими высокий пик-фактор, возникает необходимость повышения коэффициента полезного действия (КПД) усилителя.

Метод усиления, предложенный У.Догерти, не может быть непосредственно применен в схемах УРУ, так как он также требует использования мостовых схем деления и сложения мощности. В этой ситуации более перспективным решением представляется применение метода автоматической регулировки режима работы (АРР) УРУ. Этот метод использует синхронное изменение напряжения питания усилителя в соответствии с изменениями огибающей входного сигнала, что позволяет повысить энергоэффективность работы усилителя по аналогии с методом У.Догерти.

Однако стоит отметить, что применение АРР может вводить дополнительные нелинейные искажения, поскольку в тракте управления напряжением питания могут возникать задержки по отношению к амплитуде усиливаемого сигнала. Тем не менее, исследование УРУ с использованием АРР остается актуальным благодаря достижениям в области цифровой предкоррекции, что позволяет достигать необходимой линейности усилительного тракта. В этом контексте компьютерное моделирование проектируемой схемы становится важным инструментом, позволяющим оценить ее характеристики и оптимизировать параметры. Расчет и сравнительный анализ энергетической эффективности УМ с линейной и нелинейной АРР позволяет значительно снизить затраты на этапе макетирования.

Достичь желаемого результата - повышения коэффициента полезного действия усилителя мощности в широкой полосе частот на высоком уровне мощности при сохранении линейности усилительного тракта, позволяет техническое решение, описанное в [4], представленное на рисунке 2.

Широкополосный усилитель мощности, построенный по схеме Догерти, содержащий основной усилитель (1), пиковый усилитель (2), а также согласующие цепи основного (4) и пикового (5) усилителей и симметрирующий трансформатор (6), выход которого соединен с нагрузкой. В схему введены направленный ответвитель (7) и реактивные цепи по числу входов ответвителя (10,11,12,13). Направленный ответвитель выполнен в виде гибкой полосковой линии с сильной электромагнитной связью и неравными длинами проводников в области электромагнитной связи. Короткий проводник имеет электромагнитную связь между входами ответвителя по внешней стороне проводника, а длинный проводник не имеет упомянутой связи. Кроме того, каждая реактивная цепь состоит из последовательного соединения микрополосковой линии и конденсатора.

Усилители выполнены двухтактными, их выходы соединены с одноименными входами согласующих цепей, которые выполнены симметричными и на средней частоте рабочего диапазона

обеспечивают фазовый сдвиг 90° . Выходы согласующей цепи основного усилителя непосредственно подключены ко входам направленного ответвителя и симметрирующего трансформатора, выходы пикового усилителя через другую согласующую цепь подключены к противоположным входам направленного ответвителя. Между одноименными входами направленного ответвителя и корпусом включены реактивные цепи.

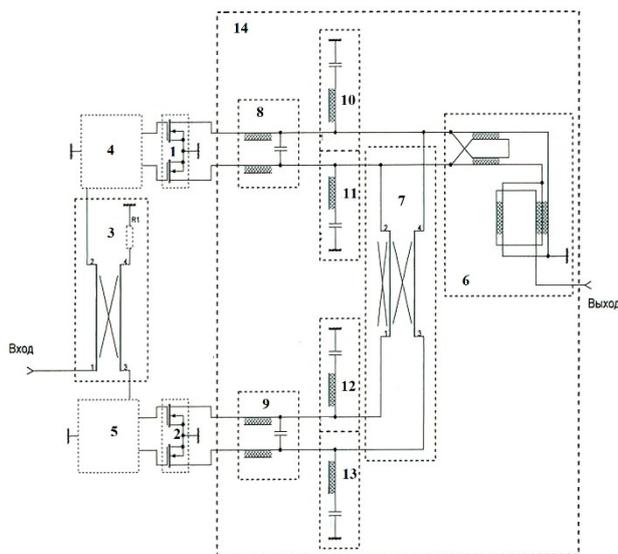


Рисунок 2 – Широкополосный усилитель мощности по схеме Догерти

Усилитель работает следующим образом. На общий вход усилителя подается высокочастотный сигнал с динамично изменяющейся амплитудой, характеризующийся высоким отношением пиковой мощности к среднему значению. Входной сигнал в усилителе делится между основным 1 и пиковым 2 усилителями неравнозначно с фазовым сдвигом, обеспечивающим его квадратурность. На низких и средних уровнях мощности основной усилитель работает как линейный усилитель класса «В». В рабочем диапазоне частот, за счет соответствующей реализации суммирующей цепи, он работает на активную нагрузку и имеет хорошую развязку с пиковым усилителем. Практически вся мощность основного усилителя поступает в нагрузку. С ростом уровня входного сигнала основной усилитель входит в насыщение, а пиковый выходит в активный режим. Как и в классической схеме усилителя Догерти, переход установлен на уровне мощности 6 дБ, что соответствует половине пикового входного напряжения. В зависимости от структуры усиливаемого сигнала диапазон может быть выбран другим. Для сигнала DVB T-2 наиболее оптимальным, с точки зрения реализации энергетических характеристик и линейности усилителя, является уровень (7-8) дБ.

Исследования характеристик данного широкополосного усилителя мощности, описанные в [4], показывают, что при усилении сигнала с пик-фактором сигнала 10-12 дБ в полосе частот дециметрового диапазона обеспечивается уровень средней эффективной мощности 170 Вт с КПД по стоковой цепи в 40-52% и линейностью $MER > 35,5$ дБ. Аналогичный усилитель, выполненный по типовой двухтактной схеме, позволяет получить КПД только 20-25%. Таким техническим решением невозможно создать оптимальные импедансы для первой, второй и третьей гармоник одновременно. Следовательно, из-за влияния гармоник между основным и пиковым усилителями, максимальная мощность, эффективность и приемлемая линейность в этой структуре не достигались. Аналогично и в усилителе-прототипе потенциально достижимый КПД падает с ростом пик-фактора усиливаемого сигнала. В заявляемом усилителе синтез широкополосного сумматора Догерти (14) осуществлен с учетом оптимального согласования нагрузки, как на основной частоте, так и на второй и третьей гармониках. Создан нулевой импеданс для второй гармоники (двухтактное включение транзисторов в усилителях), и высокий для третьей (включение реактивных цепей 10, 11, 12, 13). За счет поворота фазы третьей гармоники пикового усилителя и широкополосной трансформации нагрузки трансформатором (6) в усилителе основного канала произведено уплощение косинусоидального импульса тока транзисторов.

Заключение

Анализ известных решений повышения энергетических характеристик таких усилителей показал, что наиболее эффективной является схема УМ, предложенная в свое время У.Догерти. Однако она находится в противоречии с требованиями обеспечения широкополосности усилительного тракта. Набирающая в последнее время популярность схема широкополосного УРУ на полевых транзисторах требует введения в схему элементов предкоррекции, компенсирующих отрицательное влияние входных

и выходных емкостей транзистора. Весьма перспективной представляется схема широкополосного УМ по схеме Догерти с широкополосным согласующим трансформатором на выходе.

Список использованных источников:

1. Шахгильдян В. В., Иванюшкин Р. Ю. Методы повышения энергетической эффективности линейных усилителей мощности. // *T-Comm – Телекоммуникации и транспорт*, 2011, №9.
2. Анализ режимов функционирования усилителя мощности по схеме Догерти в цифровых телевизионных передатчиках // *технические науки - электротехника, радиотехника, телекоммуникации и электроника*/ Савенков Г.Г., Морозов Ю.В., Цыкунов А.В. – 2013.
3. Алексеев О.В. Усилители мощности с распределенным усилением - Ленинград: Энергия, 1968.
4. Широкополосный усилитель мощности по схеме Догерти / И.О. Киселёв [и др.] патент RU 2727146, 2020 – 21 с.

UDC 621.375.026

BROADBAND ENERGY EFFICIENT SIGNAL POWER AMPLIFIER WITH HIGH CREST FACTOR

Tchepikov I.A

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

Titovich N.A. – Ph.D., Associate Professor, Department of IRT BSUIR

Annotation. This article discusses high-peak-factor amplifiers, their importance in modern RF and audio applications, and current trends and technologies that drive their development. Existing solutions and their limitations are analyzed, and new design approaches are proposed to improve amplifier performance and efficiency.

Keywords. Key words: power amplifier, high peak factor signal, amplifier based on W. Doherty's scheme.

УДК 621.396.96

АЛГОРИТМЫ CFAR В НЕСТАЦИОНАРНЫХ УСЛОВИЯХ: CA-CFAR, GO/SO-CFAR И OS-CFAR

Шин Тант Аунг, магистрант

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

г. Минск, Республика Беларусь

С.Ю. Седышев, – к.т.н., доцент

Аннотация. В статье рассматриваются алгоритмы постоянной ложной тревоги (CFAR), применяемые в радиолокационных системах для обнаружения целей в условиях нестационарного фона. Проводится сравнительный анализ классического алгоритма CA-CFAR, его модификаций (GO-CFAR и SO-CFAR), а также алгоритма OS-CFAR, основанного на ранжировке ячеек. Особое внимание уделено их характеристикам обнаружения в присутствии помех, неоднородностей и множественных целей.

Ключевые слова. алгоритмы CFAR, нестационарный радиолокационный фон, адаптивное обнаружение целей, CA-CFAR, GO-CFAR, SO-CFAR, OS-CFAR, вероятность ложной тревоги (PFA), вероятность обнаружения (Pd), мешающие цели, клаттерные помехи, адаптивная обработка радиолокационных сигналов, сравнительный анализ алгоритмов, устойчивость к помехам, ранжировка ячеек оценки, параметры обнаружения в сложных условиях.

Введение

Современные радиолокационные системы сталкиваются с проблемой обнаружения целей на фоне нестационарных помех, таких как остатки подавления пассивных и активных помех. Алгоритмы CFAR (Constant False Alarm Rate) предназначены для адаптивного определения порога обнаружения, поддерживая постоянной заданную вероятность ложных тревог (PFA).

Описание базового алгоритма CA-CFAR и его особенностей были сделаны в статье [[ссылка на твою статью](#)]

Основные задачи статьи:

- Анализ эффективности CA-CFAR в условиях нестационарного радиолокационного фона (РЛФ).
- Описание характеристик обнаружения GO-CFAR и SO-CFAR.
- Сравнение характеристик обнаружения при различном распределении помех.

Основные алгоритмы CFAR и их особенности

В радиолокационных системах алгоритмы постоянной ложной тревоги (CFAR) играют ключевую роль в обеспечении стабильного обнаружения целей на фоне помех. Среди основных подходов выделяются:

- CA-CFAR (Cell-Averaging CFAR);
- GO-CFAR (Greatest Of CFAR);
- SO-CFAR (Smallest Of CFAR);
- их модификации.

Каждый из этих алгоритмов имеет свои преимущества и ограничения, что делает их применение зависимым от конкретных условий работы радиолокационной системы. Выбор оптимального метода CFAR требует тщательного анализа характеристик окружающей среды и возможных помеховых ситуаций. Современные разработки часто сочетают несколько подходов для создания гибридных алгоритмов, способных адаптироваться к различным сценариям работы.

Характеристики обнаружения ПУЛТ CA-CFAR в условиях нестационарного радиолокационного фона

Показатели качества функционирования алгоритмов ПУЛТ могут быть существенно снижены в случае наличия нестационарного фона. Рассмотрены примеры моделей нестационарности РЛФ и выражения для расчета вероятностей правильного обнаружения и ложных тревог в этих случаях.

Модели нестационарных сигнально-помеховых ситуаций:

- Модель А. Перепад мощности в протяженной помехе
- Модель В: Два перепада мощности в помехе
- Модель С: Выбросы в отдельных ячейках
- Модель D: Помеха и выбросы в окне оценки.

Если тестовая ячейка находится в чистой области, а совокупность ячеек оценки мощности фона находится в помехе, имеет место так называемый эффект маскирования. Для этого эффекта характерен существенный подъем порога обнаружения, и поэтому вероятность обнаружения снижается, даже притом, что может быть высокое отношение сигнал/шум в интересующем элементе.

Тогда, с учетом методики, изложенной в статье [23] и результатов [4]:

$$p_0(z_i) = \begin{cases} \sigma_0^{-1} \cdot \exp(-z_i/\sigma_0), & i = \overline{m+1, N} \\ [\sigma_0 \cdot (1 + \gamma_n)]^{-1} \cdot \exp(-z_i/\sigma_0 \cdot (1 + \gamma_n)), & i = \overline{1, m} \end{cases} \quad (1)$$

где $\gamma_n = \frac{\sigma_n}{\sigma_0}$ – обозначает отношение помеха/шум в окне оценки РЛФ.

В работе [4] **Ошибка! Источник ссылки не найден.**показано, что в этом случае выражение для вероятности обнаружения можно представить в виде

$$D = (1 + \gamma_n)^{-m} \left(\frac{1}{1 + \gamma_n} + \frac{T}{(1 + \mu)} \right)^{-m} \left(1 + \frac{T}{(1 + \mu)} \right)^{m-N} \quad (2)$$

При $\mu = 0$ получаем вероятность ложных тревог:

$$F = (1 + (1 + \gamma_n)T)^{-m} (1 + T)^{m-N} \quad (3)$$

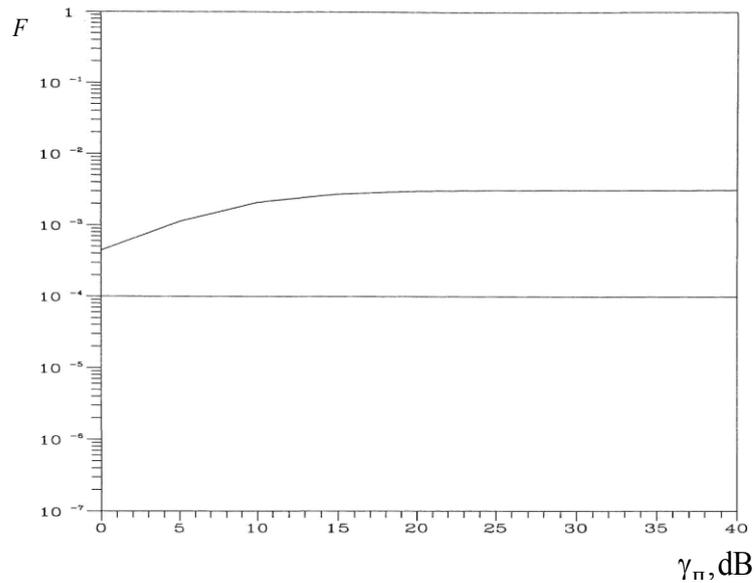


Рисунок 1 – Вероятность ЛТ алгоритма CA-CFAR в присутствии перепада мощности помехи, $N = 16$, $F_{\text{тр}} = 10^{-4}$

Из рисунка видно, что наличие нестационарного РЛФ ухудшает вероятность ложных тревог.

На Рисунок (2) показана вероятность обнаружения алгоритма CA-CFAR, когда одна и две мешающие цели присутствуют в окне оценки.

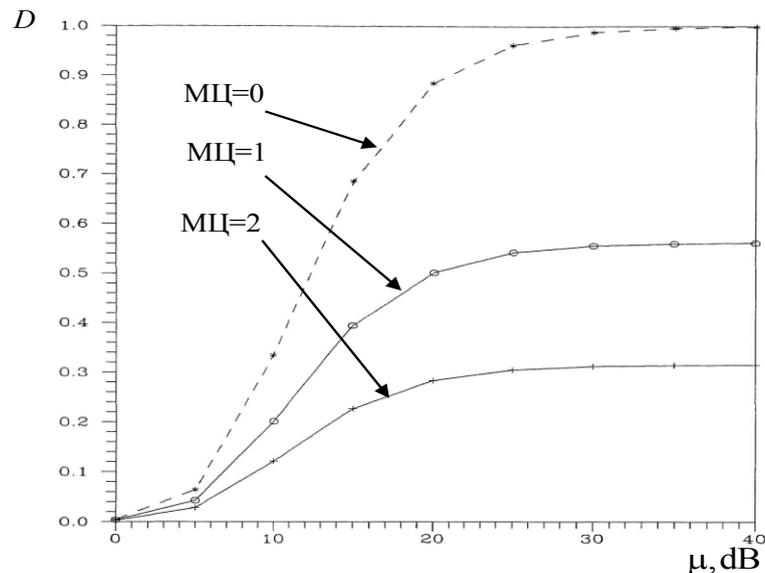


Рисунок 2 – Вероятность обнаружения алгоритма CA-CFAR в присутствии мешающих целей, $N = 16$, $F_{\text{тр}} = 10^{-4}$

В присутствии мешающих целей (МЦ), вероятность обнаружения ухудшается за счет *эффекта захвата*. Ухудшение более существенно, когда имеется две мешающие цели.

Алгоритмы скользящего среднего с выбором максимума и минимума

Алгоритм GO-CFAR

Присутствие помеховых сигналов в окне оценки основной цели ухудшает вероятность обнаружения. Таким образом, предполагая, что множество помеховых целей присутствует или в ведущих, или в ведомых элементах окна, оценка уровня фона в тестируемом элементе производится так, чтобы быть минимумом сумм выходов ведущих и ведомых элементов.

В алгоритме GO-CFAR оценка уровня фона в испытуемом элементе устанавливается как максимум сумм выходов ведущих и ведомых ячеек. Таким образом, в случае GO-CFAR алгоритма, выход логической схемы выбора – максимум величин U и V запишется:

$$Z = \max(U, V) \quad (4)$$

где

$$U = \sum_{i=0}^{M-1} z_i, \quad V = \sum_{i=M+1}^N z_i \quad (5)$$

Случайные величины U и V подчиняются Гамма распределению с параметрами M и $1, G(M, 1)$, где $G(M, 1)$ – плотность Гамма распределения.

Таким образом:

$$p_U(z) = p_V(z) = \frac{1}{\Gamma(M)} z^{M-1} \exp(-z), z \geq 0 \quad (6)$$

Совместная функция распределения для U и V имеет вид:

Совместная функция распределения статистики Z полученной в выражении (7) равна:

$$P_U(z) = P_V(z) = \int_0^z \frac{1}{\Gamma(M)} z^{M-1} \exp(-z) dz, \quad P_Z(z) = P_U(z)P_V(z) \quad (7)$$

$$p_Z(z) = \frac{2z^{M-1} \exp(-z)}{\Gamma(M)} \left[1 - \exp(-z) \sum_{k=0}^{M-1} \frac{z^k}{k!} \right] \quad (8)$$

Тогда [4]

$$D = 2 \left(1 + \frac{T_{GO}}{1+\mu} \right)^{-M} - 2 \sum_{k=0}^{M-1} C_{M+k-1}^k \left(2 + \frac{T_{GO}}{1+\mu} \right)^{-(M+k)} \quad (9)$$

При $\mu = 0$, из предыдущего выражения получаем выражение для заданной вероятности ложных тревог:

$$F = 2(1 + T_{GO})^{-M} - 2 \sum_{k=0}^{M-1} C_{M+k-1}^k (2 + T_{GO})^{-(M+k)} \quad (10)$$

Формула (10) используется для вычисления константы T_{GO} , при $F = F_{\text{тр}}$.

Алгоритм SO-CFAR

Алгоритм GO-CFAR работает достаточно хорошо при условии присутствия помехи в ведущем или ведомом окне, когда ячейка анализа тоже находится в помехе. Поэтому в присутствии мешающих целей или в случае присутствия помехи, при условии, что тестовая ячейка находится в чистой области, показатели качества работы алгоритма с выбором максимума существенно падают.

Для преодоления этой проблемы был предложен алгоритм SO-CFAR. В данном алгоритме за оценку шумового уровня в тестовой ячейке принимается минимум сумм выходов ячеек ведущего и ведомого окна.

В данном случае тестовая статистика алгоритма описывается следующим образом:

$$Z = \min(U, V) \quad (11)$$

где U и V получается из (5).

Аналогично алгоритм GO-CFAR плотность вероятности тестовой статистики z для алгоритма SO-CFAR:

$$p_Z(z) = \frac{2z^{M-1} \exp(-2z)}{\Gamma(M)} \sum_{k=0}^{M-1} \frac{z^k}{k!} \quad (12)$$

Тогда вероятность обнаружения алгоритма SO-CFAR равна:

$$D = 2 \left(2 + \frac{T_{SO}}{1+\mu} \right)^{-M} \sum_{k=0}^{M-1} C_{M+k-1}^k \left(2 + \frac{T_{SO}}{1+\mu} \right)^{-k} \quad (13)$$

Приравнивая $\mu = 0$ в выражении (13) **Ошибка! Источник ссылки не найден.** мы получаем выражение для заданной вероятности ЛТФ алгоритма SO-CFAR

$$F = 2(2 + T_{SO})^{-M} \sum_{k=0}^{M-1} C_{M+k-1}^k (2 + T_{SO})^{-k} \quad (14)$$

Как и в случае алгоритма GO-CFAR выражение (14) **Ошибка! Источник ссылки не найден.** используется для вычисления константы T_{SO} , приравнивая $F = F_{\text{тр}}$.

На рисунках 3 и 4 показаны результаты моделирования характеристик обнаружения алгоритмов CA-CFAR, GO-CFAR и SO-CFAR.

При отсутствии помех (Рисунок 3) характеристики обнаружения алгоритмов CA-CFAR, GO-CFAR и SO-CFAR практически совпадают. Так как в алгоритме GO-CFAR из двух оценок берется большая, рассчитанный порог обнаружения оказывается немного больше оценок для CA-CFAR и SO-CFAR, то характеристика обнаружения смещается немного вправо. Это означает незначительное ухудшение вероятности правильного обнаружения для алгоритма GO-CFAR.

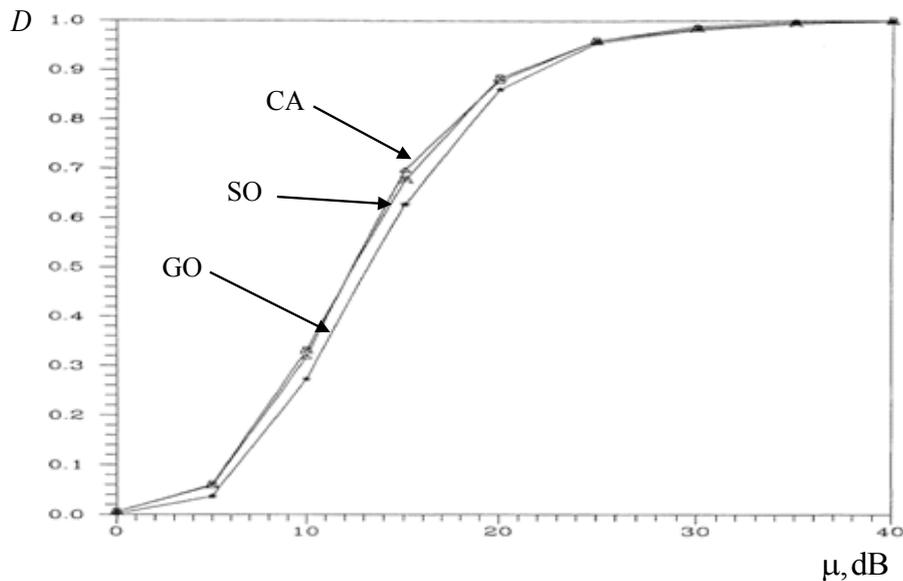


Рисунок 3 – Вероятность обнаружения CA, GO, SO алгоритмов ПУЛТ в случае стационарного фона, $N = 16, F_{\text{тр}} = 10^{-4}$

На рисунке 4 показаны результаты моделирования алгоритмов CA-CFAR, GO-CFAR и SO-CFAR в присутствии одной мешающей цели в сравнении с результатами Рисунок 3.

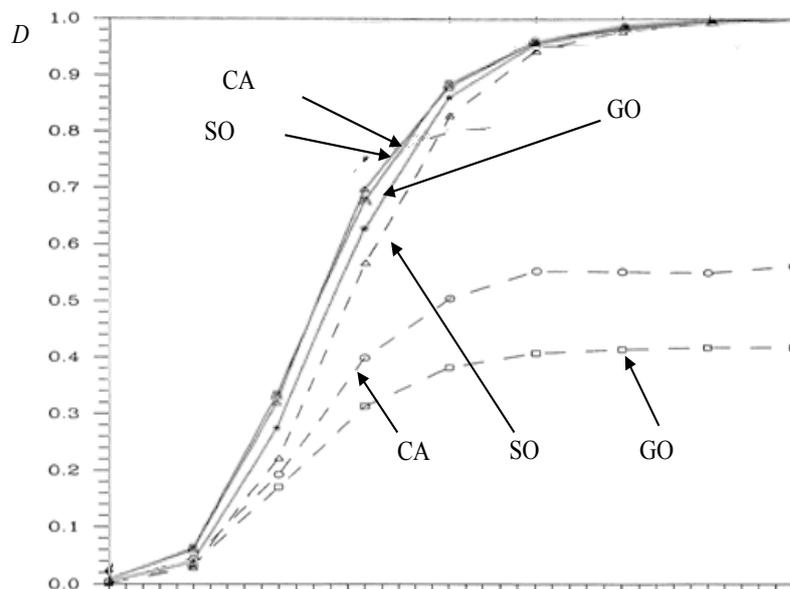


Рисунок 4 – Вероятность обнаружения CA, GO, SO алгоритмов ПУЛТ в присутствии одной мешающей цели, $N = 16$, $F_{тр} = 10^{-4}$

Из рисунка виден выигрыш в характеристиках обнаружения при использовании алгоритма ПУЛТ SO-CFAR в случае присутствия мешающей цели.

Список использованных источников

- (1) Радиозлектронные системы: основы построения и теория. Справочник/Под ред. Ширмана Я.Д.. М.: ЗАО «МАКВИС»; 1998 - 828с.
- (2) Левин Б.П. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989 - 656с.
- (3) Rohling H., Radar CFAR thresholding in clutter and multiple target situations, *IEEE transaction on AES*, 3 (7/1983), 608-621
- (4) Prastitis L.A., On adaptive censored CFAR detection, *New Jersey Institute of Technology*, 1993, 197с.
- (5) С.Горшков, В.Латушкин, С.Седышев. Основы радиолокации. Конспект лекций. ЧИИ-Минск:ВАРБ, 2005г.
- (6) Levanon, N., Shor, M., Order statistic CFAR for Weibull background, *IEE Proceedings, F*, 137, 3 (6/1990), 157-162
- (7) Levanon, N., Detection loss due to interfering targets in ordered statistic CFAR, *IEEE Transactions on AES*, (11/1988), 678-681
- (8) Neyman, J. и Pearson, E., *Neyman-Pearson Criterion for Radar Signal Detection*. – London: *Philosophical Transactions of the Royal Society*, 1933. – 90 с.
- (9) Urkowitz, H. *Signal Detection Theory and Radar*. Academic Press, 1967.
- (10) Johnson, R. S. Adaptive detection mode with threshold control as a function of spatially sampled clutter estimates/ R.S. Johnson, H.M. Finn// *RCA Review*, vol. 29, 1968, p.414–464.
- (11) Охрименко А. Е. Основы радиолокации и РЭБ. Ч.1. – М.: Воениздат, 1980.
- (12) Семенов К., Бродштейн И. Справочник по математике для инженеров. – М.: Наука, 1986.
- (13) Therrien, C. W. *Decision Estimation and Classification: An Introduction to Pattern Recognition and Related Topics*. Wiley-Interscience, 1989.
- (14) Prastitis, L. A. Ph. Dissertation. On adaptive censored CFAR detection. – *New Jersey Institute of Technology*. – 1993. – p.197
- (15) Swerling, P. Radar probability of detection for some additional fluctuating target cases. / P. Swerling. – *Life Member, IEEE A. Corporation*, 1996. – 698 – 709 p.
- (16) Levanon, N., *Radar Principles*. John Wiley and Sons, New York, 1988.
- (17) Steven M. Kay. *Statistical signal processing: Detection theory*. Prentice Hall PTR, 1998.
- (18) Rohling, H. 25 years research in range CFAR techniques / H. Rohling // *Proc. IRS-2003, Germany*. – 2003. – P. 363–368.
- (19) Горшков С. А., Латушкин В. В., Седышев С. Ю. Основы радиолокации: конспект лекций. – Ч I. – Минск: ВА РБ, 2003.
- (20) Michael F. Rimebert, *Constant False Alarm Rate Detection Techniques Based on Empirical Distribution Function Statistics*, Ph.D Thesis, *Purdue University*, 2005
- (21) Горшков С. А., Латушкин В. В., Седышев С. Ю. Основы радиолокации: конспект лекций. – Ч II. – Минск: ВА РБ, 2005.
- (22) Радиозлектронные системы: основы построения и теория: справ./ под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: МАКВИС, 2007.
- (23) Алгоритмы оценки мощности радиолокационного фона в системах стабилизации уровня ложных тревог в радиолокационных станциях с цифровой обработкой сигнала, С.Ю. Седышев, – к.т.н., доцент.

UDC 621.396.96

CFAR ALGORITHMS IN NON-STATIONARY CONDITIONS: CA-CFAR, GO/SO-CFAR AND OS-CFAR

Shin Thant Aung, Master's student

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

Sergei Sedyshev, Ph.D., Associate Professor

Annotation. The article discusses persistent false alarm rate (CFAR) algorithms used in radar systems for target detection in non-stationary background conditions. A comparative analysis of the classical CA-CFAR algorithm, its modifications (GO-CFAR and SO-CFAR), and the OS-CFAR algorithm based on cell ranking is carried out. Particular attention is paid to their detection characteristics in the presence of interference, inhomogeneities, and multiple targets.

Keywords. CFAR algorithms, non-stationary radar background, adaptive target detection, CA-CFAR, GO-CFAR, SO-CFAR, OS-CFAR, probability of false alarm (PFA), probability of detection (Pd), clutter, adaptive radar signal processing, comparative analysis of algorithms, interference resistance, ranking of evaluation cells, detection parameters in complex environments.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВИДЕОКОНТЕНТА В ОБРАЗОВАТЕЛЬНОМ ПРОЦЕССЕ ОБЩЕГО СРЕДНЕГО ОБРАЗОВАНИЯ

Юркевич В. В.

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

Парафиянович Т. А. – доцент кафедры ИРТ, канд. пед. наук, доцент

Аннотация В тезисах рассматривается повышение эффективности образовательного процесса путем применения учебных видеоматериалов, которые оказывают эмоциональное воздействие на обучающихся, усиливают мотивацию, повышают осознанность и эффективность усвоения учебного материала, способствуют развитию учебно-познавательной деятельности и таких когнитивных навыков обучающихся, как внимание и память.

Ключевые слова: информационно-телекоммуникационные технологии, визуализация, видеоматериалы, учебная деятельность.

Целью развития общего среднего образования является обеспечение доступного и качественного образования для успешной социализации обучающихся в динамичных условиях цифрового общества и подготовки к осознанному выбору профессии [1]. В связи с этим происходят значительные преобразования: активно внедряются информационно-коммуникационные технологии, электронное, дистанционное обучение. Педагогическая наука выделяет несколько основных принципов обучения: научности, доступности, наглядности, сознательности, активности, систематичности и последовательности. Все принципы обучения взаимосвязаны между собой, но в традиционной форме обучения обучающиеся зачастую пассивно воспринимают материал, тогда как использование современных информационных технологий способствует их активному участию в учебном процессе и более осознанному усвоению знаний. Качество подготовки выпускников общего среднего образования напрямую зависит от содержания образовательного контента, используемых методов и средств обучения [2, 3].

Актуальность данной темы заключается в изучении возможностей применения видеоматериалов в образовательном процессе, что позволяет значительно повысить эффективность преподавания. Учебное видео делает освоение материала более живым, интересным и проблемно-ориентированным. Современные видеоресурсы способствуют не только повышению качества обучения, но и увеличению мотивации обучающихся.

Современная молодежь живет в эпоху цифровых технологий, где видеоконтент играет ключевую роль в их информационном пространстве. С развитием платформ TikTok, Instagram (Reels), YouTube (Shorts) и других видеосервисов кардинально изменился способ восприятия информации. Обучающиеся привыкли получать знания и развлечения через динамичные, краткие и визуально привлекательные ролики. Это требует от образовательной системы адаптации к новым форматам подачи материала, чтобы повысить вовлеченность и мотивацию обучающихся к обучению. Сегодня значительная часть молодежи испытывает зависимость от коротких видеоформатов. Алгоритмы TikTok, YouTube Shorts и Instagram Reels работают таким образом, что пользователи получают персонализированный контент, вызывающий интерес и стимулирующий продолжительный просмотр. Исследования показывают, что потребление коротких видео становится частью повседневной жизни подростков: они проводят в социальных сетях часы, переходя от одного ролика к другому [4].

Почему видеоролики привлекают молодежь:

1. Быстрая и доступная информация – видеоролики позволяют за несколько секунд или минут получить информацию, которую в текстовом формате пришлось бы читать дольше.
2. Яркий визуальный ряд – сочетание анимации, спецэффектов, динамичного монтажа и музыки делает видео более привлекательным, чем традиционные учебные материалы.
3. Эмоциональное вовлечение – видео воздействует на эмоции, формирует интерес и мотивацию, что особенно важно для обучающихся.
4. Легкость восприятия – видеоконтент не требует значительных усилий для понимания, так как большинство информации подается в наглядной форме.
5. Интерактивность – в отличие от традиционных текстовых источников, видео может содержать вопросы, тесты и интерактивные элементы, способствующие вовлечению обучающихся.
6. Формат, соответствующий привычкам – подростки привыкли к быстрому потреблению контента и ожидают от образовательных материалов аналогичного формата.

С учетом высокой вовлеченности молодежи в просмотр видеороликов, образование должно использовать этот формат для повышения эффективности учебного процесса. Видеоуроки, анимационные объяснения, научные эксперименты, исторические реконструкции и документальные

видеоматериалы делают обучение более доступным и интересным. Если образовательные учреждения адаптируют свои методы к современным тенденциям, это позволит повысить мотивацию обучающихся, улучшить усвоение знаний и сократить разрыв между традиционным и цифровым подходами к обучению.

Одним из наиболее эффективных методов подачи предметного материала является его визуализация, а именно представление информации в графическом виде, например, с использованием рисунков, фотографий, графиков, диаграмм, схем и карт. Использование преподавателем данного метода способствует лучшему восприятию и пониманию учебного материала и от выбора способа визуального представления зависит, насколько легко пользователь сможет интерпретировать информацию [5].

Видеоматериалы оказывают эмоциональное воздействие, усиливают мотивацию и повышают эффективность усвоения учебного материала. Комбинированное влияние видео и звука существенно улучшает восприятие информации, что способствует более прочному запоминанию. Динамичная подача видеоконтента делает учебный процесс более увлекательным, а образная составляющая помогает лучше усвоить изучаемый материал [6].

Применение видеоматериалов в обучении обладает рядом преимуществ:

- динамичность подачи информации, что повышает внимание и интерес обучающихся;
- использование интерактивной графики, анимации, видеофрагментов и аудиоэффектов;
- возможность демонстрации сложных процессов, которые трудно показать другими способами;
- представление учебного материала через образы и искусство;
- усиление мотивации обучающихся и активизация их познавательной деятельности;
- возможность использования различных режимов просмотра, таких как стоп-кадр и видеофрагменты;
- автоматизация некоторых этапов учебного процесса.

Включение видеоконтента в образовательный процесс помогает решать такие задачи, как повышение мотивации, создание благоприятной учебной среды, рациональное распределение времени, повышение качества знаний и улучшение восприятия информации за счет сочетания аудиовизуальных средств.

Для эффективного использования видеоматериалов необходимо учитывать несколько факторов: доступность и понятность контента, дозированная подача, систематическое использование, включение видео в структуру урока, а также предварительный отбор материалов с учетом учебных целей.

Видеоуроки являются не только источником информации, но и средством развития когнитивных навыков обучающихся, таких как внимание и память. Во время просмотра в аудитории формируется атмосфера совместной учебно-познавательной деятельности, способствующая переходу непроизвольного внимания в произвольное. Различные форматы видеоматериалов, задействующие слуховое и зрительное восприятие, помогают запоминать информацию [5].

Для повышения эффективности видеоуроков важно их рациональное использование. Оптимальным вариантом является демонстрация коротких видеороликов, которые концентрируют внимание обучающихся на ключевых моментах темы. Видео оживляет учебный процесс, делая материал более доступным и понятным. Начало или введение новой темы с помощью видеоматериалов помогает привлечь внимание и подготовить обучающихся к активному участию в учебной деятельности.

Список использованных источников:

1. Концепция развития системы образования Республики Беларусь до 2030 года // [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://edu.gov.by/kontseptsiya-do-2030-goda/концепция.pdf>– Дата доступа: 29.03.2025.
2. Кодекс Республики Беларусь об образовании от 14.01.2022 № 154-3 (с изм. и доп.) // Национальный правовой Интернет-портал Республики Беларусь. – 31.01.2022. – № 2/2874.
3. Инструктивно-методическое письмо Министерства Образования Республики Беларусь «Об использовании современных информационно коммуникационных технологий в учреждениях общего среднего образования в 2024/2025 учебном году» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://edu.gov.by/urovni-obrazovaniya/srenee-obr/srenee-obr/informatsiya/2024-2025-uchebnyy-god/>
4. Fabio Duarte. TikTok User Age, Gender, & Demographics (2025) // [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://explodingtopics.com/blog/tiktok-demographics#>
5. Кузнецова, Ю.Г. Визуализация как способ развития учебно-познавательных и информационных компетенций [Электронный ресурс] / Ю.Г. Кузнецова // – 2020. – Режим доступа: <https://urok.1sept.ru/articles/677901>
6. Мырзахметова, А.Ж. Практические рекомендации по развитию информационной культуры обучающихся [Электронный ресурс] // А.Ж. Мырзахметова, И.Д. Хлеников, И.В. Николает; Караганд. ун-т им. акад. Е.А. Букетова. – Караганда, 2022 – Ч. 1: Технологии развития навыков визуализации при обучении истории. – Режим доступа: <https://inlink.ru/68z6DJ>

УДК 621.376.52:004.94

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ТЕХНИЧЕСКОГО УРОВНЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

А.В. Гринкевич, Ян Мьо Аунг

Учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», г. Минск, Республика Беларусь.

Аннотация. Представлен методический подход к оценке технического уровня радиотехнических систем в случае неполноты исходных данных. Полученный результат оценки технического уровня может быть использован для принятия решения о проектировании, производстве и эксплуатации радиотехнических систем.

Ключевые слова: радиотехническая система, качество, технический уровень, погрешность.

Введение

Радиотехническая система (РТС) -это совокупность различных устройств, которые используются для передачи, приема, обработки и хранения информации с использованием радиоволн. Современные РТС превратились в сложные системы, обладающие множеством различных характеристик, таких как разрешение, дальность действия, частотный диапазон, точность, устойчивость к помехам, надежность и т.д.

Обеспечение и повышение качества выпускаемых РТС – одна из главных задач производства. В решении этой задачи важная роль отводится контролю качества на всех этапах производства с целью проверки соответствия показателей качества установленным требованиям. При этом качество РТС представляет меру конструктивного и эксплуатационного совершенства, проявляющуюся в полезных свойствах, совокупность и значения которых отражают возможность удовлетворения требований, предъявляемых на данном этапе к РТС.

Методика оценки ТУ РТС

Оценка уровня качества представляет совокупность операций, включающих выбор номенклатуры показателей качества оцениваемой РТС, определение значений этих показателей, сравнение их с базовыми значениями или с установленными требованиями и определение степени их соответствия. В зависимости от цели оценки можно сделать выводы:

- качество оцениваемой продукции выше, ниже или на уровне базового образца (образца РТС с которым проводится сравнение);
- качество продукции соответствует или не соответствует установленным требованиям (нормам).

Технический уровень образца – это относительная характеристика его качества, основанная на сравнении значений показателя качества оцениваемого образца с некоторым базовым (эталонным) значением. Численно технический уровень (ТУ) образца выражается через коэффициент технического уровня (КТУ).

$$Q = K_{\text{ТУ}, \gamma} = \left(\sum_{j=1}^m g_j Q_j^\gamma \right)^{\frac{1}{\gamma}}$$

где γ – параметр логики усреднения (при $g = -1$ – среднее гармоническое, при $g=0$ – среднее геометрическое, при $g = 1$ – среднее арифметическое, при $g = 2$ – среднее квадратическое);

g_j – весовые коэффициенты j -го показателя качества; (важность или значимость параметра)

Q_j – оценка j -го единичного показателя качества; (производительность, эффективность и т.д.)

m – число единичных показателей качества.

* Параметр логики усреднения (γ) является коэффициентом, который используется для регулирования или взвешивания вклада различных данных или факторов в процессе усреднения.

В таблице (1) приведены аналитические выражения расчета коэффициента ТУ различными средними взвешенными.

Таблица 1 – Виды средней взвешенной оценки ТУ

Виды среднего взвешенного	Параметр логики усреднения (γ)	Алгоритм расчета
Среднее гармоническое взвешенное	-1	$K_{\text{ТУ гарм}} = \frac{1}{\sum_{i=1}^m \frac{g_i}{Q_i}}$
Среднее геометрическое взвешенное	0	$K_{\text{ТУ геом}} = \prod_{i=1}^m Q_i^{g_i}$
Среднее арифметическое взвешенное	1	$K_{\text{ТУ арифм}} = \sum_{i=1}^m g_i Q_i$
Среднее квадратическое взвешенное	2	$K_{\text{ТУ кв}} = \sqrt{\sum_{i=1}^m g_i Q_i^2}$

Расчет коэффициента технического уровня РТС включает четыре основных этапа:

- 1) определение перечня показателей, необходимых для оценки;
- 2) формирование группы аналогов и выделение из их числа базового образца;
- 3) установление значений единичных показателей технического уровня;
- 4) сравнение значений показателей ТУ оцениваемых образцов с базовым.

(1) Для определения перечня единичных показателей качества, необходимых для оценки РТС, требуется ТУ представить в виде иерархической структуры свойств. На рисунке (1) представлен пример иерархической структуры показателей ТУ радиолокационной станции (РЛС). Набор показателей выбирается в зависимости от вида и типа РТС и в соответствии с целями и сложностью решаемой задачи. При уточнении показателей, характеризующих ТУ РТС, следует помнить, что и малозначимые на первый взгляд показатели могут оказать значительное влияние на изменение ТУ. При составлении многоуровневой иерархической структуры на самом высоком уровне находится ТУ, а на самом низком уровне – показатели, характеризующиеся тактико-техническими характеристиками.

(2) При формировании группы аналогов включают одностипные уже существующие отечественные и зарубежные образцы РТС. В качестве базовых образцов, относительно которых производится сравнительная оценка, экспертным путем выбираются общепризнанно лучшие образцы РТС.

(3) Следующим этапом оценки ТУ РТС является численное определение значений единичных показателей ТУ. Значения показателей ТУ определяются:

- прямым измерением с помощью средств измерения, когда искомое значение показателя находят из опытных данных путем экспериментального сравнения;
- косвенным измерением, на основании известной зависимости между показателем и величинами, найденными прямыми измерениями;
- на основании прогноза (при оценке ТУ разрабатываемой РТС);
- экспертным путем.

(4) Расчет оценки ТУ РТС производится в соответствии с выражением (1) одним из способов при $g = [1, 0,1, 2]$ Однако на этапах разработки и производства РТС часто невозможно точно определить значения показателей ТУ, можно только предполагать, что значения показателей будут лежать в

определенном интервале с некоторой вероятностью. Неопределенность значений единичных показателей РТС, а также субъективный характер выбора вида среднего взвешенного приводит к значительной случайной и систематической погрешностям оценки ТУ. Возникновение случайной погрешности обуславливается вероятностным характером значений единичных показателей. Появление систематической погрешности вызвано способом оценивания ТУ (средние величины обладают свойством мажорантности или смещенности).

Поэтому в целях повышения правильности и точности оценки ТУ РТС (уменьшения систематической и случайной погрешностей) предлагается использовать статистический метод оценки неизвестного параметра (оценки ТУ) – метод максимального правдоподобия (ММП), основанный на максимизации функции правдоподобия.

$$L = f(Q, Q_{\text{ср.гарм}}, Q_{\text{ср.геом}}, Q_{\text{ср.арифм}}, Q_{\text{ср.кв}}, \sigma_{\text{ср.гарм}}^2, \sigma_{\text{ср.геом}}^2, \sigma_{\text{ср.арифм}}^2, \sigma_{\text{ср.кв}}^2)$$

Функция правдоподобия достигает максимума при значении оценки ТУ являющейся наиболее эффективной, т. е. несмещенной оценке, имеющей наименьшую дисперсию из всех возможных оценок ТУ. В соответствии с центральной предельной теоремой (сумма большого числа независимых случайных величин имеет распределение близкое к нормальному) средневзвешенные оценки ТУ распределены по нормальному закону. В соответствии с этим, конечное выражение оценки ТУ примет вид

$$Q = g_{\text{ср.гарм}} Q_{\text{ср.гарм}} + g_{\text{ср.геом}} Q_{\text{ср.геом}} + g_{\text{ср.арифм}} Q_{\text{ср.арифм}} + g_{\text{ср.кв}} Q_{\text{ср.кв}}$$

где Q – оценка ТУ РТС;

$g_{\text{ср.гарм}}$ – весовой коэффициент средней гармонической взвешенной оценки ТУ;

$Q_{\text{ср.гарм}}$ – средняя гармоническая взвешенная оценка ТУ;

$g_{\text{ср.геом}}$ – весовой коэффициент средней геометрической взвешенной оценки ТУ;

$Q_{\text{ср.геом}}$ – средняя геометрическая взвешенная оценка ТУ;

$g_{\text{ср.арифм}}$ – весовой коэффициент средней арифметической взвешенной оценки ТУ;

$Q_{\text{ср.арифм}}$ – средняя арифметическая взвешенная оценка ТУ;

$g_{\text{ср.кв}}$ – весовой коэффициент средней квадратической взвешенной оценки ТУ;

$Q_{\text{ср.кв}}$ – средняя квадратическая взвешенная оценка ТУ.

Расчет коэффициентов весомости соответствующих средневзвешенных оценок осуществляется в соответствии с выражениями

$$g_{\text{ср.гарм}} = \frac{\frac{1}{\sigma_{\text{ср.гарм}}^2}}{\frac{1}{\sigma_{\text{ср.гарм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.геом}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.арифм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.кв}}^2}}, \quad g_{\text{ср.геом}} = \frac{\frac{1}{\sigma_{\text{ср.геом}}^2}}{\frac{1}{\sigma_{\text{ср.гарм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.геом}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.арифм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.кв}}^2}},$$

$$g_{\text{ср.арифм}} = \frac{\frac{1}{\sigma_{\text{ср.арифм}}^2}}{\frac{1}{\sigma_{\text{ср.гарм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.геом}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.арифм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.кв}}^2}}, \quad g_{\text{ср.кв}} = \frac{\frac{1}{\sigma_{\text{ср.кв}}^2}}{\frac{1}{\sigma_{\text{ср.гарм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.геом}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.арифм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.кв}}^2}},$$

где $\sigma_{\text{ср.гарм}}^2$ – дисперсия средней гармонической взвешенной оценки ТУ;

$\sigma_{\text{ср.геом}}^2$ – дисперсия средней геометрической взвешенной оценки ТУ;

$\sigma_{\text{ср.арифм}}^2$ – дисперсия средней арифметической взвешенной оценки ТУ;

$\sigma_{\text{ср.кв}}^2$ – дисперсия средней квадратической взвешенной оценки ТУ.

Дисперсии средних взвешенных оценок ТУ определяются в соответствии с выражением:

$$\sigma_{\text{ср}}^2 = \sum_{j=1}^m \left(\frac{\partial Q_{\text{ср}}}{\partial Q_j} \right)^2 \sigma_j^2 + \sum_{j=1}^m \left(\frac{\partial Q_{\text{ср}}}{\partial g_j} \right)^2 \sigma_{g_j}^2$$

где $\sigma_{\text{ср}}^2$ – дисперсия средней взвешенной оценки ТУ;

$\frac{\partial Q_{\text{ср}}}{\partial Q_j}$ – частная производная средней взвешенной оценки ТУ по j -му единичному показателю; σ_j^2 – дисперсия j -го единичного показателя;

$\frac{\partial Q_{\text{ср}}}{\partial g_j}$ – частная производная средней взвешенной оценки ТУ по j -му коэффициенту весомости;

$\sigma_{g_j}^2$ – дисперсия j -го коэффициента весомости.

Дисперсия обобщенной оценки ТУ σ_Q^2 определяется в соответствии с выражением;

$$\sigma_Q^2 = \frac{1}{\frac{1}{\sigma_{\text{ср.гарм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.геом}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.арифм}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ср.кв}}^2}}$$

На рис.2 Приведен вариант реализации разрабатываемой программы расчета оценки технического уровня РТС, написанной на языке C++.

В докладе приводится методика оценки технического уровня РЛС.

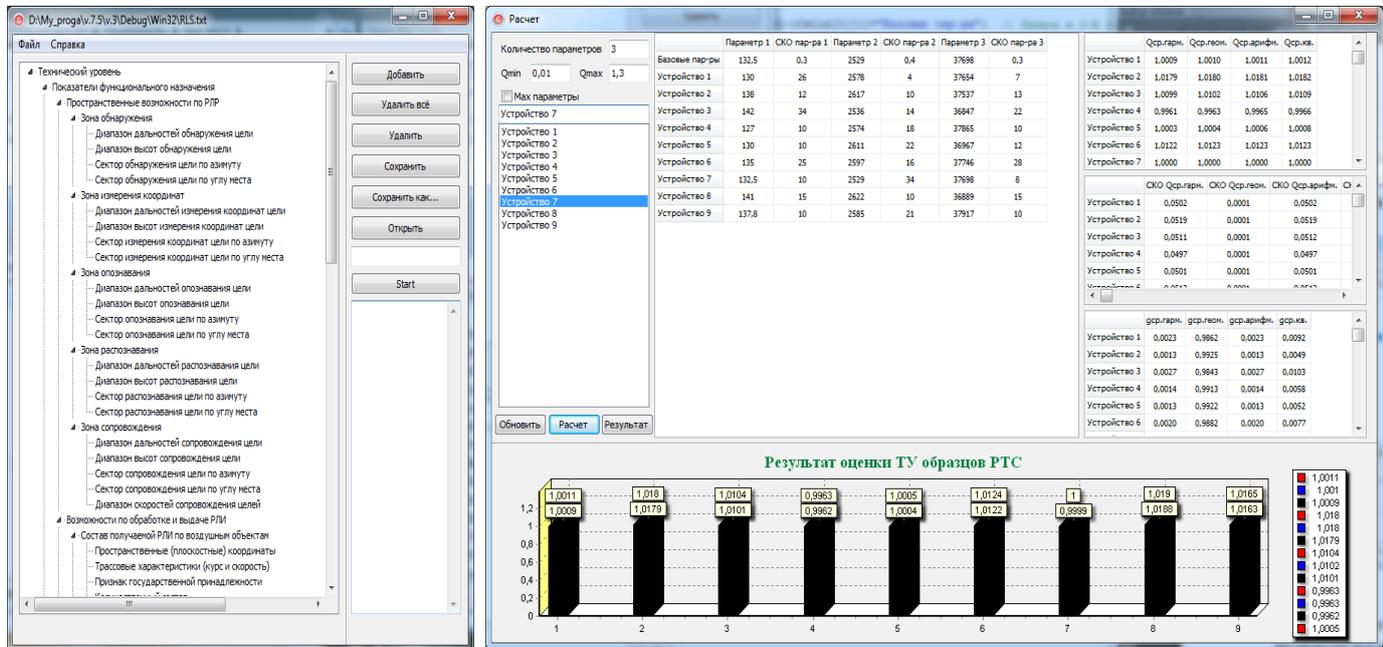


Рис. 2 Вариант реализации программы расчета оценки технического уровня РЛС

Заключение

Разработанная методика оценки ТУ РТС позволяет оценить качество (технический уровень) РТС. В результате преимущество описанного подхода по сравнению с известными заключается в более точной, правильной и достоверной оценке полученного результата (оценке ТУ РТС). Таким образом, оценка ТУ образцов по предложенной методике позволит решать следующие задачи: осуществлять контроль качества и выбор наилучших образцов РТС; обосновывать целесообразность снятия с производства РТС; прогнозировать требования к РТС, их качеству и ТУ; стимулировать повышение качества и объема производства РТС.

Список использованных источников:

1. ГОСТ 59187.2020. Управление данными о качестве изделий на стадиях жизненного цикла.
2. ОСНОВЫ КВАЛИМЕТРИИ: Методические указания к курсовой работе / Санкт-Петербургский горный университет. Сост.: Е.Е. Смирнова, Д.А. Кремчеева. СПб, 2020. 54 с.
3. ГОСТ Р 1.12-2020, Статистические методы. Вероятность и основы статистики. Термины и определения.
4. ГОСТ Р ИСО 16336-2020, Статистические методы. ПРИМЕНЕНИЕ К НОВЫМ ТЕХНОЛОГИЯМ И ПРОЦЕССУ РАЗРАБОТКИ ПРОДУКЦИИ.
5. Хамханова Д.Н. Теоретические основы обеспечения единства экспертных измерений. Улан-Удэ: Изд-во ВСГТУ, 2006.
6. Шишкин И.Ф. Теоретическая метрология. Часть 1. Общая теория измерений. СПб, 2010.
7. Методологические основы обеспечения единства измерений. Аттестация алгоритмов обработки квалиметрической информации: Отчет о НИР (промежуточ.) // Восточно-Сибирский государственный технологический университет ВСГТУ); Руководитель Д.Н Хамханова. № ГР; инв. Улан-Удэ, 2005. 90 с.
8. Хамханова Д. Н., Юмсунова А. В. Качество экспертной комиссии // Сб. научных трудов. Сер. Технология и биотехнология, оборудование пищевых и кормовых продуктов. Улан-Удэ: Изд-во ВСГТУ, 2004. Вып. 10. С.63-66.
9. Харитонов Е. В. Метод согласования результатов субъективных измерений // Измерительная техника. 2000. № 9.

Секция «Электроника»

Оценка влияния детектора и основных компонентов схемы зарядочувствительного предварительного усилителя на параметры выходного сигнала.....	232
<i>В.А. Иванченко</i>	
Система мониторинга качества воздуха на производстве	234
<i>Д.Д. Маханьков</i>	
Исследование эффективности применения транзисторов на основе нитрида галлия в импульсной технике	236
<i>Т.А. Шлейко, Д.Е. Юшко, А.А. Березовский</i>	
Лабораторный спектрометрический амплитудный анализатор на основе амплитудно-цифрового преобразователя с преобразованием Вилкинсона	238
<i>В.В. Якуба</i>	

УДК 53.084.6

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ДЕТЕКТОРА И ОСНОВНЫХ КОМПОНЕНТОВ СХЕМЫ ЗАРЯДОЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ НА ПАРАМЕТРЫ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА

Иванченко В. А.

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

Научный руководитель: Русакович В. Н. – старший преподаватель кафедры электроники

Проведено исследование влияния отдельных компонентов на работу зарядочувствительного предварительного усилителя, в результате которых были выработаны основные рекомендации для проектирования данных устройств и проведения экспериментов с ними.

Введение. Зарядочувствительный предварительный усилитель (далее ЗЧПУ) – это разновидность предусилителей, преобразующих заряд с детектора в электрический сигнал. Такие усилители применяются в устройствах регистрации ионизирующих излучений.

Целью данной работы является изучение влияния основных компонентов ЗЧПУ для выработки рекомендаций к проектированию данных устройств.

Основная часть. Модель рассматриваемого усилителя приведена на рисунке 1.

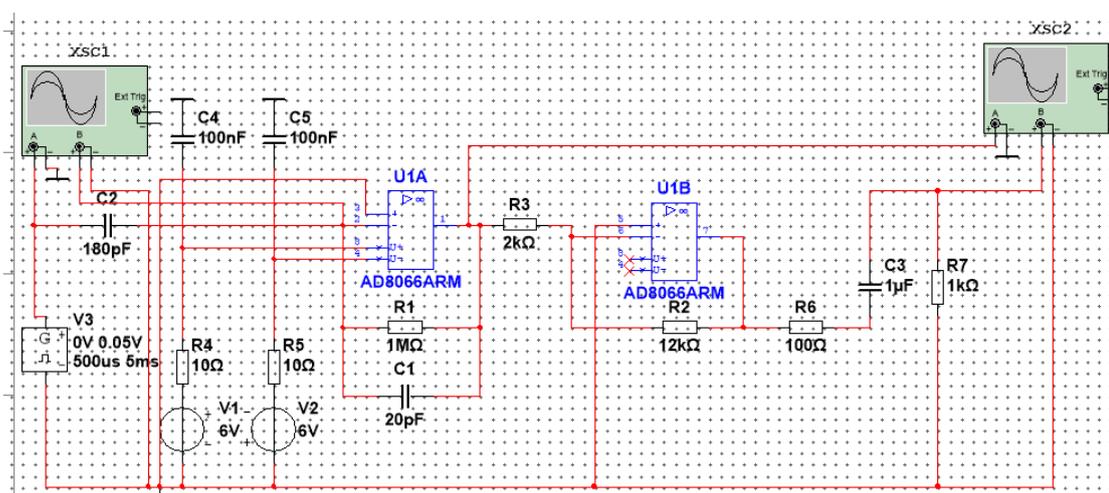


Рисунок 1 – Модель рассматриваемого ЗЧПУ

Входной сигнал, на практике, соответствует ГОСТу 18229-81, амплитуда которого рассчитывалась по формуле:

$$U_{\text{вх}} = \frac{eE}{\omega C_p}, \quad (1)$$

- где e – заряд электрона, Кл
 E – энергия частицы, попадающей в детектор, эВ
 ω – энергия, необходимая для создания электронно-дырочной пары, для полупроводникового детектора 3 эВ
 C_p – емкость разделительного (дозирующего) конденсатора, Ф

В данном опыте вместо энергии 100 КэВ была взята энергия в 1 МэВ для упрощения моделирования и анализа результатов, а для модели на рисунке 1 была взята энергия 10 МэВ, так как иначе амплитуда на входе будет меньше 1 мВ [1–2].

Данный ЗЧПУ имеет малую зарядочувствительность (0,25 мВ/МэВ) и выбросы, которые снижают точность и загрузочную способность прибора. Поэтому в схему был добавлен полевой транзистор для повышения зарядочувствительности. Данная схема была проверена в программе Multisim 14.3. Модель данной схемы приведена на рисунке 2.

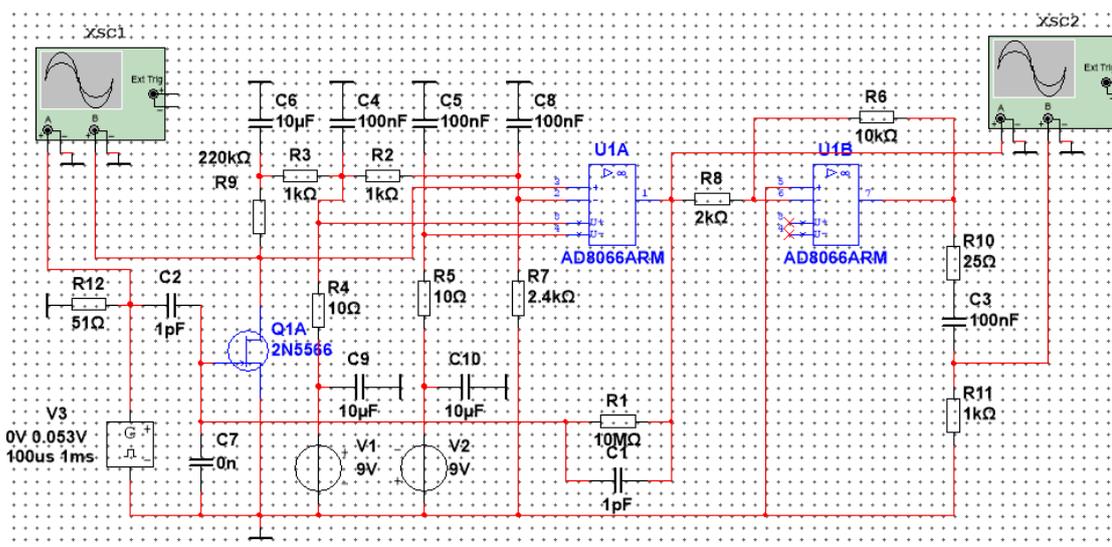


Рисунок 2 – Модель зарядочувствительного предусилителя с транзистором

Данная схема с транзистором имеет зарядочувствительность примерно 100 мВ/МэВ, а сигнал имеет меньше выбросов. Сигнал на стоковой цепи имеет форму переходной характеристики устойчивой системы.

В итоге, изучая влияние отдельных компонентов, можно сделать следующие выводы:

- в подборе емкости разделительного конденсатора должен быть компромисс между зарядочувствительностью и выбросами;
- емкость конденсатора обратной связи должна быть минимальной;
- шумы детектора должны быть минимальными, но, с помощью малого уровня шума, эквивалентных 20 нанофард имитирующего конденсатора, можно уменьшить отрицательные выбросы;
- в подборе сопротивления резистора обратной связи первого каскада должен быть компромисс между разрешением и потерями сигнала;
- необходимо обращать внимание на топологию и схемотехнические решения операционных усилителей, так как некоторые из них недопустимо искажают сигнал;
- применение составных и каскодных включений транзисторов может повысить зарядочувствительность, однако при этом возникают схемотехнические проблемы, которые могут вызвать ухудшение разрешения вплоть до неработающей схемы;
- сигнал на стоковой цепи, учитывая рекомендаций теории автоматического управления его, вероятно, возможно улучшить.

Полученные в результате экспериментов, данные схожи с результатами моделирования. Однако для подобных экспериментов необходимо высокоточное оборудование:

- генератор сигналов с амплитудой в несколько десятков милливольт;
- осциллограф с высоким разрешением;
- лабораторный блок питания с эффективными сглаживающими фильтрами.

Заключение. В результате проведенных работ, были сформулированы основные принципы и рекомендации для проектирования, моделирования и проведения экспериментов с зарядочувствительными предусилителями, которые могут быть полезны в разработке устройств ядерной электроники.

Список литературы

1. Методы и устройства регистрации ионизирующих излучений [Электронный ресурс] : ЭРУД / БГУИР. – Режим доступа : 2.htm.
2. ГОСТ 18229-81 [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://files.stroyinf.ru/Data/395/39553.pdf>.

УДК 628.5:658.5

СИСТЕМА МОНИТОРИНГА КАЧЕСТВА ВОЗДУХА НА ПРОИЗВОДСТВЕ

Маханьков Д.Д., студент гр.313301

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

Глецевич П.О. – старший преподаватель кафедры электроники

Аннотация. В данной статье рассматриваются ключевые компоненты, основы функционирования системы мониторинга качества воздуха, её преимущества и значение для предприятий различных отраслей.

Ключевые слова. Мониторинг, качество, устройство, система, контроль, вещество, предприятие.

В настоящее время качество воздуха является очень важным аспектом как для здоровья работников промышленных предприятий, так и для окружающей среды. Загрязнённые выбросы от производственного процесса могут привести к серьёзным экологическим проблемам и негативному воздействию на работоспособность и здоровье людей. Поэтому сейчас разрабатывается и внедряется множество современных технологий по противодействию с вредными веществами воздушной среды.

Одним из самых ярких примеров таких технологий является система мониторинга качества воздуха. Эта система позволяет осуществлять круглосуточное автоматическое измерение концентрации различных веществ в воздухе, а также сигнализировать работникам о несоответствии нормам воздушной среды, предотвращая отравления сотрудников. Именно поэтому внедрение данной системы становится критически необходимым элементом современных производственных объектов.

Область применения: система предназначена для эксплуатации на промышленных объектах с высоким содержанием вредных веществ (мусорные полигоны, промышленные и перерабатывающие предприятия и др.). Особо важной является оснащение системами контроля качества воздуха объекты добывающей отрасли, так как при осуществлении добычи ископаемых могут происходить резкие и неконтролируемые выбросы особо опасных веществ.

Точный и оперативный анализ параметров воздуха позволяет [2]:

- выполнять непрерывный и периодический мониторинг воздушной среды в режиме реального времени;
- создавать безопасные и комфортные условия труда;
- отслеживать изменение качества воздуха при выполнении отдельных операций на производстве;
- соблюдать стандарты качества атмосферного воздуха;
- оценивать эффективность систем очистки воздуха и многое другое.

Темой данного проекта является разработка универсальной системы мониторинга качества воздуха, структурная схема которой представлена на рисунке 1.

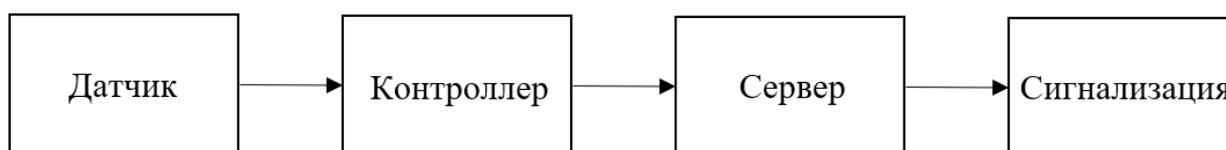


Рисунок 1 – Структурная схема системы мониторинга качества воздуха

Описание элементов схемы:

1. Специальные датчики измеряют концентрацию различных загрязняющих веществ в воздухе, наиболее приоритетными из которых являются углекислый газ (CO₂), аммиак (NH₃), сероводород (H₂S), диоксид азота (NO₂), сернистый газ (SO₂), фенол (C₆H₅OH) и др. Список всех определяемых веществ насчитывает более 250 позиций, однако на практике в одной системе устанавливаются датчики для измерения около 6-8 компонентов в зависимости от специфики предприятия.

2. Контроллер обрабатывает сигналы от датчика и передает данные на центральный сервер или систему управления.

3. Сервер, или программное обеспечение, служит для организации функционирования всех связующих элементов системы, а также обеспечивает сбор и анализ данных, на основе которых составляет отчеты в виде графиков, таблиц и т.п. Весь процесс обработки происходит удаленно.

4. При превышении измеряемыми параметрами допустимых норм система автоматически активирует предупреждающую сигнализацию и уведомляет работников или ответственных лиц.

Сигнализация может быть представлена световыми индикаторами, звуковыми оповещателями, уведомлением на телефон или совмещать в себе сразу несколько из этих вариантов.

Основными преимуществами данной конструкции являются следующие параметры:

- модульная конструкция, позволяющая создавать систему индивидуально для каждого потребителя, заменяя и настраивая необходимые компоненты (камеры видеонаблюдения, дополнительные блоки питания, дозиметры и др.);
- выбор исполнения корпуса (влагозащитные, термоустойчивые);
- удаленный контроль в реальном времени за всеми элементами системы и их параметрами;
- гибкость при интегрировании программного обеспечения системы мониторинга качества воздуха с программным обеспечением пользовательской системой.

Внедрение описанной системы повышает безопасность труда на производстве, так как позволяет оперативно реагировать на опасные ситуации и предотвращать воздействие вредных веществ на сотрудников. Также происходит оптимизация затрат за счет своевременного устранения неисправности оборудования, снижая расходы на ремонт и замену техники. Система контроля вредных веществ способствует снижению негативного воздействия на окружающую среду, сводя риски возникновения экологической катастрофы к нулю.

Список использованных источников:

1. *Современные технологии для контроля качества воздуха: оценка и практическое применение* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.eksis.ru/materials/articles/metody-kontrolya-kachestva-vozdukh.php>. – Дата доступа: 17.03.2025.
2. *Анализаторы качества воздуха ИКВ-8 – надежный контроль для химических предприятий* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.eksis.ru/materials/articles/analizatory-kachestva-vozdukh-ikv-8-nadezhnyy-kontrol-dlya-khimicheskikh-predpriyatij.php>. – Дата доступа: 17.03.2025.
3. *Решение для мониторинга качества воздуха* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.rikasensor.com/ru/air-quality-monitoring.html>. – Дата доступа: 17.03.2025.
4. *Система контроля качества воздуха АТМОСФЕРА* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://gazoanalizatory.by/gazoanalizatory/bezopasnost-i-ohrana-truda/stacionarnye-pribory/sistema-kontrolya-kachestva-vozduha-atmosfera>. – Дата доступа: 17.03.2025.
5. Якунина, И. В. *Методы и приборы контроля окружающей среды. Экологический мониторинг* / И. В. Якунина, Н. С. Попов. – Тамбов : Издательство ТГТУ, 2009. – 46-49 с.
6. *Варианты монитора окружающей среды* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.pranaair.com/ru/air-quality-monitor/ambient-air-monitor/>. – Дата доступа: 17.03.2025.

UDC

AIR QUALITY MONITORING SYSTEM IN INDUSTRIAL PLANT

Makhankov D.D.

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronic, Minsk, Republic of Belarus

Gletsevich P.O. – Senior Lecturer at the Department of Electronics

Annotation. This article discusses the key components, basic operation of an air quality monitoring system, its benefits and implications for businesses in various industries.

Keywords. Monitoring, quality, device, system, control, substance, enterprise.

УДК 621.382.323

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ НА ОСНОВЕ НИТРИДА ГАЛИЯ В ИМПУЛЬСНОЙ ТЕХНИКЕ

Шлейко Т.А. Юшко Д.Е. Березовский А.А. студенты гр. 310201

Белорусский Государственный Университет Информатики и Радиоэлектроники, Минск, Республика Беларусь

Гога А.В. – млад. науч. сотр НИЛ 4.5, ассистент кафедры ЭТТ

Аннотация: в статье рассказывается об физическом устройстве транзисторов на основе кремния и нитрида галлия. Приведены результаты компьютерной симуляции транзисторов на основе кремния и нитрида галлия и сравнение параметров каждой из физической модели.

Ключевые слова. Нитрид галлия, полупроводники, транзисторы, импульсная техника.

Введение. Развитие импульсной техники стало предъявлять высокие требования к характеристикам силовых элементов. Для использования в импульсной технике современные образцы транзисторов должны обладать высоким быстродействием, быть энергоэффективными и иметь низкие потери при переключении.

В последнее время все большую популярность и распространённость начали получать силовые транзисторы на основе нитрида галлия (GaN), которые имея такое же напряжение пробоя что и кремниевые транзисторы обладают меньшими тепловыми потерями при работе на более высоких частотах, что является ключевым преимуществом для их использования в качестве силовых ключей в импульсных схемах. К примеру, все чаще стали встречаться зарядные устройства, использующие транзисторы на основе нитрида галлия, так как они позволяют уменьшить габаритные размеры устройства при той же мощности из-за уменьшения тепловых потерь и уменьшения требований к охлаждению устройства [1].

Основная часть. Чтобы понять почему транзисторы созданные на основе нитрида галлия обладают преимуществами перед транзисторами на основе кремния необходимо изучить фундаментальные различия между различными типами полупроводников. Для начала стоит обратить внимание на ширину запрещённой зоны полупроводников: у классических кремния и германия она составляет 1,17 эВ и 0,75 эВ соответственно, в то время как у нитрида галлия и карбида кремния она составляет около 3,3 эВ. Данные различия в ширине запрещенной зоны соответствуют различию в величине напряженности поля пробоя полупроводников, что позволяет сделать вывод что при одинаковом сечении полупроводника нитрид галлия имеет большее напряжение пробоя в сравнении с кремнием и галлием [2]. Также нитрид галлия обладает большей подвижностью носителей заряда: у кремния она равняется около 1200 – 1400 см²/Вс, а у нитрида галлия она составляет около 2000 см²/Вс [3]. Это различие влияет на то, что при прочих схожих условиях транзисторы на основе нитрида галлия обладают меньшим сопротивлением канала и, соответственно, меньшими тепловыми потерями.

Для того чтобы сравнить различия характеристик кремниевых и нитрид галлиевых транзисторов в программе Comsol Multiphysics были созданы физические модели транзисторов каждого вида и была проведена симуляция работы каждого из них. Для физических моделей транзисторов были настроены следующие параметры физических моделей: описание поведения электронов и дырок в полупроводнике основывалось на статистике Ферми-Дирака, описание механизмов рекомбинации в полупроводниках основано на модели Шокли-Рида-Холла.

На рисунке 1 представлен вид физической модели для кремниевого транзистора:



Рис. 1 – Физическая модель кремниевого транзистора

Для каждой физической модели были проведены симуляции и получены графики зависимости тока в канале транзистора от напряжения на затворе (рисунки 2 и 3). На графиках видно, что для модели нитрид галлиевый транзистора значение тока принимает значения на порядок выше чем у кремниевого транзистора при том же значении напряжения на затворе. Данные этой симуляции

показывают, что нитрид галлиевый транзистор обеспечивает большую проводимость канала чем кремниевый при прочих равных условиях.

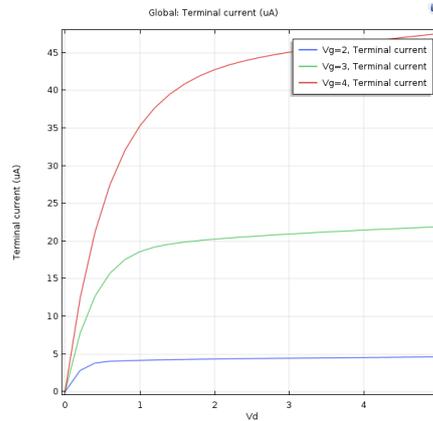


Рис. 2 – график зависимости тока в различных областях кремниевого транзистора от напряжения на затворе

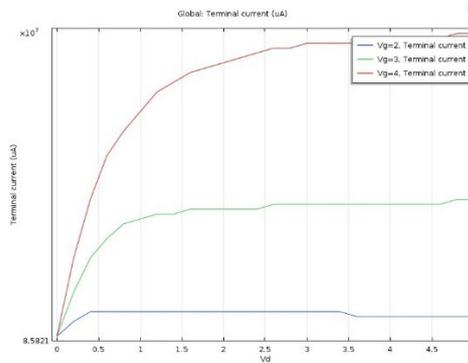


Рис. 3 – график зависимости тока в различных областях нитрид галлиевого транзистора

Заключение. На основе данных, полученных в ходе симуляции работы физических моделей кремниевого и нитрид галлиевого транзисторов, было установлено, что нитрид галлиевый транзистор обеспечивает большую проводимость в сравнении с кремниевым транзистором. Это подтверждает теоретические ожидания, основанные на сравнении подвижности электронов в двух типах полупроводников. Также учитывая, что у нитрида галлия значение запрещённой зоны выше чем у кремния можно сделать вывод что нитрид галлия при одинаковых физических параметрах нитрид галлия обеспечивает одновременно более высокие значения проводимости канала транзистора и напряжения пробоя. Эти преимущества нитрид галлиевых транзисторов делает их более предпочтительными в качестве силовых ключей в высоковольтных импульсных схемах.

Список литературы

1. Василенко Д. Полевые транзисторы для преобразователей питания // Силовая электроника — 2022. - № 1. – С. 64.
2. Технология GaN — революционный шаг в будущее // Новости // Symmetron [Электронный ресурс]. – 2024. URL:<https://www.symmetron.ru/news/tehnologiya-gan-revolucionnyy-shag-v-budushchee.html>
3. EPC-CO // What is GaN [Электронный ресурс]. – 2024. URL:<https://epc-co.com/epc/gallium-nitride/what-is-gan.html>

УДК 53.089.6

ЛАБОРАТОРНЫЙ СПЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЙ АМПЛИТУДНЫЙ АНАЛИЗАТОР НА ОСНОВЕ АМПЛИТУДНО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ВИЛКИНСОНА

Якуба В.В., студент гр. 244101

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники¹ г. Минск, Республика Беларусь

Русакович В. Н. – старший преподаватель кафедры электроники

Целью данной работы является создание многоканального амплитудного анализатора и измерение его параметров, таких как ширина канала, дифференциальная нелинейность и интегральная нелинейность.

Современные научные и промышленные исследования в области использования источников атомной энергии и технологиях их переработки требуют высокоточных методов регистрации частиц и обработки сигналов детекторов, особенно в спектрометрии, где ключевую роль играет точность регистрации амплитудных характеристик. Данные требования позволяют достичь лабораторные спектрометрические амплитудные анализаторы на основе амплитудно-цифровых преобразователей (АЦП) с преобразованием Вилкинсона. Основной частью многоканального анализатора является амплитудно-цифровой преобразователь. Он предназначен для оцифровки амплитуды сигналов, поступающих на вход и передачи их дальше. В данном случае многоканальный анализатор будет состоять из следующих частей: АЦП со штатным источником питания и персональный компьютер с ПО для получения данных от АЦП и предоставления их пользователю.



Рисунок 1 – Модель рассматриваемого МАА

Данный АЦП имеет 8к каналов, однако все измерения проводились для 4к каналов, так как демонстрационная версия программы для обработки данных АЦП не позволяет установить ширину канала меньше, чем 1мВ.

После 10 минут с момента начала работы АЦП были произведены измерения каналов для следующих значений амплитуд (0.05В, 0.25В, 0.45В, 0.5В, 0.75В, 1В, 1.25В, 1.5В, 1.75В, 2В, 2.25В, 2.5В, 2.75В, 3В, 3.25В, 3.5В, 3.75В, 4В, 4.25В, 4.5В, 4.75В, 5В)

Для низкой части, использовали значения амплитуд $A_1=0.45В$, $A_2=1.5В$, полученные в ходе эксперимента центры тяжести для них равны: $M_1=366$, $M_2=1217$. Подставив значения в формулу 1 получаем:

$$H_1 = ((A_2 - A_1) * 1000) / (M_2 - M_1) = ((1.5 - 0.45) * 1000) / (1217 - 366) = 1.234 мВ$$

Для средней части: $A_1=2В$, $A_2=3В$ и $M_1=1627$, $M_2=2443$, находим результат:

$$H_2 = ((A_2 - A_1) * 1000) / (M_2 - M_1) = ((3 - 2) * 1000) / (2443 - 1627) = 1.22549 мВ$$

Для высокой части: $A_1=3.5В$, $A_2=4.5В$ и $M_1=2849$, $M_2=3665$:

$$H_3 = ((A_2 - A_1) * 1000) / (M_2 - M_1) = ((4.5 - 3.5) * 1000) / (3665 - 2849) = 1.22549 мВ$$

Для оценки ширины канала на всем диапазоне использовались следующие значения: $A_1=0.45\text{В}$, $A_2=4.5\text{В}$ и $M_1=366$, $M_2=3665$:

$$H_4 = \frac{(A_2 - A_1) \cdot 1000}{(M_2 - M_1)} = \frac{(4.5 - 0.45) \cdot 1000}{(3665 - 366)} = 1.22549 \text{ мВ}$$

Затем по следующей формуле была найдена интегральная нелинейность:

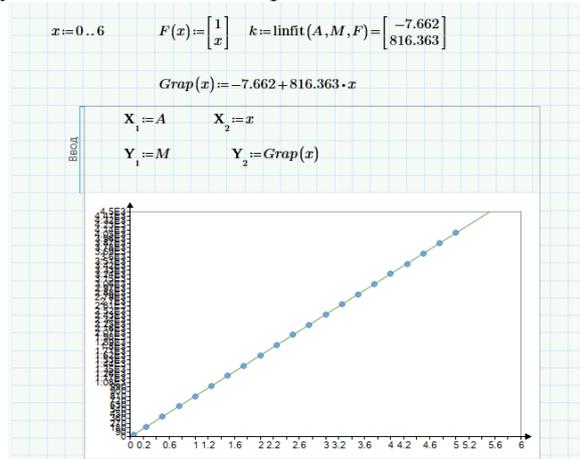


Рисунок 2-Графики интегральной нелинейности

$$K_{И} = \frac{\left| A_i - \left(\frac{A_{20} - A_2}{M_{20} - M_2} \cdot M_i + \frac{A_2 \cdot M_{20} - A_{20} \cdot M_2}{M_{20} - M_2} \right) \right|_{\max}}{A_{\max}} * 100\% = 0.04$$

Получили график идеальной и экспериментальной интегральной нелинейности:

Расчет дифференциальной нелинейности производился по следующей формуле:

$$K_{Д} = \frac{|H_i - H_{sr}|_{\max}}{H_{sr}} * 100 = 0.779$$

Список использованных источников:

1. Гаврилов Л.Е. Основы ядерной электроники. М: МИФИ, 2010г.
2. «Электронные методы ядерно-физического эксперимента». Под редакцией В.А. Григорьева, М., «Энергоатомиздат», 1988г.
3. «Полупроводниковые детекторы в экспериментальной физике». Под редакцией Ю.К. Акимова, М., «Энергоатомиздат», 1989г.
4. ГОСТ 22252-82 «Анализаторы многоканальные амплитудные. Методы измерения параметров». Режим доступа: <https://docs.cntd.ru/document/1200015488>
5. <http://aspect.dubna.ru>

Секция «Микро- и наноэлектроника»

Тонкопленочный конденсатор на основе титаната бария, сформированного золь–гель методом на титане	244
<i>Р.Т. Махмутов, А.Д. Мальшев, Е.И. Лашковская, К.И. Меледин</i>	
Квантовые поправки к магнитопроводимости двумерной разупорядоченной пленки полуметалла	246
<i>В.В. Мельникова</i>	
Золь-гель-синтез монодисперсных глобул кремнезема методом Штобера и перспективы их применения	248
<i>Е.И. Лашковская, Б.З.С. Хамаде, П.А. Вдовин</i>	
Усовершенствованная резка слитков монокристаллического кремния	250
<i>А.А. Шукало</i>	
Технология изготовления TFT: сравнение метода обратного травления канала с методом прерывания травления	251
<i>И.И. Шрамов</i>	
Влияние модификации высокими концентрациями этилендиаммониевого включения на структуру и светопоглощение металлорганических перовскитов	253
<i>В.С. Будник</i>	
Влияние графитоподобного нитрида углерода на оптическое пропускание полиэтилена и полиметилметакрилата	255
<i>С.Е. Максимов</i>	
Генерация ТГц излучения в р-і-п структурах фемтосекундными лазерными импульсами	257
<i>В.Д. Иванович</i>	
Корреляции осей случайной анизотропии двумерной системы ферромагнитных наночастиц	259
<i>Е.С. Назаренко</i>	
Свойства и потенциальные области применения бесвинцовых перовскитов	260
<i>М.А. Вольнец</i>	

Исследования расходимости и энергетике ионного пучка сеточного источника	262
<i>А.И. Сивец, К.Д. Моор, А.В. Никитин, Н.В. Леонович</i>	
Конверсия спинового тока в зарядовый в одномерном магнитном полуметалле Вейля	264
<i>А.С. Силивонец, А.Л. Данилюк</i>	
Исследование влияния очистки кремниевой подложки в атмосферной плазме на отражение тонких пленок хрома	266
<i>М.А. Горбунова, Г.В. Яворчук, А.А. Михолап, К.Т. Логунов</i>	
Плотность состояний топологических полуметаллов Вейля и Дирака	268
<i>А.А. Рышкевич</i>	
Особенности формирования пористых пленок оксида ниобия электрохимическим анодированием в хлорсодержащих электролитах	270
<i>С.М. Иванюта, А.В. Шеверденко, Г.Д. Артюшкевич, Д.А. Симоненко, Л.П. Томашевич, В.Н. Дударенко</i>	
Исследование влияния очистки в атмосферной плазме на оптические характеристики тонких пленок хрома	272
<i>Г.В. Яворчук, М.А. Горбунова, А.А. Михолап, К.Т. Логунов</i>	
Исследование технологии формирования гидрофобного покрытия на поверхности стекла	274
<i>Д.В. Провлоцкая, Е.Д. Панфиленко, О.М. Чернаусик, К.Т. Логунов</i>	
Исследование оптических характеристик ультратонких плёнок хрома полученных методом магнетронного распыления	276
<i>С.И. Тузик, Д.О. Колос, К.Т. Логунов</i>	
Исследование влияния времени окисления в высокоплотной плазме на оптические характеристики тонких пленок оксида хрома	278
<i>А.А. Михолап, Д.О. Колос, С.И. Тузик, К.Т. Логунов</i>	

Исследование изменения коэффициента отражения поверхности ситалла от времени обработки в интенсивных потоках ионов.....	280
<i>Е.Д. Панфиленко, Д.В. Провлоцкая, А.В. Аксющи, К.Т. Логунов</i>	
Синтез фотонных кристаллов на основе пористого анодного оксида алюминия	282
<i>Т.А. Туманов</i>	
Температурная нестабильность линейных стабилизаторов напряжения	284
<i>Д.С. Кравченко</i>	
Автоматизированная система вентиляции с адаптивным управлением на основе данных о CO₂ и запыленности	286
<i>К.В. Азарчик, С.И. Крат</i>	
SPICE-моделирование 9Т-ячейки памяти с многоуровневой металлизацией.....	287
<i>А.Д. Сеньковец, Д.В. Уколов, П.Э. Новиков</i>	
Особенности задания граничных условий при оценке процесса охлаждения мишени магнетронной распылительной системы методом конечных разностей.....	289
<i>А.С. Иванов</i>	
Обзор отечественных систем автоматизированного проектирования специализированных больших интегральных схем	291
<i>И.И. Чичин</i>	
Конструктивные и функциональные особенности тонкопленочных терморезистивных трубчатых калориметрических сенсоров мощности микроволнового излучения.....	293
<i>И.А. Машукевич, А.П. Бурый</i>	
Влияние толщин конструктивных параметров на эксплуатационные характеристики полевых транзисторов с круговым затвором	295
<i>К.В. Корсак, К.О. Волчик</i>	

Перспективы применения методов искусственного интеллекта для конфигурирования программируемых логических интегральных схем	297
<i>Д.С. Трошкин, И.К. Соц, П.Э. Новиков</i>	
Универсальный программируемый блок питания	298
<i>И.К. Соц, Д.С. Трошкин</i>	

ТОНКОПЛЕНОЧНЫЙ КОНДЕНСАТОР НА ОСНОВЕ ТИТАНАТА БАРИЯ, СФОРМИРОВАННОГО ЗОЛЬ-ГЕЛЬ МЕТОДОМ НА ТИТАНЕ

Махмутов Р.Т., Малышев А.Д., Лашковская Е.И., Меледин К.И.

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

Н. В. Гапоненко – доктор. физ.-мат. наук

Аннотация. На основе многослойной золь-гель пленки титаната бария с использованием титановой подложки изготовлены два образца лабораторного тонкопленочного конденсатора. Приведены для первого образца результаты измерения емкости и тангенса угла диэлектрических потерь сформированного конденсатора в диапазоне частот 0,2 кГц – 200 кГц. Для данного диапазона частот рассчитана диэлектрическая проницаемость титаната бария, изменяющаяся от 136 до 43. Для второго образца приведены значения пробивного напряжения 14 В.

Ключевые слова. BaTiO₃, золь-гель метод, емкость пленочного конденсатора, тангенс угла диэлектрических потерь, пробивное напряжение.

Методика эксперимента.

Были изготовлены два экспериментальных образца с отличием в методике термической обработки после нанесения слоев пленки. Для изготовления конденсаторной структуры использовалась подложка из титана размером 15 × 15 мм. Золь оксида алюминия получали на основе изопророксида алюминия, изопроропилового спирта, воды и азотной кислоты. Четыре слоя ксерогеля оксида алюминия формировали последовательно центрифугированием золя со скоростью 2000 об/мин, с последующей сушкой каждого слоя при 200 °С в течение 10 минут и отжигом на воздухе при 450 °С в течение 30 минут. Затем наносили золь титаната бария. Золь титаната бария синтезировали на основе изопророксида титана Ti(OC₃H₇)₄, ацетата бария (Ba(CH₃COO)₂), ацетилацетона (CH₃-CO-CH₂-CO-CH₃) и уксусной кислоты (CH₃COOH) [1]. Пять слоёв ксерогеля BaTiO₃ было сформировано центрифугированием со скоростью 2900 об/мин с последующей сушкой каждого слоя при 200 °С в течение 10 мин и отжигом на воздухе при 450 °С в течение 30 мин после сушки последнего слоя для первого образца. Для второго образца отжиг производился после нанесения всех слоев. Окончательная термообработка проводилась при температуре 700 °С. Затем методом ионно-лучевого распыления на первый образец было произведено напыление через маску контактов из никеля квадратной формы размером около 1.165 мм [2]. Схема конденсаторной структуры с никелевыми контактами представлена на рисунке 1.

Результаты и обсуждение.

Значения Емкости (С) и тангенса угла диэлектрических потерь (tgδ) получены для первого образца с использованием измерителя иммитанса E7-20 в диапазоне частот 200 Гц - 200 кГц. Рассчитана среднеквадратичная погрешность по формуле (1) и приведены результаты в виде таблицы 1.

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad (1)$$

где x_i – i-й элемент выборки измеренной величины, n – объем выборки, \bar{x} – среднее арифметическое выборки.

При переходе от низкочастотного диапазона к высокочастотному значение тангенса угла диэлектрических потерь уменьшается на порядок и составляет 0.03 – 0.04 для диапазона частот от 50 кГц до 200 кГц (рис. 1, таблица 1).

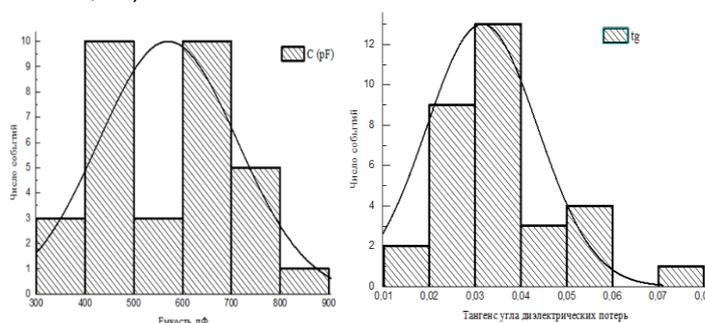


Рисунок 1 – Распределение емкости (а) и тангенса угла диэлектрических потерь (б) для измерений при 100 Гц в 32 точках конденсаторной структуры

Таблица 1 – Характеристики полученных конденсаторных структур.

Частота, f, кГц	Среднее значение ёмкости, пФ	Среднеквадратичное отклонение ёмкости, пФ, σ_C	Среднее значение тангенса угла диэлектрических потерь, $\text{tg}\delta$	Среднеквадратичное отклонение тангенса угла диэлектрических потерь, $\sigma_{\text{tg}\delta}$
0.2	748	177	0,37	0.19
2	633	148	0.10	0.041
20	589	142	0.05	0.02
100	570	140	0.03	0.012
200	563	138	0.04	0.032

Для исследования пробивных напряжений использовался источник постоянного напряжения. Напряжение подавалось между медным контактом, прижатым к пленке, и титановой подложкой в качестве второго контакта. Напряжение пробоя фиксировалось при появлении тока через пленку. При толщине пленки титаната бария с 330 нм пробивная напряжённость достигает 42 В/мкм. Удельная ёмкость 41 – 55н Ф/см² в диапазоне частот 200 Гц - 200 кГц.

Приведенные результаты измерения ёмкости относятся к двум последовательно соединенным конденсаторам из ксерогеля оксида алюминия и ксерогеля титаната бария. Диэлектрическая проницаемость оксида алюминия, полученного золь-гель методом, составляет около 8 при удельной ёмкости тонкопленочного конденсатора на его основе от 80 до 60 нФ/см² для диапазона частот от 100 Гц до 1 МГц [3]. С учетом этих данных и результатов измерений, используя формулу для расчета эквивалентной ёмкости для последовательного соединения двух конденсаторов (2) и формулу для ёмкости плоского конденсатора (3), было определено, что диэлектрическая проницаемость пленки ксерогеля титаната бария в полученном нами конденсаторе изменяется от 136 для 0,2 кГц до 43 для 200 кГц при значении диэлектрической проницаемости оксида алюминия $\epsilon = 8$:

$$C_{\text{BaTiO}_3} = \frac{C_{\text{Al}_2\text{O}_3} * C}{C_{\text{Al}_2\text{O}_3} - C} \quad (2)$$

$$C_{\text{Al}_2\text{O}_3} = \frac{\epsilon_0 \epsilon S}{d} \quad (3)$$

где C – измеренная эквивалентная ёмкость для двух последовательных конденсаторов из оксида алюминия и титаната бария, $C_{\text{Al}_2\text{O}_3}$ – рассчитанное значение ёмкости для пленки оксида алюминия со значением $\epsilon = 8$, $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная, ϵ – диэлектрическая проницаемость оксида алюминия, S – площадь контакта, d – толщина пленки оксида алюминия.

Заключение

Разработана лабораторная технология получения золь-гелей для формирования пленок ксерогелей оксида алюминия и титаната бария общей толщиной около 440 нм и изготовления конденсаторных структур на их основе на подложке титана. В полученной структуре роль нижнего электрода играет сама подложка из титана и таким образом, в отличие от структур на кремнии, устраняется дополнительная операция напыления нижнего металлического контакта. Сформированная конденсаторная структура в диапазоне частот 200 Гц – 200 кГц имеет ёмкость 560-750 пФ и удельную ёмкость 41-55 нФ/см². Пробивная напряжённость достигает 42 В/мкм.

Кроме того, было установлено, что титанат бария легко травится при комнатной температуре в буферном травителе на основе плавиковой кислоты и фтористого аммония, что даёт возможность формировать структуры желаемой формы и морфологии.

Полученные результаты свидетельствуют о перспективе предложенного нами метода формирования тонкопленочного на титане, принимая во внимание низкую себестоимость изготовления структур, а также высокую прочность и теплопроводность подложек из титана.

Список использованных источников:

1. Enhanced Luminescence of Europium in Sol-Gel Derived BaTiO₃/SiO₂ Multilayer Cavity Structure / N.V. Gaponenko, P.A. Kholov, T.F. Raichenok, S.Ya. Prislopski. // *Optical Materials*. – 2019. – Vol. 96C. – P. 109265 (5 pages).
2. Тонкопленочный конденсатор на основе титаната бария, сформированного золь-гель методом на титане / Н. В. Гапоненко, Р.Т. Махмудов, Е.И. Лашковская, Е.В. Телеш, К.В. Шустикова, В.А. Ковалев, Ю. В. Радюш, Д.В. Жигулин, В.А. Пилипенко, А.В. Семченко // ПФМТ. – 2024. – №3 (60). – P. 7–12.
3. Sol-Gel Processed High-k Aluminum Oxide Dielectric Films for Fully Solution-Processed Low-Voltage Thin-Film Transistors / Wenwen Xia, Guodong Xia, Guangsheng Tu, Xin, Dong, Sumei Wang, Rui Liu // *Ceramics International*. – 2018. – V. 44(8). – P. 9125-9131

КВАНТОВЫЕ ПОПРАВКИ К МАГНИТОПРОВОДИМОСТИ ДВУМЕРНОЙ РАЗУПОРЯДОЧЕННОЙ ПЛЕНКИ ПОЛУМЕТАЛЛА

Мельникова В.В.

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

Данилюк А.Л. – канд. физ.-мат. наук

Рассчитаны квантовые поправки к магнитопроводимости пленки топологического полуметалла с использованием моделей таких поправок для двумерных металлических разупорядоченных систем. Вычислены поправки на спиновое расщепление, кулоновское взаимодействие, слабую локализацию/антилокализацию. Показано, что основной вклад в рост магнитопроводимости обусловлен подавлением слабой локализации магнитным полем, проявляющимся как слабая антилокализация, а также фонон-индуцированным притяжением электронов.

В настоящее время исследования топологических материалов перспективны не только из-за интересной и новой физики, но и в плане их использования для разработки элементной базы информатики на принципиально иных физических эффектах, обусловленных необычными электронными свойствами таких материалов. Проведенный систематический поиск топологических материалов показал, что более четверти известных веществ могут проявлять топологические свойства, в той или иной степени. Эксперименты показывают, что в низкотемпературной области проводимость двумерных пленок многих топологических полуметаллов пропорциональна логарифмическому вкладу температуры.

Рассмотрены поправки к 2D-магнитопроводимости топологического полуметалла с точки зрения теории разупорядоченных металлических систем в предположении, что в магнитном поле несколько явлений вносят вклад, среди которых эффект спинового расщепления $\delta\sigma_{ss}$, эффект кулоновского взаимодействия (обмен и вклад Хартри) $\delta\sigma_c$ и эффект слабой локализации $\delta\sigma_{WL}$ [1], т.е.

$$\delta\sigma(T, B) = \delta\sigma_{ss} + \delta\sigma_c + \delta\sigma_{WL} \quad (1),$$

где B - индукция магнитного поля, T – температура.

Рассмотрены модели квантовых поправок, характерные для разупорядоченных металлических системах, такие как спиновое расщепление, кулоновское взаимодействие и слабая локализация. Модель для поправки на спиновое расщепление учитывает вклад кулоновского взаимодействия, определяемое через параметр Хартри F . Ее величина в присутствии магнитного поля дается выражением [1]

$$\delta\sigma_{ss}(B, T) = \delta\sigma'_1(T) + \delta\sigma''_1(B, T) \quad (2),$$

где $\delta\sigma'_1(T)$ - независимый от магнитного поля член, соответствующий спиновому магнитному моменту $S=0$, а член $\delta\sigma''_1(B, T)$ зависит от магнитного поля, он соответствует спиновому магнитному моменту $|S|=1$.

Поправка от кулоновского взаимодействия выбрана для случая отрицательного магнитосопротивления с учетом наличия фонон-индуцированного притяжения электронов [2]

$$\delta\sigma_c = \frac{q^2}{2\pi^2\hbar} g(T, B) \phi_2\left(\frac{2qBD}{\pi k_B T}\right) \quad (3),$$

где q – элементарный заряд, \hbar – постоянная Планка, D – коэффициент диффузии носителей заряда, k_B – постоянная Больцмана, функция $g(T, B)$ определяется параметрами кулоновского взаимодействия, функция $\phi_2(z)$ – корректирующая функция.

Поправка от слабой локализации/антилокализации выбрана для случая 2D электронной системы. Выражение для квантовой поправки для продольной проводимости в 2D модели HLN (S. Hikami, A.I. Larkin, Y. Nagaoka) с учетом спин-орбитального рассеяния записана в виде [3,4]

$$\delta\sigma_{2D}(B) = \alpha G_0 \Psi(B) \quad (4),$$

где α – постоянная равная 1 или $-1/2$ для случая слабой локализации и слабой антилокализации соответственно, $G_0 = q^2/2\pi^2\hbar$, функция

$$\Psi(B) = \psi\left(\frac{1}{2} + \frac{B_\varphi}{B}\right) - \ln\left(\frac{B_\varphi}{B}\right) - 2\psi\left(\frac{1}{2} + \frac{B_\varphi + B_{so}}{B}\right) + 2\ln\left(\frac{B_\varphi + B_{so}}{B}\right) - \psi\left(\frac{1}{2} + \frac{B_\varphi + 2B_{so}}{B}\right) + \ln\left(\frac{B_\varphi + 2B_{so}}{B}\right) \quad (5),$$

где $\psi(x)$ – дигамма функция параметра x , $B_\varphi = \hbar/(4eLm^2)$ – магнитное поле, определяемое длиной фазовой когерентности $L_\varphi = (D\tau_\varphi)^{1/2}$, $B_{so} = \hbar/(4eL_{so}^2)$ – магнитное поле, определяемое длиной спин-орбитального рассеяния $L_{so} = (D\tau_{so})^{1/2}$, τ_φ – время потери фазовой когерентности (время дефазировки), τ_{so} – время спин-орбитального рассеяния.

Данный подход, включающий три поправки к магнитопроводимости, позволил рассчитать их значения при фиксированной температуре в зависимости от значения параметра Хартри, коэффициента диффузии, времени дефазировки и времени спин-орбитального рассеяния. На рис. 1 приведены результаты расчетов поправок при $T = 2$ К, $D = 12$ см²/с, $\tau_\varphi = 10,0$ пс, $\tau_{so} = 3,0$ пс.

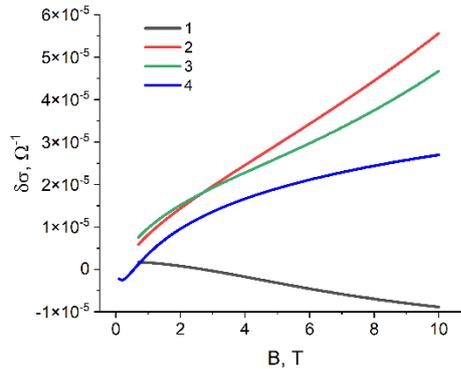


Рисунок. 1 – Поправки $\delta\sigma(B)$ к магнитопроводимости: 1 – вклад от эффекта спинового расщепления, 2 – вклад эффекта кулоновского взаимодействия, определяемого фонон-опосредованным притяжением, 3 – сумма вкладов спинового расщепления и кулоновского взаимодействия, 4 – вклад эффекта слабой локализации,

Установлено, что поправка от спинового расщепления дает положительный вклад до магнитного поля определенной величины, а потом меняет знак. Поправка от кулоновского взаимодействия растет в магнитном поле монотонно и в сумме с поправкой на спиновоое расщепление обеспечивает рост магнитопроводимости. Поправка на слабую локализацию/антилокализацию дает отрицательный вклад в полях с индукцией до 0,6 Тл, что обусловливается влиянием спин-орбитального рассеяния. В полях свыше 0,6 Тл ее значение меняет знак, что означает переход в режим слабой антилокализации. Это объясняется тем, что в слабых магнитных полях, когда превалирует синглетный вклад в интерференцию электронных волн, магнитное поле подавляет антилокализацию и поэтому падает проводимость, а в более сильных полях, когда превалирует триплетный вклад магнитное поле подавляет уже слабую локализацию и ведет к антилокализации. К тому же полученные соотношения между временем дефазировки и временем спин-орбитального рассеяния ($\tau_{so} < \tau_\varphi < \hbar/k_B T$) не способствуют усилению слабой локализации из-за нарушения условия $\tau_{so} < \tau_\varphi < \hbar/k_B T$.

Проявление положительной магнитопроводимости с ростом магнитного поля связано с тем, что суммарная поправка, учитывающая спиновоое расщепление и кулоновское взаимодействие, затушевывает влияние спин-орбитального рассеяния. Таким образом с физической точки зрения полученные результаты, соответствующие отрицательному магнитосопротивлению, обусловливаются главным образом механизмом подавления слабой локализации магнитным полем и наличием фонон-индуцированного притяжения электронов.

Список использованных источников:

1. P.A. Lee, T.V. Ramakrishnan, *Disordered electronic systems*, *Rev. Mod. Phys.* Vol. 57, No.2, P. 287–337 (1985).
2. B.L. Altshuler, A.G. Aronov. Chapter 1 - *Electron–Electron interactions in Disordered Systems. Modern Problems in Condensed Matter Sciences. Volume 10*, 1985, Pages 1-153.
3. S. Hikami, A.I. Larkin, Y. Nagaoka, Spin-Orbit Interaction and Magnetoresistance in the Two Dimensional Random System *Prog. Theor. Phys.* Vol. 63, Issue 2, P. 707–710 (1980).
4. P.J. Newton, R. Mansell, S.N. Holmes, M. Myronov, C.H.W. Barnes. *Weak localization and weak antilocalization in doped germanium epilayers.* *Appl. Phys. Lett.* 110, Issue 6, P.062101 (2017).

ЗОЛЬ-ГЕЛЬ-СИНТЕЗ МОНОДИСПЕРСНЫХ ГЛОБУЛ КРЕМНЕЗЕМА МЕТОДОМ ШТОБЕРА И ПЕРСПЕКТИВЫ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ

Лашковская Е.И., Хамаде Б.З.С., Вдовин П.А.

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

Н. В. Гапоненко – доктор. физ.-мат. наук

Аннотация. Синтезированы монодисперсные глобулы диоксида кремния методом Штобера. Рассмотрены перспективы применения синтетических опаловых матриц. Продемонстрирована ап-конверсионная люминесценция эрбия в суспензии $\text{SiO}_2/\text{BaTiO}_3(\text{Er}, \text{Yb})$.

Монодисперсные глобулы кремнезема размером около нескольких сотен нанометров синтезируются из раствора тетраэтоксисилана [1]. Глобулы кремнезема используются для получения натуральных и синтетических опалов – драгоценных камней, представляющих собой трехмерные фотонные кристаллы, оптические свойства которых могут быть модифицированы за счет введения в поры жидкостей, или применяя золь-гель синтез в порах [2–6]. Актуальность исследований синтеза и применения монодисперсных глобул и опаловых матриц на их основе сохраняется.

Методика эксперимента Для синтеза монодисперсных глобул кремнезема использовали этиловый спирт (этанол), тетраэтоксисилан $(\text{C}_2\text{H}_5\text{O})_4\text{Si}$, аммиак и дистиллированную воду. На рисунках 1а и 1б показаны СЭМ-изображения сфер после одноразового нанесения их раствора методом центрифугирования на предметное стекло и термообработки на воздухе при температуре 200 °С.

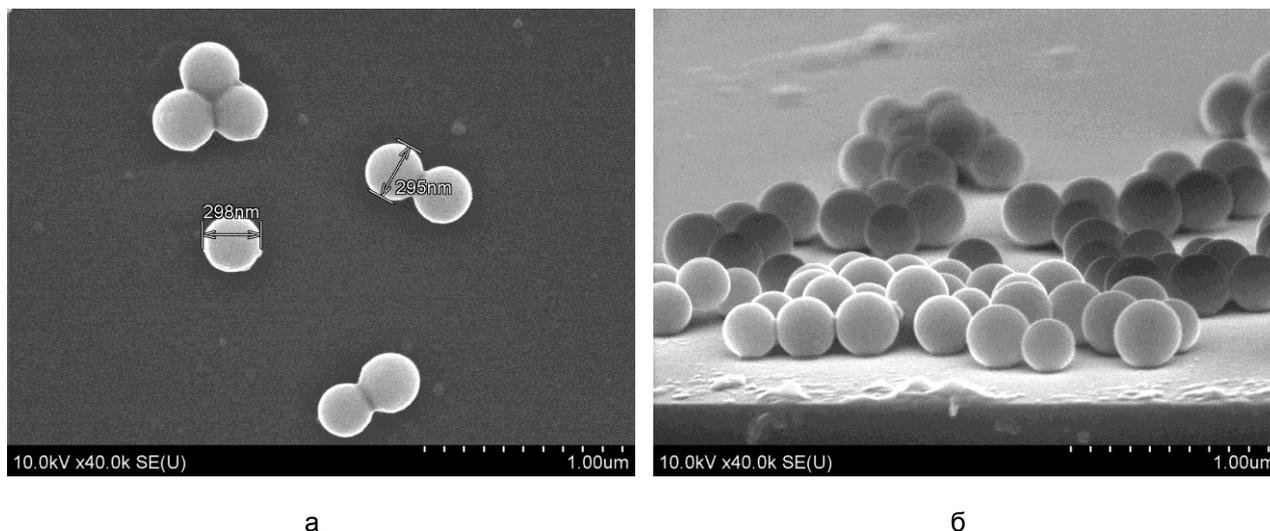


Рисунок 1 – СЭМ-изображение глобул диоксида кремния на предметном стекле: (а) – вид сверху; (б) – вид с торца подложки

Опаловые матрицы на воздухе обладают слабо выраженной иризацией из-за значительного диффузионного рассеяния. Опаловые матрицы пористые, образуя между своими шариками трёхмерное периодическое пространство с размерами пор около нескольких десятков нанометров. За счёт мезоскопической решётки пор, проникновение различных жидкостей в поры опаловой матрицы обеспечивает уменьшение диффузного рассеяния света, что вызывает яркую иризацию опаловой матрицы (рис. 2).

При смешивании раствора глобул с золей титаната бария, содержащим эрбий и иттербий, было получено матовое люминесцирующее покрытие (рис. 3 (а)). При возбуждении лазером с длиной волны 980 нм наблюдается ап-конверсионная люминесценция (рис. 3(б)) с наиболее интенсивными полосами на 410, 523, 546 и 658 нм, соответствующим переходам ${}^2\text{H}_{9/2} \rightarrow {}^4\text{I}_{15/2}$, ${}^2\text{H}_{11/2} \rightarrow {}^4\text{I}_{15/2}$, ${}^4\text{S}_{3/2} \rightarrow {}^4\text{I}_{15/2}$ и ${}^4\text{F}_{9/2} \rightarrow {}^4\text{I}_{15/2}$ и ${}^4\text{F}_{9/2} \rightarrow {}^4\text{I}_{15/2}$ трёхвалентных ионов эрбия [7].

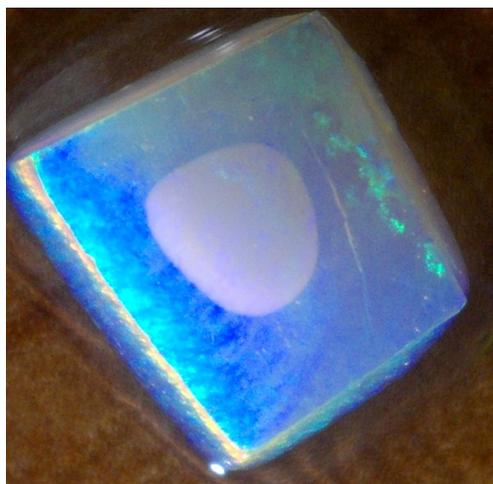
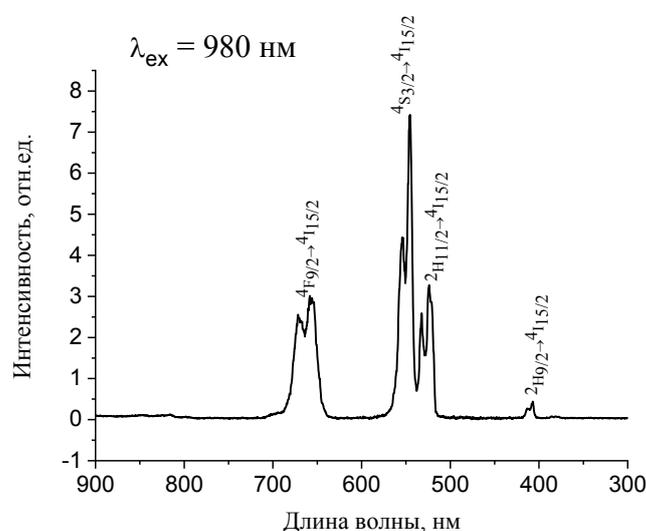


Рисунок 2 – Опаловая матрица, частично пропитанная этиловым спиртом.



а



б

Рисунок 3 – (а) - Фото люминесценции покрытия, нанесенного из суспензии (глобулы SiO₂ + золь BaTiO₃:Er:Yb) на кварцевое стекло, после термообработки при температуре 900 °С, (б) – спектр ап-конверсионной люминесценции ионов эрбия

Заключение

Получены монодисперсные глобулы кремнезема из раствора тетраэтоксисилана с использованием метода Штобера. Формируемые глобулы могут быть использованы в сочетании с люминофорами как для разработки покрытий с эффектом ап-конверсионной люминесценции и визуализации ИК-излучения, так и для синтеза опаловых матриц, изменяющих рассеяние света и иризацию в зависимости от наполнителя пор.

Список использованных источников:

1. Stoeber, W. Controlled Growth of Monodisperse Silica Spheres in the Micron Size Range / W. Stoeber, A. Fink, E. Bohn // *J. Colloid Interface Science*. 1968. Vol. 26. P. 62–69.
2. Самойлович, М. И. Способ получения синтетического материала со структурой благородного опала: пат. Рос. Фед. № 2 162 456 С1 / М. И. Самойлович, С. М. Самойлович. Оpubл. 27.01.2001.
3. Towards 3D Photonic Crystals / V. M. Shelekhina [et al.] // *Synthetic Metals*. 2001. Vol. 124, No 1. P. 137–139.
4. Photonic Band Gap Phenomenon and Optical Properties of Artificial Opals / V. N. Bogomolov [et al.] // *Phys. Rev. E*. 1997. Vol. 55. P. 7619–7625.
5. Three-Dimensional Photonic Band Gap Structures Doped with Tb³⁺ Ions / N. V. Gaponenko [et al.] // *Physics, Chemistry and Application of Nanostructures: Reviews and Short Notes to Nanomeeting'2001*. 2001. P. 214–220.
6. Sol-Gel Derived Films in Mesoporous Matrices: Porous Silicon, Anodic Alumina and Artificial Opals / N. V. Gaponenko // *Synthetic Metals*. 2001. Vol. 124, No 1. P. 125–130.
7. Золь-гель-синтез монодисперсных глобул кремнезема и оптические свойства упорядоченных и неупорядоченных материалов на их основе / Н. В. Гапоненко [и др.] // *Доклады БГУИР*. 2024;22(6):21-28.

УСОВЕРШЕНСТВОВАННАЯ РЕЗКА СЛИТКОВ МОНОКРИСТАЛЛИЧЕСКОГО КРЕМНИЯ

Шукало А.А., магистрант гр.446841

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

Борисенко В.Е. – доктор физико-математических наук, профессор

Получение полупроводниковой подложки состоит из технологического процесса, включающего в себя более 50 технологических операций. В работе рассмотрена одна из начальных и важных операций – резка слитков монокристаллического кремния на пластины.

Полупроводниковые подложки играют ключевую роль в производстве различных электронных компонентов, таких как микросхемы, транзисторы, диоды и многие другие устройства. Качество и свойства подложек напрямую влияют на характеристики конечных изделий, включая их производительность, надежность и долговечность. Одним из начальных и важных этапов получения подложек является резка слитков монокристаллического кремния на пластины. Технология резки проволокой прошла путь непрерывных инноваций: от методов, основанных на использовании шлама, до внедрения резки алмазной проволокой. От станков проволоочной резки производства переходят к станкам резки алмазной проволокой [1].

Станки проволоочной резки позволяют осуществлять резку слитков монокристаллического кремния на пластины посредством абразивной суспензии, переносимой многопроволочной сеткой (используется стальная проволока с латунным покрытием (с содержанием углерода 0,9 %) толщиной 140 мкм), сформированной из проволоки на направляющих валах. Проволока движется с одной бобины на другую, из форсунок подается суспензия (смесь) из абразивного порошка (SiC, B₄C или алмаз) и связывающей жидкости (масло или водорастворимая жидкость). Этот метод, хоть и эффективный, но имеет такие недостатки, как низкая скорость резки, большие потери материала и несоответствие толщины пластин.

Алмазная резка, в частности, произвела революцию в этом процессе, обеспечив непревзойденную скорость и эффективность. Переход от традиционной резки с использованием шлама к инновационной резке алмазной проволокой позволил значительно повысить эффективность, сократить отходы материала и улучшить качество конечных пластин, а также уменьшить воздействие на окружающую среду, благодаря использованию смазочно-охлаждающих жидкостей на водной основе. Основное достоинство резки алмазной проволокой это скорость. Алмаз, будучи самым твердым материалом на Земле, резко сокращает время, необходимое для нарезки слитка. Слиток диаметром 100 мм разрезается на пластины за 135 минут вместо 330 минут на станке проволоочной резки, диаметр 150 мм режется за 225 минут вместо 720 минут, диаметр 200 мм соответственно 344 минуты вместо 1050 минут. При алмазной проволоочной резке для нарезки кремниевых слитков используется проволока с микроскопическими алмазами, толщиной 70 мкм. За счет уменьшения пропила алмазосодержащей проволокой соответственно уменьшается норма расхода кремния. Еще одним существенным преимуществом является качество производимых пластин. Точность резки алмазной проволокой обеспечивает более равномерную толщину пластин. Это очень важно для последующих этапов производства полупроводников, где любой изъян может привести к дефектам в конечном продукте. Принципиальная схема резки слитков монокристаллического кремния представлена на рисунке 1 [2]. Алмазная проволоочная резка – это революционный шаг в области нарезки кремниевых слитков, устанавливающий новый стандарт точности, эффективности и минимальных потерь материала.

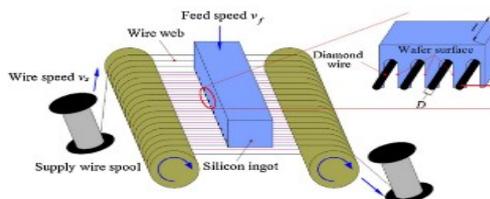


Рисунок 1 – Принципиальная схема резки слитков монокристаллического кремния.

Список использованных источников:

1. *Diamond Wire Sawing of Solar Silicon Wafers: A Sustainable Manufacturing Alternative to Loose Abrasive Slurry Sawing/ Arkadeep Kumar and Shreyes N. Melkote // Procedia Manufacturing, 2018. - P. 549–566.*
2. *Recent advances in precision diamond wire sawing monocrystalline silicon / Ansheng Li, Shunchang Hu, Yu Zhou, Hongyan Wang, Zhen Zhang // Micromachines, 2023. – P. 1-5.*

ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ TFT: СРАВНЕНИЕ МЕТОДА ОБРАТНОГО ТРАВЛЕНИЯ КАНАЛА С МЕТОДОМ ПРЕРЫВАНИЯ ТРАВЛЕНИЯ

Шрамов И.И.

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

Степанов А.А. – канд. тех. наук, доцент

В данной работе приведено сравнение двух наиболее популярных методов формирования тонкоплёночных транзисторов (TFT) на аморфном гидрогенизированном кремнии $a\text{-Si:H}$, а именно технологии с обратным травлением канала с нижним расположением затвора и технологии с прерыванием травления.

Ключевым преимуществом процесса изготовления $a\text{-Si:H}$ TFT является его высокая производительность. Это отчасти обусловлено небольшим количеством фотолитографий (четыре или меньше). На рисунке 1 показаны две архитектуры TFT, которые различаются наличием слоя $a\text{-SiN}_x\text{:H}$ поверх TFT на рисунке 1, б. Эти две структуры формируются разными технологическими процессами: структура, показанная на рисунке 1, а, называется структурой с обратным травлением канала (англ. *Back channel etched – BCE*), тогда как структура на рисунке 1, б – структурой с технологией прерывания травления (англ. *etch-stop – ES*).

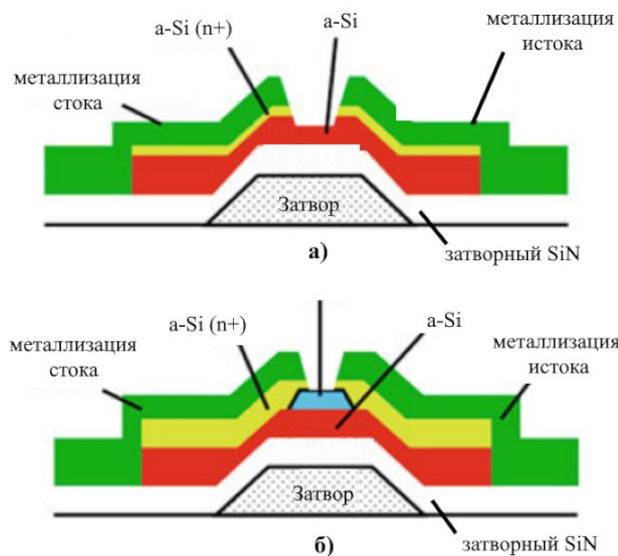


Рисунок 1 Сечение инвертированных ступенчатых TFT на $a\text{-Si:H}$:
а – структура с обратным травлением канала;
б – структура с технологией прерывания травления

Первый этап технологии изготовления TFT включает в себя магнетронное распыление и формирование фотолитографией рисунка для определения металлического электрода затвора с помощью маски (№1). Затем электрод затвора покрывается послойно тремя последовательно осажденных пленками $a\text{-SiN}_x\text{:H}$, нелегированного $a\text{-Si:H}$ и $n+ a\text{-Si:H}$ в реакторе плазмохимического осаждения из газовой фазы. Толщина пленок для коммерческих TFT обычно составляет 300 нм для $a\text{-SiN}_x\text{:H}$, 200 нм для $a\text{-Si:H}$ и 50 нм для $n+ a\text{-Si:H}$.

На втором этапе с помощью второго фотолитографического рисунка (маска № 2) слоистая пленка стравливается до отдельных островков. Следующие два этапа (третий и четвертый) включают осаждение контактных металлов истока и стока и их формирование в контактные площадки и дорожки с помощью маски №3. Затем этот рисунок металлизации используется как маска для травления, чтобы выборочно удалить $n+$ слой из тех областей слоистой пленки островков TFT, которые не защищены металлом [1]. Процесс изготовления TFT завершается осаждением защитного / пассивирующего слоя $a\text{-SiN}_x\text{:H}$, который формируется с помощью маски №4 в контактные отверстия до площадок истока, стока и затвора. (по каждому этапу нужно добавить рисунок, например, или нарисовать свои).

Критическим этапом этого технологического процесса является травление $n+$ слоя между контактами истока и стока. Поскольку селективность травления между $n+$ слоем и нелегированным $a\text{-Si:H}$ минимальна, требуется хорошо контролируемый и воспроизводимый по времени процесс

травления, чтобы гарантировать полное удаление $n+$ слоя, и не допустить перетравливание нижележащего нелегированного $a\text{-Si:H}$. Для компенсации подтравленного слоя нелегированного $a\text{-Si:H}$ используется относительно толстый его слой (порядка 200 нм). Этап травления $n+$ области определяет длину канала TFT , которая задается расстоянием между краями областей $n+$ истока и стока. В итоге, процесс BCE состоит из четырех этапов с масками, двух плазменно-химических осаждений из газовой фазы и двух этапов магнетронного распыления металла.

Сравнение архитектур BCE и ES на рисунке 1.2 показывает, что структура ES отличается главным образом наличием слоя из $a\text{-SiNx:H}$ под краями областей $n+$. Это обеспечивает большую селективность травления между травлением областей $n+$ и нижележащим $a\text{-SiNx:H}$ и, таким образом, позволяет избежать необходимости использования критически точно рассчитанного по времени травления. Однако ценой этого решения является более сложный технологический процесс. После первого этапа с маской №1 для определения электрода затвора выполняется трехслойное осаждение $a\text{-SiNx:H}$, $a\text{-Si:H}$ и $a\text{-SiNx:H}$, а $a\text{-SiNx:H}$ поверх слоистой пленки формируется в подложке для остановки травления с помощью маски №2. Затем следует отдельное осаждение $n+$ слоя и определение островков устройства с помощью маски №3. Металлы истока и стока осаждаются и формируются с помощью маски №4, и, как и в процессе BCE , нежелательный $n+$ слой удаляется с использованием металлических площадок в качестве маски для травления. Однако, в отличие от точно рассчитанного времени травления в процессе BCE , подложка $a\text{-SiNx:H}$ действует как селективный слой, останавливающий травление. Это обеспечивает воспроизводимость процесса и делает контроль времени травления менее критичным, что также позволяет использовать более тонкие слои $a\text{-Si:H}$ (обычно до 100 нм). На заключительном этапе проводится осаждение защитного слоя $a\text{-SiNx:H}$, а маска №5 используется для открытия окон для контактных площадок истока, стока и затвора [2].

В ES -процессе размер островка из $a\text{-SiNx:H}$, являющийся стоп-слоем травления, определяет расстояние между теми частями областей $n+$ истока и стока, которые контактируют с активным слоем TFT , и, следовательно, определяет его длину канала.

В заключении можно отметить что, процесс ES включает пять этапов фотолитографии и три осаждения $PECVD$, но избегает сложного этапа травления, а также обеспечивает потенциально лучший пассивирующий слой на задней поверхности (за счёт первого трехслойного осаждения). Однако, сравнивая этапы процесса с процессом BCE (см. таблицу 1), ясно, что при условии хорошего контроля обратного травления канала, процесс BCE является более экономичным, так как имеет меньше количество технологических операций. Следовательно, он может обеспечить более высокую производительность и более низкую общую стоимость пластины и широко использоваться на производственных предприятиях. Для многих исследовательских лабораторий процесс ES предпочтительнее для фундаментальных исследований устройств, поскольку он проще в реализации и управлении, чем в производственных условиях, и не требует сложного оборудования.

Таблица 1 – Сравнение технологических этапов BCE и ES технологий создания $a\text{-i:H TFT}$

Наименование процесса	BCE	ES
Количество фотолитографий	4-маски	5-масок
Плазменно-химическое осаждение из газовой фазы	2	3
Удаление $n+$ $a\text{-Si:H}$	Травление $a\text{-Si:H}$ с контролируемым временем	Дифференциальное травление относительно SiNx:H

Список использованных источников:

1. Yang D-K, Wu S-T (2006) *Fundamentals of liquid crystal devices, chapter 1*. Wiley, NY 10. Pauluth D, Tarumi K (2005) *Optimization of liquid crystals for television*.
2. Den Boer W. *Active matrix liquid crystal displays: fundamentals and applications*. – Elsevier, 2011.

ВЛИЯНИЕ МОДИФИКАЦИИ ВЫСОКИМИ КОНЦЕНТРАЦИЯМИ ЭТИЛЕНДИАММОНИЕВОГО ВКЛЮЧЕНИЯ НА СТРУКТУРУ И СВЕТОПОГЛОЩЕНИЕ МЕТАЛЛООРГАНИЧЕСКИХ ПЕРОВСКИТОВ

Будник В. С.

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

Лабунов В. А. – д-р техн. наук, профессор

В данной статье представлены результаты исследований структуры и светопоглощения плёнок металлоорганического трийодоплюмбатового перовскита до и после включения в его состав этилендиаммония диодида. Вышеуказанная модификация приводит к заметным положительным изменениям морфологических и оптических свойств.

Внимание учёных и специалистов уже давно привлечено к разработке эффективных способов преобразования солнечной энергии в электроэнергию. Повышенный интерес к фотоэлектрическому методу обусловлен реальной возможностью создания относительно стабильных в эксплуатации, недорогих и простых в изготовлении солнечных элементов с относительно высоким коэффициентом преобразования энергии. Именно по этим причинам в фотовольтаике востребованы гибридные металлоорганические перовскитные солнечные элементы (ПСЭ) [1].

Управляемая кристаллизация имеет практическое значение для получения высококачественных тонких плёнок перовскита с уменьшенным количеством структурных дефектов. Доноры электронных пар, такие как азот, кислород и сера, в качестве посторонних добавок координируются с катионами свинца в перовскитах и значительно влияют на латеральный рост кристаллитов. В некоторых исследованиях для морфологической регуляции тонких плёнок перовскита использовались амины с многоатомными углеводородными хвостами, однако данные соединения показали неудовлетворительные результаты [2].

Перовскиты, модифицированные N- и O-донорами, демонстрируют более компактную морфологию вместе с повышенной кристалличностью и размером зёрен. Остаточные молекулы пассивируют мелкие дефекты в границах зёрен, подавляя рекомбинацию носителей заряда [3, 4].

В выполненном эксперименте изучалось воздействие модифицирования этилендиаммониевым соединением перовскитного металлоорганического материала на морфологию и светопоглощение плёнок. Плёнки толщиной 0,5–0,8 мкм были получены центрифугированием (500 об/мин) с последующим отжигом при $T=100\text{ }^{\circ}\text{C}$ в течение 5 мин. Жидкофазный прекурсор получен смешиванием иодида метиламмония $\text{CH}_3\text{NH}_3\text{I}$ с иодидом свинца (II) PbI_2 (молярное соотношение 1:1) в диметилформамиде, этилендиаммония диодид $\text{INH}_3\text{C}_2\text{H}_4\text{NH}_3\text{I}$ (60 г/л) добавляли в готовый раствор. Структура покрытий исследована на оптическом микроскопе МКИ-2М при увеличении $\times 500$, светопоглощение (A) – на спектрофотометре МС-122 в области длин волн (λ) 380–1000 нм.

В первоначальном перовските плёнка имеет чёрный цвет. Обнаруживаются отдельные крупные кристаллиты неправильной шестиугольной формы с вогнутым центром, размеры которых варьируются от 8,14 до 23,56 мкм (средний размер 15,70 мкм) (рисунок 1, а). При добавлении этилендиаммониевой соли покрытие становится сплошным и приобретает оранжевый цвет, зёрна диаметром 1,80–2,00 мкм объединены в округлые агломераты размерами до 20 мкм (рисунок 1, б).

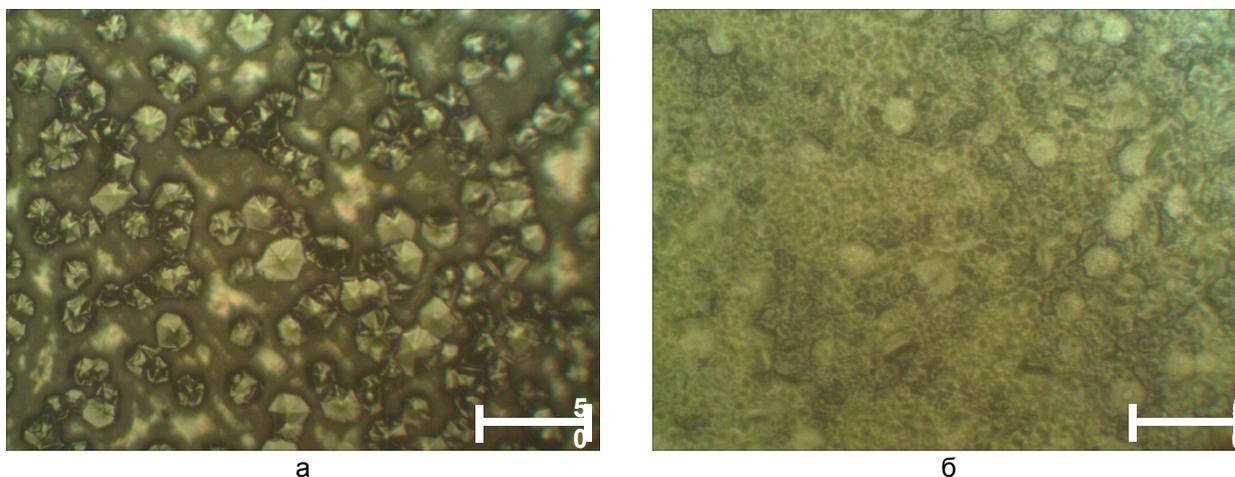


Рисунок 1 – Структура перовскитного покрытия до (а) и после (б) модификации этилендиаммониевым включением

При изучении светопоглощения исходного перовскита в начале исследуемого диапазона длин волн наблюдается падение показателей от $A=0,93$ а.у. ($\lambda=380$ нм) до перегиба в значении $A=0,91$ а.у. при $\lambda=472$ нм (фиолетовая и синяя области видимого спектра), которое сменяется резким повышением в остальной области видимого спектра до значения $A=0,95$ а. у. при $\lambda=758$ нм (второй перегиб). В инфракрасной области показатель поглощения после второго перегиба понижается до $A=0,90$ а. у. (рисунок 2, кривая 1).

Максимальные значения A от 3,27 до 3,46 а.у. для модифицированного перовскита наблюдаются при 380–416 нм, что соответствует фиолетовой области спектра. Затем происходит резкое падение до $A=1,17$ а. у. при $\lambda=498$ нм (зелёная область) с дальнейшим плавным понижением ($A=0,73$ а. у., $\lambda=1000$ нм) (рисунок 2, кривая 2). Вышеуказанные спектральные изменения объясняются устранением пустот в модифицированной плёнке и внедрением этилендиаммониевого катиона в кристаллическую решётку перовскита за счёт реакции замещения.

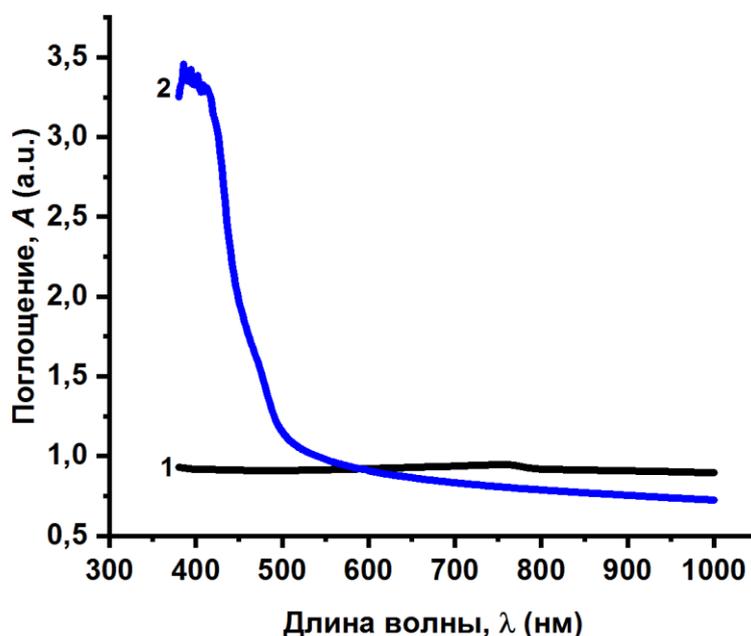


Рисунок 2 – Спектры поглощения перовскитов до (1) и после (2) модификации этилендиаммониевым включением

Таким образом, модификация металлоорганического перовскита при помощи высоких концентраций этилендиаммония диодида приводит к повышению качества покрытий за счёт создания сплошной зернистой структуры. Светопоглощение по сравнению с исходным перовскитом повышено в области 380–600 нм (от красной до оранжевой области спектра) и незначительно снижено (максимальное падение составляет 0,17 а.у.) в остальной области видимого спектра из-за изменений структуры и катионного состава перовскитов.

Список использованных источников:

1. McNelis, B. *The Photovoltaic Business: Manufactures and Markets.* / B. McNelis // *Series on Photoconversion of Solar Energy.* – 2001. – №1. – P. 713.
2. Barboni, D. *The Thermodynamics and Kinetics of Iodine Vacancies in the Hybrid Perovskite Methylammonium Lead Iodide* / D. Barboni, R.A. De Souza // *Energy Environ. Sci.* – 2018. – Vol. 11. – P. 3266–3274.
3. Ching-Ho, T. *Methylammonium halide salt interfacial modification of perovskite quantum dots/triple-cation perovskites enable efficient solar cells* / T. Ching-Ho, L. Hong-Ye, L. Chen // *Nature.* – 2023. – Vol 13, № 5387. – P. 13–20.
4. Eperon, G. *The role of dimethylammonium in bandgap modulation for stable halide perovskites* / G. Eperon // *ACS Energy Lett.* – 2020. – Vol 5, № 6. – P. 1856–1864.

ВЛИЯНИЕ ГРАФИТОПОДОБНОГО НИТРИДА УГЛЕРОДА НА ОПТИЧЕСКОЕ ПРОПУСКАНИЕ ПОЛИЭТИЛЕНА И ПОЛИМЕТИЛМЕТАКРИЛАТА

Максимов С. Е.

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

научный руководитель

Борисенко В. Е. – доктор физ.-мат.наук, профессор

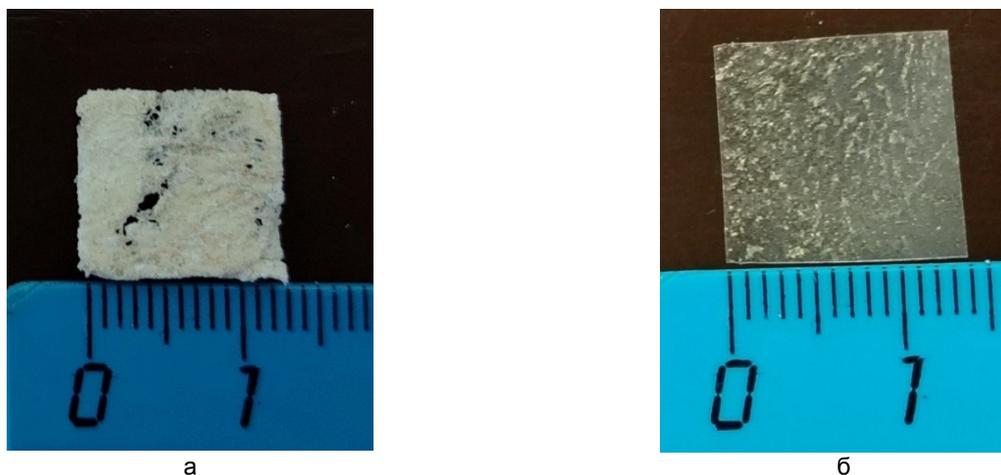
Сформировали и исследовали композиты из частиц графитоподобного нитрида углерода ($g-C_3N_4$) в матрицах из полиметилметакрилата (PMMA) и полиэтилена высокого давления (LDPE). Содержание этой полупроводниковой добавки в образцах составляло 5 масс.%. Методом оптической спектрофотометрии исследовали влияние присутствия частиц названного полупроводника на спектры пропускания содержащих их композитных образцов из PMMA и LDPE. Обнаружено снижение в 1,5 – 2 раза оптической прозрачности композитов, содержащих $g-C_3N_4$.

Графитоподобный нитрид углерода – полупроводниковый материал, чья ширина запрещенной зоны оценивается 2,7 эВ [1]. Данный факт, а так же малая цена и простота процесса синтеза [2, 3], делают его перспективным для практического применения в процессе фотокатализа [3]. Актуальным является вопрос влияния $g-C_3N_4$ на скорость разложения полимеров, таких как PMMA и LDPE.

Целью данной работы является оценка влияния частиц из $g-C_3N_4$ на спектры пропускания PMMA и LDPE.

Графитоподобный нитрид углерода синтезировали в муфельной печи методом пиролитического разложения тиомочевины при температуре 550 °С в течение 30 мин. Полученный объемный материал измельчали в агатовой ступке.

В качестве основы для композита с PMMA использовали измельченную стружку коммерческих пластин, которую смешивали с порошкообразным $g-C_3N_4$ в массовой пропорции 20:1 (5 масс.% $g-C_3N_4$). Данную смесь растворяли в 1 мл ацетона. Полученную жидкую композицию наносили на поверхность дистиллированной воды при комнатной температуре. Спустя 3 мин с поверхности воды снимали плёнку композита и оставляли под вытяжкой до полного высыхания. Созданный таким методом композит имеет пористую структуру. Внешний вид экспериментального образца показан на рис. 1а.



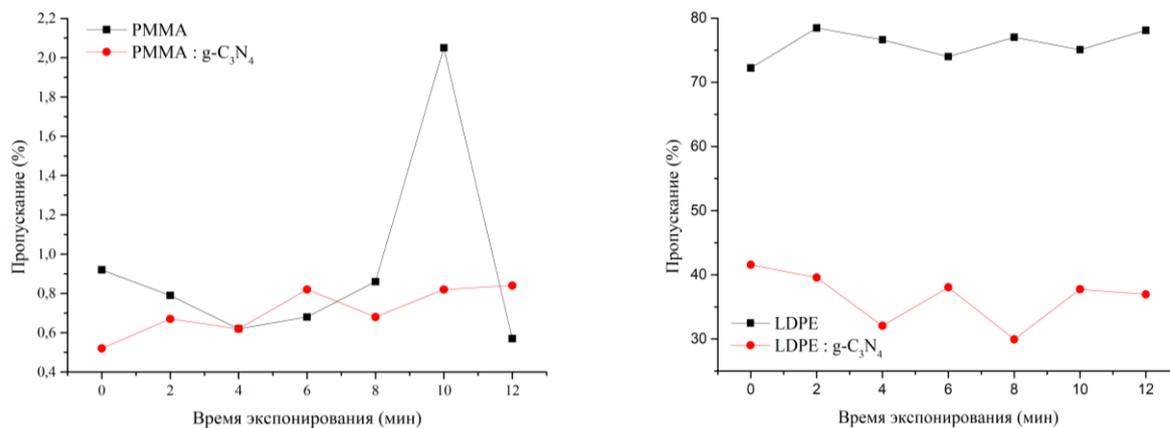
а – $g-C_3N_4$ в матрице из PMMA, б – $g-C_3N_4$ в матрице из LDPE
Рисунок 1 – Внешний вид изготовленных образцов нанокompозитных материалов

В качестве основы для композита с полиэтиленом использовали гранулы LDPE, которые растворяли в 6 мл о-Ксилола при 78 °С. Порошок $g-C_3N_4$ добавляли в этиловый спирт и перемешивали при 600 об/мин на протяжении 45 мин. Полученные растворы смешивали в пропорции, необходимой для получения массового соотношения LDPE: $g-C_3N_4$ 20:1 и дополнительно перемешивали при 600 об/мин до полной однородности. Полученный раствор переливали в стеклянный бюкс и выдерживали при 78 °С в течении 60 мин. Для уменьшения испарения растворителей на данном этапе бюкс изолировали крышкой, затем крышку снимали и бюкс оставляли при данной температуре ещё на 60 мин. Для уменьшения усадки полимера, температуру снижали с 78 °С до 50 °С в течении 90 мин. Дальнейшее остывание происходило естественным путём в условиях атмосферного воздуха и давления. После полного испарения

растворителей образовавшийся твердый остаток извлекали из бюкса. Сформированный таким методом композит имел сплошную структуру. Его внешний вид показан на рис. 16.

Исследовали изменение оптических свойств синтезированных композитов в результате воздействия УФ излучения. Для этого экспериментальные образцы 2 мин облучали светом УФ лампы мощностью 72 Вт, после чего при комнатной температуре регистрировали их оптические спектры пропускания спектрофотометром МС 122 в диапазоне длин волн 380–1000 нм. В качестве источника излучения использовалась лампа накаливания. Процедуру облучения/измерения повторяли несколько раз до общей продолжительности облучения 12 мин.

Влияние частиц $g-C_3N_4$, добавленных в синтезированные композиты, на их оптические свойства оценивали по изменению пропускания изготовленных образцов на длине волны 500 нм. Результаты представлены на рис. 2.



а

б

а – PMMA, б – LDPE

Рисунок 2 – Оптическое пропускание исходных полимеров и композитов на их основе с добавками $g-C_3N_4$

Установлено, что исходные полимеры (PMMA, LDPE) практически никак не реагируют на облучение и процент пропускаемого излучения. Добавление в них частиц $g-C_3N_4$ приводит к снижению пропускания в 1,5 – 2 раза. При этом облучение УФ светом незначительно повышает оптическую прозрачность композитов с PMMA, в то время как у композитов с LDPE отмечена тенденция к уменьшению прозрачности. Данный результат может быть связан с особенностями встраивания $g-C_3N_4$ в матрицы исследованных полимеров.

Список использованных источников:

1. Структурные и фотолуминесцентные свойства графитоподобного нитрида углерода/ А.В. Баглов [и др.]// Физика и техника полупроводников, 2020. – P. 176-180.
2. Synthesis and fabrication of $g-C_3N_4$ -based materials and their application in elimination of pollutants / Zhongshan Chen [etal.] // Science of The Total Environment, 2020. – P. 3.
3. Coupled adsorption and photocatalysis of $g-C_3N_4$ based composites: Material synthesis, mechanism, and environmental applications/ Yutang Yu, Hongwei Huang // Chemical Engineering Journal, 2023. – P. 139755.

ГЕНЕРАЦИЯ ТГЦ ИЗЛУЧЕНИЯ В P-I-N СТРУКТУРАХ ФЕМТОСЕКУНДНЫМИ ЛАЗЕРНЫМИ ИМПУЛЬСАМИ

Иванович В.Д.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь
Малевич В.Л. – доктор физ.-мат. наук

Аннотация. Современные исследования показывают, что использование различных полупроводниковых материалов позволяет повысить эффективность генерации ТГц излучения. Полупроводниковые р-і-п структуры являются перспективной платформой для генерации ТГц волн под воздействием фемтосекундных лазерных импульсов. Развитие данных технологий открывает перспективы в области спектроскопии, медицинской диагностики и беспроводной связи, что делает исследование генерации ТГц излучения особенно актуальным. В данной работе рассматриваются основные физические принципы этих явлений.

Ключевые слова. ТГц излучение, р-і-п структуры, фемтосекундные лазерные импульсы, эффект фото-Дембера, оптическая ректификация, встроенное электрическое поле.

Генерация ТГц излучения в полупроводниковых структурах представляет собой актуальное направление современной оптоэлектроники. Использование р-і-п структур позволяет эффективно преобразовывать энергию лазерного излучения в ТГц сигнал. Одним из ключевых механизмов является эффект фото-Дембера, возникающий из-за разницы подвижностей электронов и дырок. Когда лазерный импульс с энергией фотонов, превышающей энергию полосовой щели, освещает полупроводниковую пластину, в результате поглощения лазерных фотонов образуются пары свободных электронов-дырок. Лазерный луч сильно поглощается полупроводниковым материалом, поэтому фотоиндуцированные пары электронных дырок имеют очень неоднородное распределение вблизи поверхности. Асимметричное распределение заставляет электроны и дырки диффундировать внутрь, где скорость диффузии составляет:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = D \frac{\partial^2 N}{\partial z^2} \quad (1),$$

где z - единица измерения координат в направлении внутрь полупроводника, D - константа диффузии, которая может быть получена из соотношения Эйнштейна как $D = k_b T \mu$. Поскольку электроны обладают большей подвижностью, чем дырки, они способны диффундировать быстрее. Различная скорость диффузии электронов и дырок приводит к разделению зарядов в полупроводнике и генерирует переходное фотодембровское поле. Эмиссия переходного фотодембровского поля генерирует ТГц-излучение. На рисунке 1 показана концепция фотозффекта Дембера.

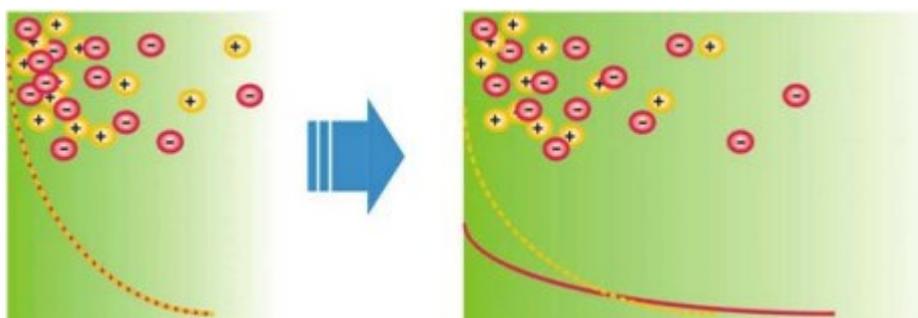


Рисунок 1 - Фотозффект Дембера на поверхности InAs

Еще одним механизмом генерации является оптическая ректификация, основанная на нелинейных свойствах среды. По сути, это генерация с разностью частот, когда разность частот близка к нулю. Обычно для генерации ТГц из электрооптических кристаллов с помощью оптического выпрямления используются фемтосекундные лазерные импульсы. Поскольку фемтосекундный импульс содержит множество частотных компонент, любые две частотные компоненты вносят вклад в разностную частоту, а общий результат представляет собой взвешенную сумму всех вкладов. Для возбуждения излучения оптического выпрямления достаточно одного фемтосекундного лазерного импульса, что делает эксперимент очень простым.

Встроенное электрическое поле в *i*-области *p-i-n* структуры ускоряет носители заряда, способствуя генерации ТГц излучения. При возбуждении лазерным импульсом образуются электронно-дырочные пары, которые разделяются под действием внутреннего поля, создавая направленный фототок. Эффективность этого механизма зависит от свойств материала и уровня легирования. В таких полупроводниках, как GaAs и InAs, встроенное поле позволяет генерировать мощные ТГц сигналы. Комбинирование этого эффекта с другими механизмами увеличивает эффективность преобразования энергии лазерных импульсов в ТГц излучение. В таблице 2.1 приведено сравнение свойств InAs и GaAs

Таблица 1 - сравнение свойств GaAs и InAs

	Ширина запрещенной зоны (эВ)	Подвижность электронов (см ² В ⁻¹ с ⁻¹) ¹⁾	Глубина поглощения (нм)	Остаточная энергия (эВ)
GaAs	1.43	8500	1000	0.05
InAs	0.35	40000	150	0.5

Список использованных источников:

1. Zhang X.-C., Xu J. Introduction to THz Wave Photonics. – Springer, 2010.
2. Tonouchi M. Cutting-edge terahertz technology. – *Nature Photonics*, 2007. – Vol. 1, P. 97-105.
3. Wu Q., Zhang X.-C. Free-space electro-optic sampling of terahertz beams. – *Appl. Phys. Lett.*, 1995. – Vol. 67, P. 3523-3525.

КОРРЕЛЯЦИИ ОСЕЙ СЛУЧАЙНОЙ АНИЗОТРОПИИ ДВУМЕРНОЙ СИСТЕМЫ ФЕРРОМАГНИТНЫХ НАНОЧАСТИЦ

Назаренко Е.С.

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

Данилюк А.Л. – канд. физ.-мат. наук, доцент
Прищепа С.Л. – доктор физ.-мат. наук, профессор

В данной работе представлены результаты моделирования корреляционных функций случайных осей анизотропии для двумерной системы ферромагнитных наночастиц. Установлено наличие как монотонных, так и немонотонных зависимостей корреляционных функций от расстояния, в том числе и скачкообразного вида.

Массивы ферромагнитных наночастиц на поверхности двумерных кристаллов, в частности графена, представляют большой интерес для исследователей. Синтез и исследование таких магнитных композитов является весьма актуальной задачей для разработки устройств спинтроники. Такие композиты могут быть успешно синтезированы путем нанесения наночастиц различных ферромагнитных металлов на поверхность графена [1]. Для анализа результатов магнитных измерений магнитных композитов и их интерпретации обычно используется модель случайной анизотропии (МСА). Однако она ограничена из-за лежащими в ее основе приближениями, такими как выбор корреляционной функции. В МСА корреляции осей случайной анизотропии описываются только экспоненциальной функцией, к тому же устанавливаются жесткие соотношения между внешним магнитным полем и полем обмена. Указанных недостатков лишен подход, развитый в работе [2]. Он описывает закон приближения к намагниченности насыщения (ПНН) в интегральной форме и позволяет находить корреляционные функции для осей случайной анизотропии непосредственно из функций-образов, определяющих этот закон. Также данный подход свободен от ограничений МСА. Закон ПНН для двумерных магнитных композитов соответствует интегральному преобразованию Мейера [3]. С его помощью возможно определить корреляционные функции осей случайной магнитной анизотропии $C(z)$, а также поля обмена H_{ex} и случайной анизотропии H_a . Закон ПНН для двумерной магнитной системы, полученный в [4], может быть записан в виде преобразования Мейера [3]

=

где $\delta M(p) = M_s - M(H)$, K_1 – модифицированная функция Бесселя второго рода первого порядка, $M(H)$ – намагниченность в области ПНН, M_s – намагниченность насыщения, $p = (H/H_{ex})^{1/2}$, H – напряженность внешнего магнитного поля.

Из экспериментальных данных по измерению намагниченности $M(H)$ двумерных массивов ферромагнитных наночастиц определялась функция изображения $F(p)$. Расчеты проводились с использованием интегрального преобразования Мейера, описывающего закон приближения к намагниченности насыщения ансамбля ферромагнитных наночастиц [4]. Рассмотрен пример в виде аналитической функции изображения, на основе которой получены корреляционные функции различных типов, как монотонные, так и немонотонные, характеризующиеся наличием изломов, скачков. Установлено, что для магнитной системы, характеризующейся наличием корреляционной функции, возрастающей по амплитуде с расстоянием, наблюдается рост корреляций осей анизотропии под влиянием дипольного взаимодействия, обменной связи при наличии антиферромагнитной оболочки, характеризующейся сильной магнитной анизотропией. Для немонотонной корреляционной функции с одним максимумом можно предположить существенное превышение поля случайной анизотропии над обменным полем в области, где корреляционная функция растет с расстоянием. Ее уменьшение характеризует затухание корреляций с расстоянием для массивов ферромагнитных наночастиц со слабым дальним действием. Скачки корреляционной функции связаны с ограниченными областями сильной корреляции осей анизотропии за счет самоорганизации наночастиц в определенные кластеры, сравнительно слабо взаимодействующие друг с другом.

Список использованных источников:

1. CVD graphene sheets electrochemically decorated with "core-shell" Co/CoO nanoparticles / V.G. Bayev [et al.] // *Appl. Surf. Sci.* 440. – 2018. – P. 1252-1260.
2. Chudnovsky, E.M. *The magnetism of amorphous metals and alloys* / E.M. Chudnovsky, J.A. Fernandez-Baca, W.-Y. Ching // *World Scientific, Singapore.* – 1995. – Ch. 3. – P. 143-175.
3. A. Erdélyi (Ed.), *Tables of Integral Transforms* / A. Erdélyi // *McGraw-Hill Book Co., New York.* – 1954. – vol. 2. – 451 p.
4. Danilyuk, A.L. *Low-temperature magnetic ordering in Co²⁺ core/CoO shell nanoparticles on the copper surface* / A.L. Danilyuk [et al.] // *Current Applied Physics.* – 2023. – Vol. 56. – P. 79-84.

СВОЙСТВА И ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ БЕССВИНЦОВЫХ ПЕРОВСКИТОВ

Волынец М.А.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
Минск, Республика Беларусь

Позняк А.А. – канд. физ.-мат. наук, доцент

В данной статье кратко рассмотрены основные свойства бессвинцовых перовскитов, их преимущества над перовскитами, содержащими свинец, перспективы применения бессвинцовых перовскитов в солнечных элементах, светодиодах, детекторах рентгеновского излучения, лазерах и транзисторах.

Перовскиты — группа минералов с общей формулой ABX_3 , где А и В — катионы, а X — анион, их строение показано на рисунке 1. Перовскиты, содержащие свинец, токсичны, тогда как бессвинцовые перовскиты экологичны и имеют широкую запрещённую зону, что делает их перспективными для фотоэлектроники и фотовольтаики. Хотя некоторые бессвинцовые галогениды металлов с присущей им широкополосной эмиссией демонстрируют множество преимуществ для использования в люминофорно-конвертирующих светодиодах, таких как большой стоковский сдвиг, снижающий самопоглощение фотонов, высокая чистота цвета (*high color purity*), широкий цветовой охват (*wide color gamut*), их квантовый выход фотолюминесценции (*PLQY*) все ещё низок относительно перовскитов на основе свинца [2]. Что касается светоизлучения свинецсодержащих перовскитов, то они обладают узкой полной шириной при половинном максимуме, высоким значением *PLQY* и широкой цветовой гаммой. Замена Pb^{2+} на другие ионы приводит как к деформации наноразмерной структуры, так и изменению свойств из-за различий в валентности и размерах ионов [3].

Трёхвалентные ионы, такие как Bi^{3+} , рассматриваются в качестве альтернатив для бессвинцовых перовскитных солнечных элементов (*LFPSCs*). Как правило, Bi^{3+} может образовывать производное, подобное перовскиту $A_3B_2X_9$, с *0D* или *2D* кристаллической структурой [4], как показано на рисунке 2.

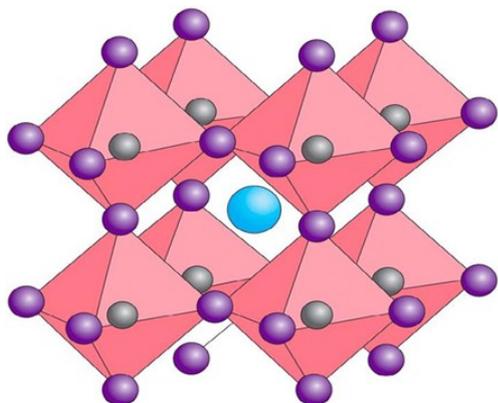


Рисунок 1 – Строение перовскита [1]

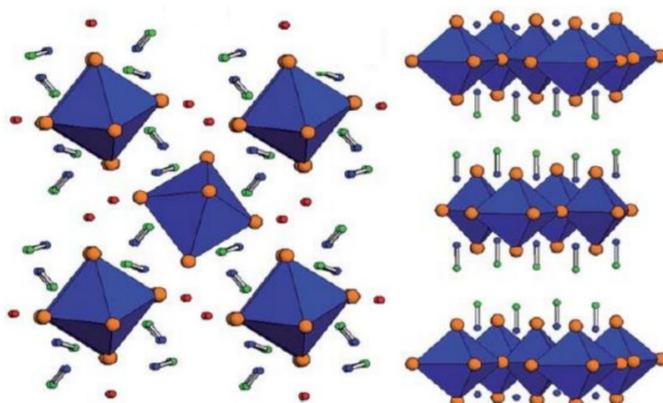


Рисунок 2 – Кристаллическая структура бессвинцового перовскита [4]

Первоначальные исследования были начаты Ленером и его коллегами в 2015 году. Они обнаружили, что атомы А и X плотно упакованы, в то время как атомы В занимают 2/3 пустот октаэдра X_6 , а кристаллические структуры $A_3B_2X_9$ можно разделить на два типа: кубическая плотная упаковка и гексагональная плотная упаковка атомов А и X. Варьирование однозарядного катиона приводит к значительным различиям в структурных конфигурациях и свойствах. В частности, монокристалл $Cs_3Bi_2I_9$ имеет тенденцию формировать *0D*-конфигурацию, обусловленную изолированными структурами $[Bi_2X_9]$, которые образуются в результате разделения граней октаэдра $[BiX_6]$. Напротив, $K_3Bi_2I_9$ и $Rb_3Bi_2I_9$ имеют тенденцию образовывать слоистые двумерные структуры. Другим популярным трёхвалентным ионом в составе перовскитов является Sb^{3+} . Макколл и его коллеги [4] впервые наблюдали видимое лазерное излучение $Cs_3Sb_2I_9$. Монокристаллы $Cs_3Bi_2I_9$ и $Cs_3Sb_2I_9$ также показали отклик на облучение α -частицами; продемонстрировав тем самым превосходный потенциал для обнаружения ионизирующего излучения [3].

Замена Pb на олово (Sn) может быть потенциальным решением проблемы токсичности перовскитов, содержащих свинец. Тем не менее, ещё более низкая стабильность перовскитов на основе Sn по сравнению с перовскитами на основе Pb представляет собой большую проблему даже для определения характеристик материалов и изготовления устройств. Кислород и влага являются основными причинами, приводящими к деградации материала. Решения проблем стабильности перовскитных материалов подразумевает различные стратегии. Инкапсуляция имеет решающее значение для всех электронных и оптоэлектронных устройств, независимо от материалов. Однако

конструктивные особенности большинства устройств на основе перовскитного материала препятствуют подавлению боковой диффузии кислорода и воды в активном слое даже при хорошо спроектированной инкапсуляции на поверхности, что приводит к быстрой деградации устройства [5].

Солнечные элементы. С тех пор как Кодзима и др. [6] впервые применили перовскитные материалы в солнечных батареях с показателем эффективности преобразования энергии 3,81% в 2009 г., перовскитные солнечные элементы, как ожидается, станут альтернативой для решения насущных проблем нехватки энергии и загрязнения окружающей среды. Однопереходные перовскитные солнечные элементы достигли эффективности преобразования энергии (*PCE*) в 25,5%. Несмотря на многочисленные достижения в области высокоэффективных перовскитных солнечных элементов на основе свинца, их низкая стабильность и высокая токсичность являются серьёзной проблемой. Для бессвинцовых перовскитов токсичность снижается за счёт замены свинца, а отсутствие чувствительных к влаге границ зёрен приводит к стабильности, а также к дополнительным свойствам, таких как низкая плотность ловушек, плотная структура, и низкая миграция ионов [6].

Хе и др. [7] изготовили устройство, используя синтезированные монокристаллы формамидиния (*FA*) трийодида олова $FASnI_3$ в качестве прекурсоров, которые обладали высокой чистотой, низкой плотностью дефектов и превосходной стабильностью на воздухе. Было показано, что повторное растворение монокристаллов, эффективно предотвращают окисление Sn^{2+} за счёт уменьшения примесей и влаги. Плёнки на основе монокристаллических прекурсоров имели гладкую морфологию и более крупные и однородные зёрна, чем обычные плёнки. Эффективность преобразования энергии устройства составил 8,9 % и 5,5 % для солнечных элементов с покрытием, нанесённым методом центрифугирования и крупномасштабных печатных элементов, соответственно. Кроме того, устройства на основе монокристаллических прекурсоров $FASnI_3$ сохранили больший процент первоначальной эффективности преобразования энергии, чем обычные устройства. Точное управление процессом кристаллизации для получения близкой к монокристаллической плёнке также является возможным подходом для достижения более высоких характеристик [7].

Например, Ли и др. [8] предложили отжиг $FASnI_3$ в присутствии хлорида фенилэтиламмония, что позволило сформировать чистофазные упорядоченные двумерные кристаллы перовскита с отличной вертикальной ориентацией, а изготовленные солнечные элементы продемонстрировали лучшую эффективность преобразования энергии 9,1% после 1500 ч хранения в темноте, с плотностью тока короткого замыкания $22,06 \text{ mA}\cdot\text{cm}^{-2}$, напряжением разомкнутой цепи 0,59 В и коэффициентом заполнения (*FF*) 69 %.

Светодиоды. Характеристики бессвинцовых перовскитов придают им значительный потенциал в области использования светодиодов. Классическая структура перовскитного светодиода состоит из дырочного транспортного слоя *p*-типа (*HTL*), перовскитного активного эмиссионного слоя (*EML*) и электронно-транспортного слоя *n*-типа (*ETL*). Под действием управляющего напряжения электроны и дырки, соответственно, инжектируются в *ETL* и *HTL* и рекомбинируют в промежуточном перовскитном слое, испуская фотоны.

Белые светоизлучающие диоды с оптической накачкой, высоколюминесцентные металл-галогенидные нанокристаллы бессвинцовых перовскитов с перестраиваемой эмиссией являются перспективным излучателем света для твёрдотельного освещения и дисплеев [9].

Свойства бессвинцовых перовскитов, включая перестраиваемую запрещённую зону, большое время жизни носителей, большой коэффициент поглощения делают их весьма перспективными материалами для развития современных технологий. Дальнейшие исследования и разработки в этой области могут привести к созданию еще более эффективных и экологически безопасных материалов.

Список использованных источников:

- 1 Sani, F. *Advancement on Lead-Free Organic-Inorganic Halide Perovskite Solar Cells: A Review* / F. Sani, S. Shafie, H. N. Lim, A. O. Musa // *Materials*. — 2018. — Vol. 11, № 6. — P. 1008. — DOI: 10.3390/ma11061008.
- 2 Ma, Z. *Emerging new-generation white light-emitting diodes based on luminescent lead-free halide perovskites and perovskite derivatives* / Z. Ma, X. Ji, M. Wang, X. Chen, D. Wu, X. Li, C. Shan, Z. Shi // *Nano Select*. — 2022. — Vol. 3. — P. 280–297. — DOI: 10.1002/nano.202100059.
- 3 Zhou, X. *Lead-Free Perovskite Single Crystals: A Brief Review* / X. Zhou, Y. Wang, C. Ge, B. Tang, H. Lin, X. Zhang, Y. Huang, Q. Zhu, H. Hu // *Crystals*. — 2021. — Vol. 11, № 11. — P. 1329–1–1329–14. — DOI: 10.3390/cryst11111329.
- 4 Петров, А. А. Кристаллизация гибридных перовскитов $APbX_3$ ($A = CH_3NH_3^+$, $HC(NH_2)_2^{2+}$; $X = I, Br$) из апротонных растворителей: дис. ... канд. хим. наук: 02.00.21 / А. А. Петров. — Москва, 2021. — 203 л.
- 5 Waleed, A. *Lead-Free Perovskite Nanowire Array Photodetectors with Drastically Improved Stability in Nanoengineering Templates* / A. Waleed, M. M. Tavakoli, L. Gu, Z. Wang, D. Zhang, A. Manikandan, Q. Zhang, R. Zhang, Y.-L. Chueh, Z. Fan // *Nano Letters*. — 2017. — № 17. — P. 523–530. — DOI: 10.1021/acs.nanolett.6b04587.
- 6 Kojima, A. *Organometal halide perovskites as visible-light sensitizers for photovoltaic cells* / A. Kojima, K. Teshima, Y. Shirai, T. Miyasaka // *Journal of the American Chemical Society*. — 2009. — Vol. 131, № 17. — P. 6050–6051. — DOI: 10.1021/ja809598r.
- 7 He, L. *Efficient anti-solvent-free spin-coated and printed Sn-perovskite solar cells with crystal-based precursor solutions* / L. He, H. Gu, X. Liu, P. Li, Y. Dang, C. Liang, L. K. Ono, Y. Qi, X. Tao // *Matter*. — 2020. — Vol. 2. — P. 167–180. — DOI: 10.1016/j.matt.2019.10.006.
- 8 Li, M. *Tin halide perovskite films made of highly oriented 2D crystals enable more efficient and stable lead-free perovskite solar cells* / M. Li, W.-W. Zuo, Y.-G. Yang, M. H. Aldamasy, Q. Wang, S. H. T Cruz, S.-L. Feng, M. Saliba, Z.-K. Wang, A. Abate // *ACS Energy Letters*. — 2020. — Vol. 5. — P. 1923–1929. — DOI: 10.1021/acsenergylett.0c00782.
- 9 Zhang, F. *Recent Advances and Opportunities of Lead-Free Perovskite Nanocrystal for Optoelectronic Application* / F. Zhang, Z. Ma, Z. Shi, X. Chen, D. Wu, X. Li, C. Shan // *Energy Material Advances*. — 2021. — Vol. 2021. — DOI: 10.34133/2021/5198145.

УДК 533.933

ИССЛЕДОВАНИЯ РАСХОДИМОСТИ И ЭНЕРГЕТИКИ ИОННОГО ПУЧКА СЕТОЧНОГО ИСТОЧНИКА

Сивец А.И., Моор К.Д., Никитин А.В., Леонович Н.В.

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

Научный руководитель: Котов Д.А. – канд. техн. наук, доцент

Аннотация. В ходе эксперимента изучена расходимость ионного пучка, построены графики распределения энергии ионов и тормозной характеристики. Установлено, что 90% ионов сконцентрированы в области диаметром 140 мм, при этом разброс их энергии составляет 180 В. Максимальная концентрация ионов наблюдается при энергии 1300 В. Разработана методика сравнения сеточныхборок на основе ключевых параметров.

Ключевые слова: ионный сеточный источник, расходимость, распределение энергии ионов

Введение. Исследование параметров ионных пучков, формируемых сеточными источниками, играет ключевую роль в развитии технологий плазменной обработки, ионного травления и ускорительной техники [1, 2]. Одним из важных аспектов является изучение расходимости пучка и распределения энергии ионов, поскольку эти характеристики непосредственно влияют на воспроизводимость и точность технологических процессов [3].

В данной статье рассматриваются экспериментальные исследования расходимости ионного пучка, а также анализ его энергетических параметров. Особое внимание уделено определению углового распределения частиц, разбросу энергий и их максимальному значению.

Основная часть.

В ходе эксперимента использовалась вакуумная установка производства Изовак Lidiz с двумя типами откачки: форвакуумная и криогенная, в составе которой находится трехсеточный ионный источник радиусом 60 мм. Сетки, которые используются в ионном источнике, называются экстрагирующей, ускоряющей и защитной. Экстрагирующая сетка задает энергетику выходящих ионов, ускоряющая – ускоряет поток ионов, защитная – защищает источник от обратного потока материала с поверхности мишени.

Для измерения параметров пучка применялись два измерительных зонда: токоизмерительный и сеточный. На рисунке 2 представлен график зависимости плотности тока от позиции зонда относительно центра.

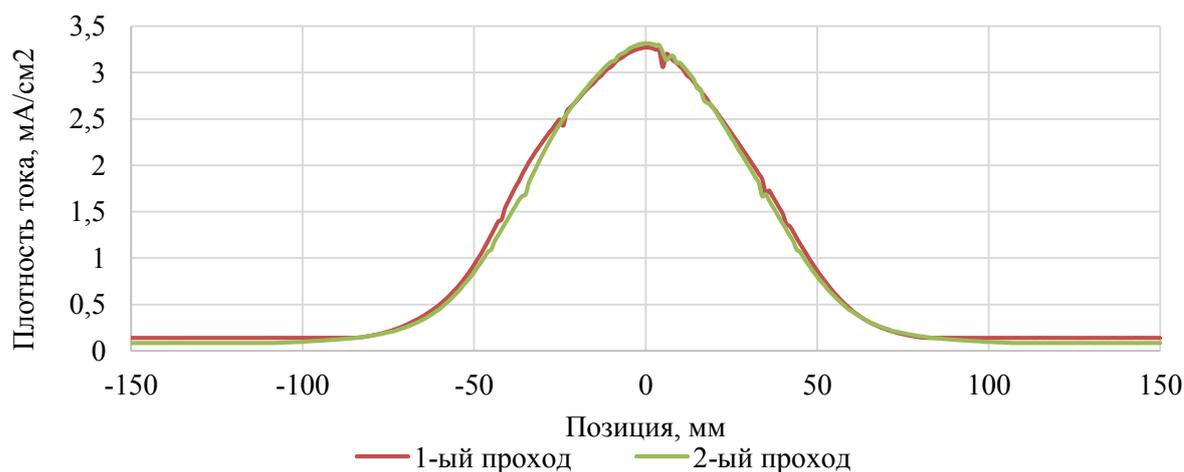


Рисунок 2 – График зависимости плотности тока от позиции зонда

Токоизмерительный зонд использовался для измерения количества ионов, прилетающих в апертуру зонда и плотности тока на расстоянии 390 мм от сеточного ионного источника при подаче аргона объемом 16 см³/мин при давлении $9,2 \cdot 10^{-2}$ Па. Зонд передвигался по поверхности мишени, радиус которой составляет 150 мм. Мощность, подаваемая на сеточный ионный источник, равнялась 600 Вт. Согласно полученным данным, основная масса ионов, до 90%, сосредоточена в пределах диаметра 140 мм, а максимальная плотность тока достигает 3,3 мА/см². Анализ зависимости плотности

тока от позиции зонда показывает, что большая часть заряженных частиц сосредоточена в центральной зоне пучка, что свидетельствует о его малой расходимости ионов.

Энергетические характеристики ионов исследовались при помощи сеточного зонда, с помощью которого был получен график тормозной характеристики (рисунок 3а). Методом дифференцирования тормозной характеристики получен график распределения энергии ионов (рисунок 3б).

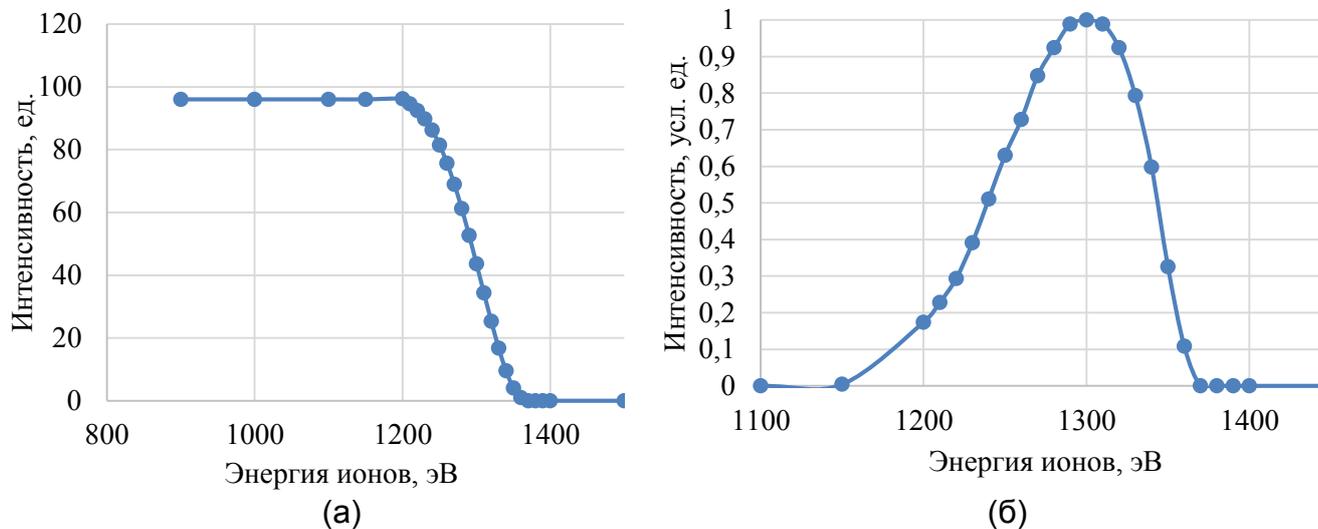


Рисунок 3 – Тормозная характеристика (а); распределение ионов по энергии (б)

Согласно этим данным, разброс энергии ионов составляет 180 эВ, основная часть ионов находится в диапазоне от 1200 до 1380 эВ, а их максимальная концентрация достигается при энергии 1300 эВ. Это подтверждает высокую эффективность формирования ионного потока при данных параметрах работы источника.

Заключение. В ходе эксперимента исследована расходимость и энергетика ионного пучка, формируемого сеточным источником. Установлено, что 90% ионов сосредоточены в области диаметром 140 мм, что свидетельствует о низкой расходимости. Определено, что максимальная плотность тока составляет 3,3 мА/см², а разброс энергии ионов достигает 180 В. Максимальная концентрация ионов наблюдается при энергии 1300 В.

Анализ графиков позволил выявить основные закономерности распределения плотности тока и энергии ионов, что подтверждает эффективность работы сеточного источника. Разработанная методика оценки параметров позволяет проводить дальнейшую оптимизацию источников для применения в технологиях плазменной обработки и ионного травления.

Список использованных источников:

1. Brown I. G. (ed.). *The physics and technology of ion sources*. – John Wiley & Sons, 2004.
2. Lee D., Hershkowitz N. Ion collection by planar Langmuir probes: Sheridan's model and its verification // *Physics of plasmas*. – 2007. – Т. 14. – №. 3.
3. Merino M., Cichocki F., Ahedo E. A collisionless plasma thruster plume expansion model // *Plasma Sources Science and Technology*. – 2015. – Т. 24. – №. 3. – С. 035006.

UDC 533.933

INVESTIGATION OF THE DIVERGENCE AND ENERGY CHARACTERISTICS OF THE ION BEAM FROM A GRID SOURCE

Sivets A.I., Moor K.D., Nikitsin A.V., Leonovich N.V.

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

Kotov D.A. – Cand. of Tech. Sci., associate professor

Annotation. During the experiment, the divergence of the ion beam was studied, and graphs of the ion energy distribution and stopping characteristics were constructed. It was established that 90% of the ions are concentrated in a region with a diameter of 140 mm, with their energy spread being 180 V. The maximum ion concentration is observed at an energy of 1300 V. A methodology for comparing grid assemblies based on key parameters was developed.

Keywords: Ion grid source, divergence, ion energy distribution.

КОНВЕРСИЯ СПИНОВОГО ТОКА В ЗАРЯДОВЫЙ В ОДНОМЕРНОМ МАГНИТНОМ ПОЛУМЕТАЛЛЕ ВЕЙЛЯ

Силивонец А.С., Данилюк А.Л.

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

Данилюк А.Л. – канд. физ.-мат. наук

Аннотация. В данной работе с помощью модели на основе полуклассического уравнения Больцмана получены результаты моделирования конверсии спинового тока в зарядовый в гетероструктуре, состоящей из ферромагнитного металла и одномерного магнитного полуметалла Вейля, для баллистического и диффузионного режимов переноса заряда. Установлено, что эффективность преобразования спина в зарядовый ток в целом снижается с ростом отношения длины полуметалла Вейля к длине свободного пробега электронов в нем.

Ключевые слова: спиновый ток, конверсия, полуметалл Вейля, проводимость.

Актуальность исследований свойств топологических материалов, перспективных не только из-за интересной и новой физики, но и в плане их использования для разработки элементной базы информатики на принципиально иных физических эффектах, обусловленных необычными электронными свойствами таких материалов, является приоритетной. В последние годы топологические полуметаллы открыли новые возможности для детектирования спиновых токов. Среди них полуметаллы Вейля являются привлекательными, которые демонстрируют множество экзотических свойств переноса носителей заряда, таких как отрицательное магнитосопротивление, нелокальный транспорт и квантовые осцилляции. Недавно внимание стало уделяться магнитным вейлевским полуметаллам (MWSM), которые являются идеальными платформами для изучения крупномасштабного квантового аномального эффекта Холла. MWSM со спонтанно нарушенной симметрией обращения времени могут иметь наименьшее количество узлов Вейля и собственный магнетизм. Они позволяют применять внешнее магнитное поле для регулировки узлов Вейля и связанных с ними эффектов, что обеспечивает обширные приложения.

Преобразование между спиновым и зарядовым током может использоваться для считывания и обнаружения информации в спинтронных устройствах. Спиновый эффект Холла (SHE) и обратный спиновый эффект Холла (ISHE) обеспечивают способ достижения эффективного обнаружения спинового тока с помощью измерения электрических токов. SHE и ISHE, где инжектированный продольный зарядовый ток может быть преобразован в поперечный спиновый ток и наоборот из-за спин-орбитальной связи, обычно реализуются в тяжелых металлах, таких как Pt. Обратный эффект Эдельштейна (IEE) проявляется в двумерном электронном газе (2DEG) с сильной интерфейсной спин-орбитальной связью Рашбы, где накопление спина в 2DEG может вызвать поток заряда. ISHE и IEE были применены для обнаружения спинового тока в различных гетеропереходах с помощью измерений электрического токопереноса, таких как Ni₈₁Fe₁₉/Pt, Ag/Bi.

Теоретические и экспериментальные исследования показали, что существует конверсия заряда в спин в немагнитных полуметаллах Вейля, таких как TaAs и WTe₂, которая может быть полезна в спинтронной памяти и логических схемах. Недавно конверсия спина в заряд была также теоретически предсказана в MWSM [1]. Однако влияние размера образца и процессов рассеяния электронов на конверсию спина в заряд в MWSM изучено недостаточно. Для решения этой задачи в [2,3] предложено использовать полуклассическое уравнение Больцмана для моделирования спин-зарядовой конверсии в вертикальной гетероструктуре, состоящей из ферромагнитного металла и MWSM в баллистическом и диффузионном режимах. При спиновой накачке и ферромагнитном резонансе происходит накопление спинов на интерфейсе, что приводит к несбалансированному спин-зависимому распределению электронов и дополнительно генерирует зарядовый ток в MWSM из-за внутренней блокировки спинового импульса.

В данной работе получены результаты моделирования значений проводимости и токов в одномерной (1D) модели магнитного полуметалла Вейля [3]. Для нормировки расчетов вводится параметр $\alpha = L_x/l_f$, где L_x – длина проводника, l_f – длина свободного пробега электрона. Поскольку электрический ток I постоянен вдоль направления x , его величина вычисляется, задавая $x = L_x/2$, что дает следующее выражение [2]

$$I = \frac{2e}{h} \int v_x g \left(k_x, x = \frac{L_x}{2} \right) \left(-\frac{\partial f_0}{\partial \varepsilon_k} \right) dk_x = G^{1D} (V_L - V_R), \quad (1)$$

где

$$G^{1D} = G_0^{1D} \frac{2}{2 + \alpha} \quad (2)$$

проводимость одномерного MWSM, $G_0^{1D} = \frac{N_{ch}e^2}{h} = 7,727 \cdot 10^{-5}$ 1/Ом при $N_{ch} = 2$ с учетом спинового вырождения, e – элементарный заряд, h – постоянная Планка, v_x – скорость электронов в направлении x , k_x – волновое число электронов, f_0 – равновесная функция распределения Ферми-Дирака, ϵ_k – энергия электрона. Электрический ток I пропорционален разности потенциалов ($V_L - V_R$) на MWSM, что является проявлением калибровочной инвариантности.

В баллистическом пределе при $L_x \ll l_f$,

$$G^{1D} = G_0^{1D}, \quad (3)$$

что согласуется с формулой Ландауэра-Буттикера. В диффузионном пределе, когда $L_x \gg l_f$,

$$G^{1D} = G_0^{1D} \frac{2l_f}{L_x} = \frac{4\sigma}{L_x k_F}, \quad (4)$$

где σ – Друде проводимость MWSM, k_F – волновой вектор Ферми электронов.

График зависимости G^{1D} от значения α показан на рисунке 1.

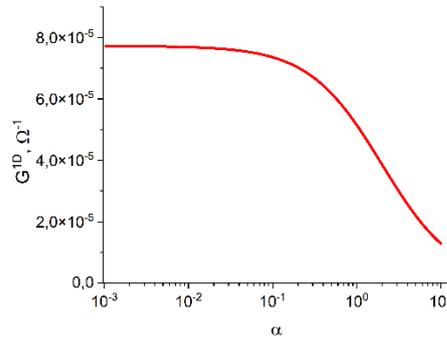


Рисунок 1 – График зависимости G^{1D} от значения α

Полученные зависимости значения тока при изменении значения α для падения потенциала на MWSM $\Delta V = V_L - V_R \{-1; -0,6; -0,3; 0,3; 0,6; 1\}$ В показаны на рисунке 2.

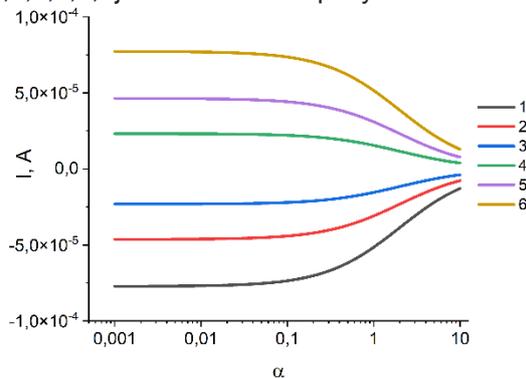


Рисунок 2 – Зависимости значений тока I от α при различных $\Delta V = V_L - V_R$: $\Delta V = -1$ В (кривая 1), $-0,6$ В (кривая 2), $-0,3$ В (кривая 3), $-0,3$ В (кривая 3), $0,3$ В (кривая 4), $0,6$ В (кривая 5), $1,0$ В (кривая 6).

Полученные результаты по моделированию конверсии спинового тока в зарядовый в одномерном полуметалле Вейля позволили установить, что эффективность преобразования спина в зарядовый ток в целом снижается с ростом отношения длины образца MWSM к длине свободного пробега электронов. В баллистическом режиме ток постоянен и максимален при условии, что параметр $\alpha < 0,1$. При $\alpha > 0,1$ наблюдается переход в диффузионный режим, при котором ток начинает снижаться с ростом α . Снижение тока ускоряется при $\alpha \gg 2$, когда его величина становится пропорциональной $1/\alpha$. Полученные зависимости предоставляют дополнительные средства для контроля и управления преобразованием спинового тока в зарядный в топологических полуметаллах. Полученные результаты предназначены для разработки запоминающих устройств на основе 1D полуметаллах Вейля.

Список использованных источников:

1. Zhang, S.S.-L. Spin-to-Charge Conversion in Magnetic Weyl Semimetals / S.S.-L. Zhang [et al.] // Phys. Rev. Lett. – 2019. – Vol. 123, Iss. 18. – P.187201.
2. Ge, Y.F. The effect of size on spin-to-charge conversion in the magnetic Weyl semimetal / Y.F. Ge [et al.] // Physics Letters A. – 2022. – Vol. 429. – P.127953.
3. Geng, Hao Unified semiclassical approach to electronic transport from diffusive to ballistic regimes / Hao Geng [et al.] // Chin. Phys. B. – 2016. – Vol. 25, No. 9. – P.097201.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ОЧИСТКИ КРЕМНИЕВОЙ ПОДЛОЖКИ В АТМОСФЕРНОЙ ПЛАЗМЕ НА ОТРАЖЕНИЕ ТОНКИХ ПЛЕНОК ХРОМА

Горбунова М.А., Яворчук Г.В., Михолап А.А., Логунов К.Т.

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

Котов Д.А. – канд. техн. наук, доцент

Методом магнетронного распыления при постоянном токе были получены тонкие пленки хрома толщиной порядка 20 нм на подложках из кремния КДБ-12. Перед проведением напыления проводилась очистка в атмосферной плазме диэлектрического барьерного разряда. При помощи спектрофотометра МС-122 были получены спектры отражения данных пленок с различным временем предварительной обработки в атмосферной плазме (от 0 до 120 секунд). Установлено, что с увеличением времени предварительной обработки в атмосферной плазме коэффициент отражения напыляемой пленки хрома увеличивается с 46 % для образца без обработки до 51 % для 20,25 и 120 секунд обработки на длине волны 820 нм.

Хром является широко используемым переходным металлом, который находит применение в фотосаблонах, дисплеях, пространственных модуляторах света, перестраиваемых фильтрах. Он также может быть реализован в качестве светопоглощающего слоя в солнечных элементах. Покрытия из хрома позволяют существенно улучшить стойкость материала подложки к воздействию агрессивных сред [1]. Пленки хрома могут использоваться не только в качестве адгезивного слоя, но и в структурах многослойных покрытий: солнцеселективных покрытиях, плазмонных пленках [2].

Свойства тонких пленок зависят как от параметров их нанесения, так и от чистоты поверхности подложки, на которую они напыляются. Наличие различных органических и неорганических загрязнений может привести к уменьшению адгезии пленки к поверхности, более быстрой деградации после напыления, большему сопротивлению контакта для электропроводных пленок и плохому качеству светопропускания для оптических пленок [3].

Очистка кремниевых подложек в атмосферной плазме диэлектрического барьерного разряда позволяет эффективно удалять органические загрязнения (фоторезисты, масла, адсорбированные углеводороды) без сильного физического воздействия. Это происходит за счет генерации активных частиц, таких как реактивные формы кислорода (озон (O_3), атомарный кислород (O), гидроксильные радикалы (OH)) и азотных радикалов (NO и NO_2). Кроме того, плазма испускает ультрафиолетовое излучение на длинах волн 100–400 нм, которое разрывает связи C–C, C–H, C=O в органических молекулах и усиливает действие свободных радикалов

Другие виды очистки, такие как, например, ионная очистка (Ar^+ , O_2^+) могут повреждать кристаллическую структуру кремния, создавая дефекты, которые ухудшают электронные свойства подложки.

Для нанесения тонких пленок хрома использовался метод магнетронного распыления при постоянном токе, реализованный на базе модифицированной ВУ-1БСп. Использовалась сбалансированная магнетронная система с мишенью хрома диаметром 80 мм и толщиной 6 мм. Напыление пленок хрома происходило при напряжении 350 В, токе разряда 1 А, расстоянии мишень-подложка 150 мм и рабочем давлении в камере порядка 0,09 Па. Рабочим газом выступал аргон, эксперименты проводились без нагрева подложки.

Измерения коэффициента отражения пленок хрома толщиной порядка 20 нм проводились на спектрофотометре МС-122 в диапазоне длин волн 330–1100 нм (рисунок 1). Также на рисунке в качестве эталона представлена контрольная подложка из кремния КДБ-12 без покрытия. Для предварительной калибровки использовалось плоское эталонное зеркало из стекла К8 ГОСТ 3514-94 с оптическим покрытием. Образцы помещались на приставку М10-1 для измерения коэффициента

Исходя из представленных данных можно сделать вывод о явном наличии влияния обработки в атмосферной плазме на последующее напыление тонкой пленки хрома толщиной 20 нм. Кривая 0 сек (без плазменной очистки перед напылением) имеет значения коэффициента отражения ниже обработанных пленок, особенно в диапазоне 400–1000 нм. Это может говорить о наличии загрязнений или оксидов на подложке перед напылением, что повлияло на структуру и оптические свойства пленки хрома. Отражение увеличивается с ростом времени плазменной обработки, но после 30–60 секунд изменения становятся менее выраженными. Кроме того, следует отметить, что кривые для 20,25 секунд обработки имеют одни из наиболее высоких коэффициентов отражения, что говорит об эффективном режиме очистки. Предположительно после определённого времени обработки поверхность кремния становится максимально чистой, и дальнейшая очистка не оказывает сильного влияния на свойства напыляемых пленок.

о

з

е

р

к

а

л

ь

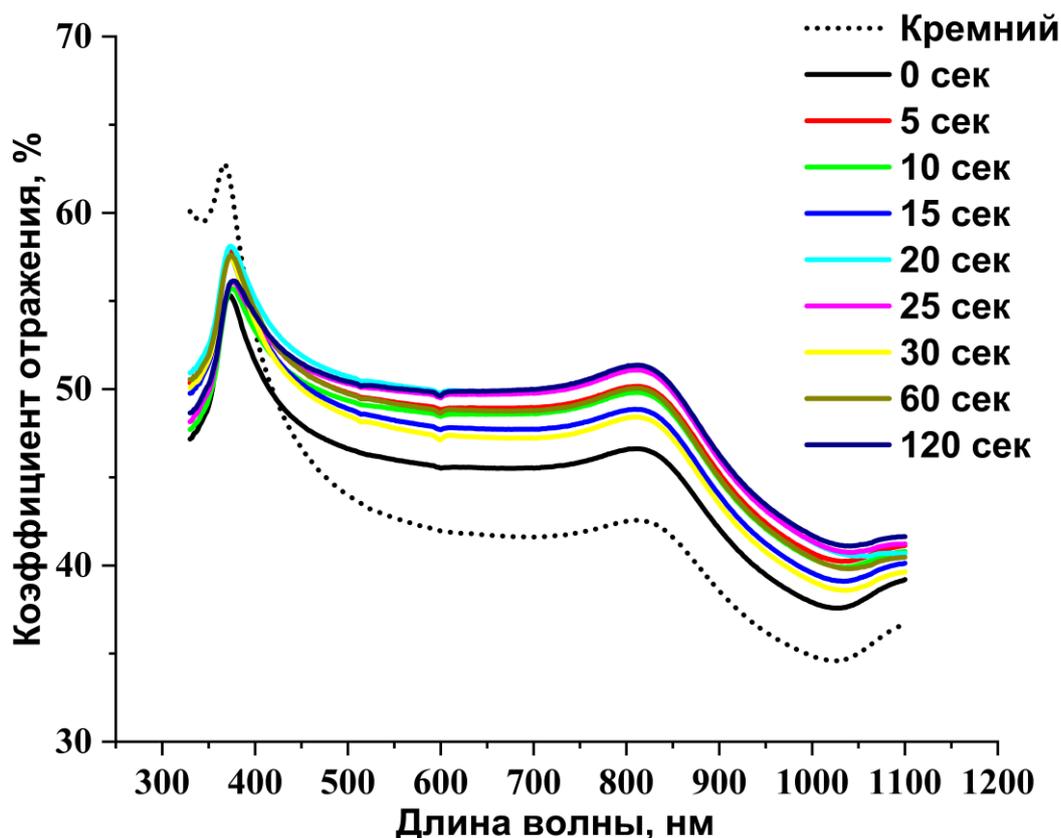


Рисунок 1 – Зависимость коэффициента отражения пленок хрома от длительности предварительной обработки плазмой диэлектрического барьерного разряда в атмосферной среде при различной длине волны

У всех кривых заметен пик около 400–450 нм, что характерно для плёнок хрома. В диапазоне 700–900 нм наблюдается плавное снижение отражения, но при 120 сек обработки оно остаётся чуть выше, чем при 0 сек. Чистый кремний (пунктирная линия) имеет значительно более высокое отражение в УФ-области (300–400 нм), но ниже в инфракрасной области (>1000 нм).

Это подтверждает, что плёнка хрома действует как антиотражающее покрытие в коротковолновом диапазоне, но в длинноволновой области её влияние снижается.

Список использованных источников:

1. Сиделёв, Д. В. Осаждение покрытий из хрома и никеля с помощью магнетронного диода с «горячей» мишенью / Д. В. Сиделёв : дис. ... канд. техн. наук. : 01.04.07 / Сиделёв Дмитрий Владимирович ; Нац. исслед. Томский политехн. ун-т. – Томск, 2018. – 138 л.
2. Sytchkova, A. Optical, structural and electrical properties of sputtered ultrathin chromium films / A. Sytchkova [et al.] // *Optical Materials*. – 2021. – Vol. 121. – P. 1–9.
3. Лучкин, А. Г. Очистка поверхности подложек для нанесения покрытий вакуумно-плазменными методами / А. Г. Лучкин, Г. С. Лучкин // *Вестник Казанского технологического университета*. – 2012. – № 15. – С. 208–210.

ПЛОТНОСТЬ СОСТОЯНИЙ ТОПОЛОГИЧЕСКИХ ПОЛУМЕТАЛЛОВ ВЕЙЛЯ И ДИРАКА

Рышкевич А.А.

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

Данилюк А.Л. – канд. физ.-мат. наук,

В данной работе представлены результаты моделирования плотности электронных состояний в вейлевском полуметалле в сравнении с полуметаллом с энергетическим зазором и дираковским полуметаллом. Установлено наличие излома в плотности состояний полуметалла Вейля.

Исследование новых топологических материалов является популярнейшей областью в современной физике конденсированного состояния. Обширный интерес проявляется к новым системам, представляющим топологические полуметаллы. Их общая особенность заключается в том, что в зонной структуре присутствуют точки (дираковские или вейлевские), в которых валентная зона касается зоны проводимости, и реализуется линейный закон дисперсии. Такая ситуация напоминает электронный спектр графена или поверхностного (краевого) состояния топологического изолятора, однако, благодаря трехмерности топологических полуметаллов, они отличаются большей устойчивостью к возмущениям. Необычная зонная структура порождает множество новых физических явлений, касающихся объемных свойств топологических полуметаллов. Среди них большая подвижность носителей, киральная аномалия магнетосопротивления, аномальный и нелинейный эффекты Холла, а также необычные оптические свойства [1].

Полуметаллы Вейля – особый класс топологических материалов, в которых зона проводимости и валентная зона пересекаются в точках в зоне Бриллюэна (вейлевских точках). Наличие этих точек обусловлено нарушением пространственной или временной инвариантности (или обеих одновременно). В результате зонная структура материала приобретает топологически нетривиальные свойства, что приводит к появлению поверхностных состояний, известных как Ферми-арки [2].

Энергетический спектр вблизи точек Вейля имеет линейную дисперсию, что делает их аналогом дираковских точек в графене, но с важным отличием: точки Вейля всегда появляются парами с противоположными топологическими зарядами (киральностью). Это свойство делает вейлевские полуметаллы уникальными с точки зрения топологии и приводит к ряду интересных физических явлений, таких как аномальный эффект Холла и отрицательное магнитосопротивление [3].

Энергетический спектр электрона в зоне проводимости (с индексом c) и в валентной зоне (с индексом v) носителей заряда в полуметалле Вейля и полуметалле с энергетическим зазором имеет вид [3]

$$\varepsilon_v^{c,v}(\mathbf{k}) = \pm \sqrt{(\hbar v_x k_x)^2 + (\hbar v_y k_y)^2 + \left(\frac{\hbar^2 k_z^2}{2m^*} + v\Delta\right)^2}, \quad (1)$$

где $v = \pm 1$. m^* – эффективная масса электрона; Δ – энергетический зазор, $k_{x,y,z}$ – проекции волнового вектора \mathbf{k} на оси координат, $v_{x,y}$ – скорости электрона в направлениях x, y , \hbar – постоянная Планка, индекс v различает полуметалл с зазором (GSM) для значения $v = +1$ и полуметалл Вейля (WSM) для значения $v = -1$.

По определению плотность электронных состояний с учетом спина можно записать следующим образом:

$$g(\varepsilon) = \frac{2}{V} \sum_{\mathbf{k}} \delta(\varepsilon - \varepsilon_v^{c,v}(\mathbf{k})), \quad (2)$$

где V – объем, ε – энергия электрона. Обозначая

$$q^2 = (\hbar v_x k_x)^2 + (\hbar v_y k_y)^2, \quad (3)$$

$$z = \sqrt{\frac{\hbar^2 k_z^2}{2m^*}}, \quad (4)$$

и переходя к цилиндрическим координатам с учетом уравнения (1), получим [4]

$$g(\varepsilon) = \frac{2\sqrt{m^*}}{(2\pi)^3 \hbar^3 v_x v_y} \int \varrho d\varrho \int_0^{2\pi} d\phi \int \delta(\varepsilon - \sqrt{\varrho^2 + (z^2 + v\Delta)^2}) dz. \quad (5)$$

Упрощая (5), для GSM полуметалла получим

$$g_G(\varepsilon) = \frac{\sqrt{2m^*}}{\pi^2 \hbar^3 v_x v_y} \varepsilon \sqrt{\varepsilon - \Delta} \theta(\varepsilon - \Delta), \quad (6)$$

для вейлевского полуметалла WSM

$$g_W(\varepsilon) = \frac{\sqrt{2m^*}}{\pi^2 \hbar^3 v_x v_y} \varepsilon \left(\sqrt{\varepsilon + \Delta} - \sqrt{\Delta - \varepsilon} \theta(\Delta - \varepsilon) \right), \quad (7)$$

Из (7) следует, что для полуметалла Дирака при условии $\varepsilon \ll \Delta$ плотность состояний

$$g_D(\varepsilon) = \frac{\sqrt{2m^*}}{\pi^2 \hbar^3 v_x v_y} \frac{\varepsilon^2}{\sqrt{\Delta}}. \quad (8)$$

В соответствии с моделью (6)-(8) рассчитаны плотности электронных состояний для вейлевского полуметалла, полуметалла с зазором и дираковского полуметалла (рис. 1). Исходные данные модели - $v_x = 7 \cdot 10^5 \text{ м/с}$, $v_y = 5 \cdot 10^5 \text{ м/с}$, $m^* = 2m_0$, $\Delta = 3 \text{ мэВ}$, $\varepsilon_F = 14 \text{ эВ}$, $g_0 = \frac{\sqrt{2m^*}}{\pi^2 \hbar^3 v_x v_y}$ [4].

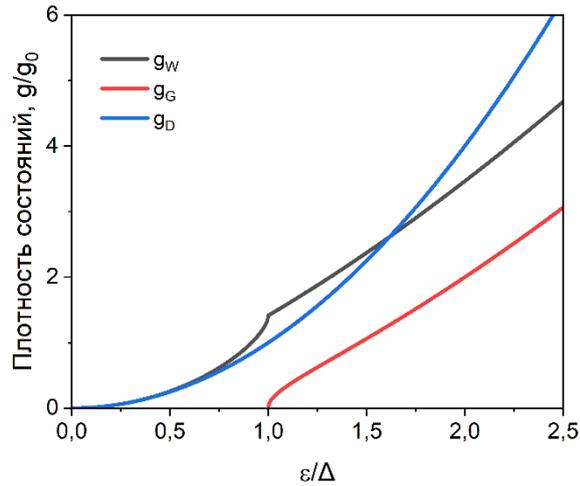


Рисунок 1 – Плотность электронных состояний для полуметалла Вейля g_W , полуметалла с зазором g_G , и дираковского полуметалла g_D .

Из рис. 1 виден изгиб, именуемый как особенность ван Хоува. При энергиях значительно меньших, чем ширина запрещенной зоны, плотность состояний для вейлевского полуметалла совпадает с плотностью состояний для объемного дираковского полуметалла. Это связано с тем, что вблизи вейлевских точек спектр электронов становится линейным, как в случае дираковского полуметалла.

Список использованных источников

1. Armitage, N. P. *Weyl and Dirac semimetals in three-dimensional solids* / N. P. Armitage, E. J. Mele, A. Vishwanath // *Rev. Mod. Phys.* — 2018. — Vol. 90, Iss. 1. — P. 015001.
2. P. E. C. Ashby and J. P. Carbotte, *Chiral anomaly and optical absorption in Weyl semimetals* *Phys. Rev. B* 89, 245121 (2014).
3. E. Martino, I. Crassee, G. Eguchi, D. Santos-Cottin, R. D. Zhong, G. D. Gu, H. Berger, Z. Rukelj, M. Orlita, C. C. Homes, and A. Akrap, *Phys. Rev. Lett.* 122, 217402 (2019).
4. Z Rukelj, C C Homes, M Orlita, Ana Akrap. *Distinguishing the gapped and Weyl semimetal scenario in ZrTe 5 : Insights from an effective two-band model.* *Physical Review B*, 2020, 102, 125201

ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ПОРИСТЫХ ПЛЕНОК ОКСИДА НИОБИЯ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИМ АНОДИРОВАНИЕМ В ХЛОРСОДЕРЖАЩИХ ЭЛЕКТРОЛИТАХ

Иванюта С.М., Шеверденко А.В., Артюшкевич Г.Д., Симоненко Д.А., Томашевич Л.П., Дударенко В.Н.

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

Лазарук С.К. – доктор физ.-мат. наук

Проведено исследование процесса электрохимического анодирования ниобия в хлорсодержащих электролитах. Обнаружено, что в результате исследуемого процесса на поверхности ниобия формируется пористая пленка оксида с расстоянием между порами 0,5-1,0 мкм и диаметром пор от 50 до 100 нм. При проведении анодирования обнаружена самолокализация электрохимического процесса образования пористых участков размером до 10 мкм. Исследование состава сформированных пленок при помощи рентгеноспектрального анализа показало, что анодные пленки состоят в основном из пентаоксида ниобия (Nb_2O_5) с примесным углеродом. Для повышения однородности формируемых пленочных структур было предложено проводить процесс анодирования с использованием маскирующих покрытий.

В данном исследовании использовался ниобий в качестве основного материала, поскольку он – один из самых привлекательных материалов для огромного спектра современных технологий. А все из-за того, что данный металл одновременно обладает рядом интересных свойств. Пленки ниобия и его оксиды используются в различных областях науки и техники. Особо следует отметить уникальные свойства оксидов ниобия. При изменении валентности свойства оксидов меняются от металлических (NbO) до полупроводниковых (NbO_2), а затем до диэлектрических (Nb_2O_5) [1]. Благодаря этим особенностям пленки ниобия и его оксида используются в качестве различных функциональных слоев в микро- и нанoeлектронике [2-4]. Также ниобий и его оксиды являются биосовместимыми материалами, что позволяет использовать их в медицине в качестве материалов или покрытий для имплантатов при эндопротезировании [5].

В качестве исходных образцов для исследований использовались ниобиевая фольга толщиной 100 мкм с содержанием примесей не более 1% и пленки ниобия, осажденные при магнетронном распылении ниобиевой мишени на кремниевые подложки. Толщина осажденных пленок составила 200-240 нм. В качестве электролита использовались водные растворы хлористого натрия с концентрацией 0,1-1,0%. Схема ячейки для электрохимического анодирования приведена на рисунке 1. Электрохимическое анодирование проводилось при плотности анодного тока 10-100 mA/cm^2 в течении времени 2-20 минут. Структуру формируемых пленок исследовали при помощи растровой электронной микроскопии (РЭМ).

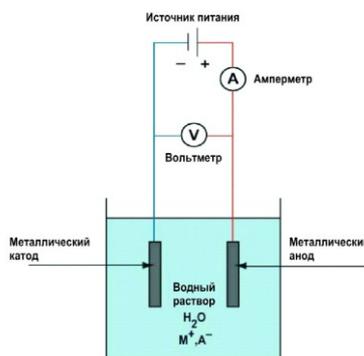


Рисунок 1 – Схема ячейки для электрохимического анодирования

В процессе проведения исследований было установлено, что электрохимическое анодирование ниобия при плотности анодного тока более 50 mA/cm^2 приводит к самолокализации анодного процесса на участках размером до 20 мкм (Рис. 2). При этом формируется пористая структура с расстоянием между соседними порами от 0,5 до 1,0 мкм. Диаметр формируемых пор составляет от 50 до 500 нм. Предполагается, что локализация исследуемого окисления происходит в результате неоднородного термического разогрева отдельных областей из-за экзотермических электрохимических процессов.

На рисунке 2(б) видно, что толщина сформированной пленки составляет около 500 нм. Отслоение формируемых пленок оксида ниобия может быть объяснено эффектом объемного роста при окислении ниобия. Коэффициент объемного роста при анодировании ниобия составляет 2,6.

Интенсивный объемный рост приводит к появлению механических напряжений, которые в свою очередь приводят к отслаиванию формируемых пленок.

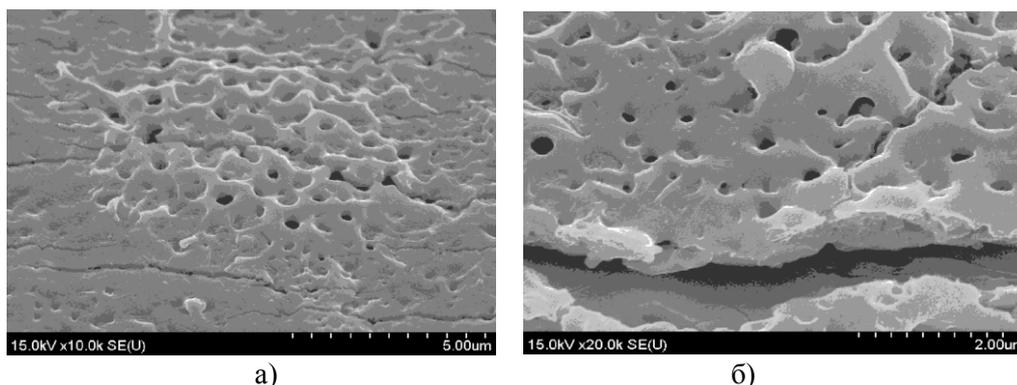


Рисунок 2 – РЭМ фотографии поверхности (а) и поперечного сечения (б) пористого оксида ниобия, полученного в 1% растворе хлорида натрия при плотности анодного тока 100 мА/см²

Результаты рентгеноспектрального анализа сформированных пористых пленок изображены на рисунке 3. Из рисунка видно, что пористая пленка в основном состоит из кислорода (64 ат.%) и ниобия (20 ат.%), также в ней присутствует примесный элемент - углерод (15 ат.%). То есть формируемые пленки по своему составу близки к Nb₂O₅. Наличие примесного углерода может быть объяснено действием оборванных связей на атомном уровне, которые присоединяют к себе атмосферный углерод после контакта образцов с атмосферным воздухом. При этом следует отметить, что из всех составляющих элементов воздушной атмосферы, именно углерод имеет минимальную атомную массу и минимальный радиус атома (без учета атомов водорода).

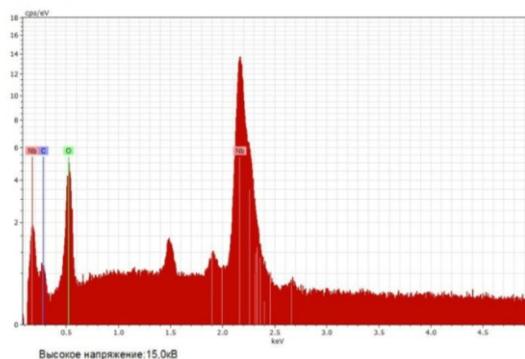


Рисунок 3 – Рентгеноспектральный анализ пористой пленки оксида ниобия

Для увеличения однородности формируемых пленочных структур было предложено проводить процесс электрохимического анодирования ниобия с использованием маски. В качестве маски можно использовать пленку оксида кремния, стойкую к воздействию NaCl. Анодирование с использованием маски позволит увеличить отвод выделяемого джоулева тепла и, следовательно, использовать более высокие плотности анодного тока [5].

В заключении следует отметить, что проведенные исследования позволили обнаружить особенности формирования пористых пленок оксида ниобия в хлорсодержащих электролитах. Наноструктурированные пленки анодного оксида ниобия могут быть использованы в качестве тромборезистивных поверхностей имплантатов при эндопротезировании [6]. Важно отметить, что по данным авторов, пористые пленки оксида ниобия, сформированные в хлорсодержащих электролитах, получены впервые.

Список использованных источников:

1. Tanabe, K. Catalytic application of niobium compounds / K. Tanabe // *Catal. Today*. – 2003. – 78. – P.65–77.
2. Lazarouk, S. K. Efficiency of Avalanche Light-Emitting Diodes Based on Porous Silicon / S. K. Lazarouk, A. A. Leshok, V. A. Labunov, V. E. Borisenko // *Semiconductors*. – 2005. – No. 39 (1). – P. 136-138.
3. Jaguiro, P. Porous silicon avalanche LEDs and their applications in optoelectronics and information displays / P. Jaguiro, P. Katsuba, S. Lazarouk, A. Smirnov // *Acta Physica Polonica A*. – 2007. – T. 112. – No. 5. – P. 1031-1036.
4. Trezza, M. Superconducting properties of Nb thin films deposited on porous silicon templates / M. Trezza, S. L. Prischepa, C. Cirillo, R. Fittipaldi, M. Sarno, D. Sannino, P. Ciambelli, M. B. S. Hesselberth, S. K. Lazarouk, A. V. Dolbik, V. E. Borisenko, C. Attanasio // *Journal of Applied Physics*. – 2008. – T. 104. – No 8. – P. 083917.
5. Lazarouk, S. K. Nanoporous oxides of refractory metals: fabrication and properties / S. K. Lazarouk, D. A. Sasinovich, V. E. Borisenko // *Physica Status Solidi C*. – 2008. – T. 5. – No. 12. . – P. 3690-3693.
6. Lazarouk, S.K. Oxide Films with Built-in Electric Charge for Regulation of Hemostasis Processes / S. K. Lazarouk, O. V. Kupreeva, L. P. Tomashevich, E. A. Utkina, D. V. Zhyhulin, F. A. Gorbachev [et. al.] // *Doklady BGUIR*. – 2025. – Vol. 23 (1). – P. 7-13.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ОЧИСТКИ В АТМОСФЕРНОЙ ПЛАЗМЕ НА ОПТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТОНКИХ ПЛЕНОК ХРОМА

Яворчук Г.В., Горбунова М.А., Михолап А.А., Логунов К.Т.

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

Котов Д.А. – канд. техн. наук, доцент

В статье рассмотрено влияние предварительной очистки в атмосферной плазме диэлектрического барьерного разряда подложек из оптического стекла К8 на оптические характеристики тонких пленок хрома, формируемых методом магнетронного распыления при постоянном токе. Установлено, что с увеличением времени очистки подложек пропускание пленок хрома толщиной 20 нм уменьшается с 36 % для образца без очистки до 30 % для образцов обработанных 30 и 60 секунд на длине волны 550 нм. Также выявлено увеличение коэффициента отражения с 32 % без очистки до максимального значения 38 % для пленки обработанной 30 секунд на длине волны 550 нм.

В условиях перехода к более экологичным и эффективным производственным процессам очистка подложек остаётся критически важным этапом. Атмосферная плазма, благодаря своей универсальности, экономичности и безопасности, постепенно занимает ведущие позиции в промышленности. Она позволяет улучшить поверхностные свойства без негативного воздействия на окружающую среду, что делает её одним из самых перспективных методов очистки в современных технологиях. Кроме того, возможность комбинирования плазменной обработки с другими технологическими процессами, такими как склеивание и нанесение покрытий [1], делает этот метод ещё более востребованным в различных отраслях.

Также стоит отметить, что в случае работы с тонкими пленками очистка подложек в атмосферной плазме диэлектрического барьерного разряда имеет ряд преимуществ перед другими методами (например, ионной очисткой). В отличие от ионной очистки, где высокоэнергетичные ионы могут повреждать поверхность (вызывая аморфизацию, внедрение примесей или даже нагрев), атмосферная плазма работает при низкой энергии частиц (в основном за счёт активных радикалов, а не ионов). Это особенно важно для стекла, так как его структура может нарушаться при агрессивной обработке, что ухудшает адгезию плёнки. Кроме того, атмосферная плазма генерирует активные формы кислорода и азота (O , O_3 , NO_x), которые окисляют органические загрязнения (жиры, адсорбированные углеводороды), превращая их в летучие соединения (CO_2 , H_2O). В то время как ионные методы могут лишь частично удалять органику, а в некоторых случаях даже разлагать её в трудноудаляемые углеродистые плёнки. Также создание полярных групп ($-OH$, $-COOH$, $=O$) на поверхности стекла улучшает смачиваемость и адгезию плёнки, а ионная очистка может приводить к избыточной шероховатости или даже к стехиометрическим изменениям (например, обеднению поверхности кислородом в случае SiO_2).

Значительный интерес представляют тонкие плёнки хрома благодаря уникальному сочетанию физико-химических свойств. Высокая температура плавления и твердость, инертность к воздействию агрессивных сред, жаропрочность, износостойкость, невысокая агрессивность к конструкционным материалам в сочетании с пожарной безопасностью делают хром востребованным во многих областях науки, техники, промышленности [2].

Для нанесения тонких пленок хрома использовался метод магнетронного распыления при постоянном токе, реализованный на базе модифицированной ВУ-1БСп. Использовалась сбалансированная магнетронная система с мишенью хрома диаметром 80 мм и толщиной 6 мм. Напыление пленок хрома происходило при напряжении 350 В, токе разряда 1 А, расстоянии мишень-подложка 150 мм и рабочем давлении в камере порядка 0,09 Па. Рабочим газом выступал аргон, в качестве подложки использовались квадраты из оптического стекла К8 со стороной 20 мм.

Для измерения оптических характеристик полученных тонких пленок хрома в диапазоне длин волн 330-1100 нм применялся спектрофотометр МС-122. При проведении исследований коэффициента пропускания использовался держатель тонких пленок С35. Первоначальная калибровка осуществлялась на держателе без образца. Для проведения исследований коэффициента направленного зеркального отражения для угла падения 10° использовалась приставка М10-1. Для калибровки прибора применялось плоское эталонное зеркало из стекла К8 ГОСТ 3514-94 с оптическим покрытием.

Полученные по результатам исследований графики представлены на рисунке 1. Также на графиках отображена контрольная подложка из оптического стекла К8 без покрытия.

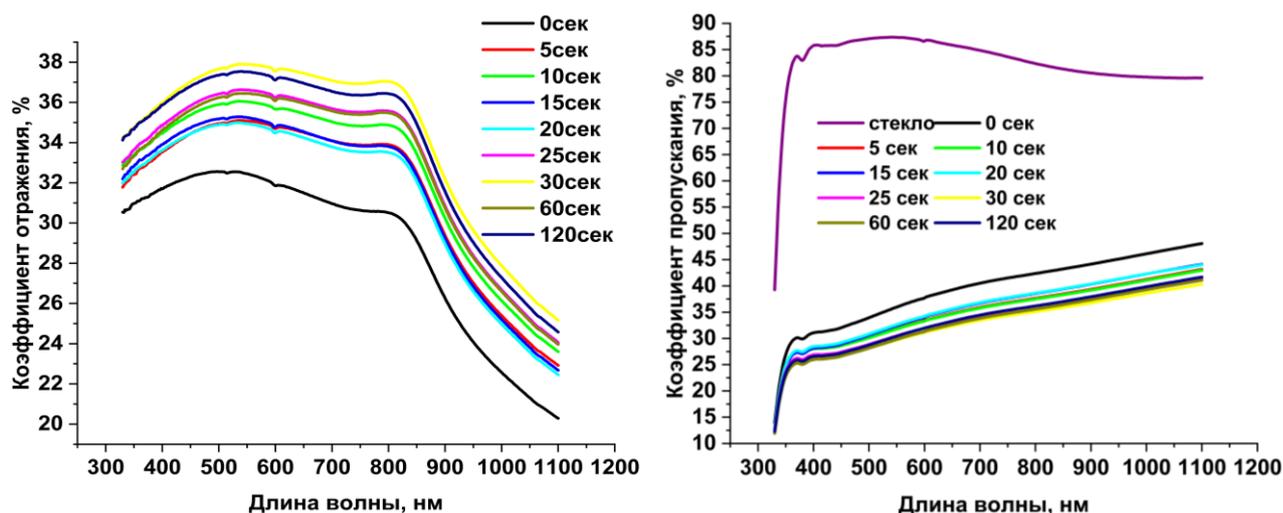


Рисунок 1 – Зависимость коэффициента отражения (а) и пропускания (б) от длительности обработки в плазме диэлектрического барьерного разряда в атмосферной среде на различной длине волны

Для рисунка 1(а) обработка в плазме в целом увеличивает коэффициент отражения по сравнению с исходной пленкой (0 сек), особенно в диапазоне 300–800 нм. Это может быть связано с изменением оптических свойств поверхности, например, образованием тонкой оксидной пленки, которая влияет на интерференционные эффекты. При увеличении времени обработки (>60 сек) коэффициент отражения начинает снижаться на длинных волнах (>800 нм). Возможно, на этом этапе уже происходит значительное окисление хрома или изменение микроструктуры поверхности, влияющее на рассеяние света. Короткие времена обработки (5–30 сек) дают наибольший рост отражения, что может свидетельствовать о формировании тонкого оксидного слоя, обладающего высоким показателем преломления.

Полученные на рисунке 1(б) зависимости позволяют сделать вывод о влиянии времени обработки в атмосферной плазме на пропускание тонких пленок хрома. Чистое стекло представлено в качестве эталона и имеет самый высокий коэффициент пропускания (~85%) во всем спектральном диапазоне, линия "0 сек" соответствующая пленке хрома без предварительной обработки в атмосферной плазме показывает максимальное пропускание среди всех пленок хрома, но ниже, чем у чистого стекла. При увеличении времени обработки (5–120 сек) пропускание слегка уменьшается, но различия не слишком значительные. Для последующих кривых зависимость не столь однозначна, минимальное значение коэффициента пропускания достигается уже при 30 секундах предварительной обработки, после чего значения пропускания выходят на насыщение и наблюдаются лишь незначительные флуктуации, связанные с избыточным влиянием атмосферной плазмы диэлектрического барьерного разряда на поверхность подложки.

Кроме того, во всем диапазоне измерений (300–1100 нм) кривые показывают похожий характер: резкий рост от 300 до 500 нм и дальнейшее плавное увеличение. Обработка в атмосферной плазме могла изменить поверхностные свойства подложки, повлияв на смачиваемость, морфологию пленки и уровень ее окисления. Уменьшение пропускания с увеличением времени обработки может свидетельствовать о более плотном и однородном покрытии хрома.

Список использованных источников:

1. Взаимодействие излучений с твердым телом : материалы 15 науч. конф. аспирантов, магистрантов и студентов, Минск , 26-29 сентября 2023 г. / Белорус. гос. ун-т информатики и радиоэлектроники ; А.В. Аксютца, Д.А. Котов, Б.З. Хамаде, Е.К. Железнова. – Минск : БГУИР, 2023. – 39 с.
2. КИНЕТИЧЕСКИЕ ЗАКОНОМЕРНОСТИ ТЕРМИЧЕСКИХ ПРЕВРАЩЕНИЙ В НАНОРАЗМЕРНЫХ ПЛЕНКАХ ХРОМА / Э. П. Суrowой, Т. М. Заиконникова // ЖУРНАЛ ФИЗИЧЕСКОЙ ХИМИИ. - Кемерово, Россия: 2014. - С. том 88, № 1, с. 86–92

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИИ ФОРМИРОВАНИЯ ГИДРОФОБНОГО ПОКРЫТИЯ НА ПОВЕРХНОСТИ СТЕКЛА

Провлоцкая Д.В., Панфиленко Е.Д., Чернаусик О.М., Логунов К.Т.

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

Котов Д.А. – канд. техн. наук, доцент

В настоящей статье представлено исследование влияния режимов на формирование гидрофобных/гидрофильных покрытий. По результатам исследования влияния очистки в атмосферной плазме сделан вывод о достижении максимальной гидрофильности за 2-3 минуты. Установлено, что оптимальная скорость (1500-3000 об/мин) для центрифугирования позволяет достичь угла смачивания порядка 100°. Дальнейший ИК-отжиг в течение 30 секунд позволяет повысить угол смачивания до 127° за счет стабилизации гидрофобного агента. Полученные результаты (угол смачивания до 127°) превосходят данные литературы (80-115°) и способствуют созданию новых материалов и технологий.

Актуальность работы заключается в необходимости разработки технологий формирования гидрофобных покрытий, используемых для улучшений технических возможностей оптической промышленности, а также в автомобильной промышленности. В настоящее время произошло быстрое развитие рынка мобильных телефонов, планшетов и других портативных электронных устройств, атрибутом которых является отображающий информацию сенсорный экран, используемый как универсальное устройство ввода-вывода, что придает проблеме формирования защитных покрытий с гидрофобными свойствами статус критической [1]. В найденных статьях, максимальные значения угла смачивания составляли от 80° до 115° [2,3].

Гидрофобность и гидрофильность – свойства, определяющие способность поверхности отталкивать или притягивать воду и другие жидкости, влияя на самоочищающиеся способности, устойчивость к загрязнениям, а также эффективность использования в различных технических областях. В настоящее время применяется стекло с гидрофобными поверхностям в таких областях как: смартфоны, автомобильная промышленность, окна и т.д. Вследствие постоянного взаимодействия стекол с внешней средой, возникает необходимость модернизации свойств стекла используя гидрофобное покрытие, благодаря чему мы получаем самоочищающуюся поверхность. Методики, представленные в этой работе, не только позволяют более точно оценить поверхностные характеристики стекла, но и способствуют разработке новых материалов и технологий на основе стекла с учетом конкретных потребностей, требуемых отраслями промышленности и науки.

Для получения значения угла, был использован метод лежащей капли. Для определения статического краевого угла смачивания покрытия водой на поверхность наносили каплю дистиллированной воды объемом порядка 2,5 мкл с помощью специального шприца-дозатора. Затем производилась ее фотофиксация в режиме микросъемки на цифровом фотоаппарате и последующий расчет в программном комплексе *AutoCAD*.

Для очистки и активации использовалась атмосферная плазма диэлектрического барьерного разряда при следующих параметрах: расстоянии от трубки 1,5 см, расход газа 210 л/ч. Зависимость угла смачивания от времени обработки представлена на рисунке 1,а.

Исходя из графика, можно сделать вывод о том, что угол смачивания стеклянной поверхности на начальном этапе (0–2 минуты) угол смачивания резко уменьшается с $\approx 25\text{--}30^\circ$ до минимального значения около $2\text{--}5^\circ$. Это указывает на значительное увеличение гидрофильности поверхности, что, связано с удалением органических загрязнений, разрывом молекулярных связей и увеличением количества свободных радикалов (например, -ОН) на поверхности стекла. При обработке около 2–3 минут достигается максимальная гидрофильность поверхности, что предположительно связано с насыщением поверхности гидрофильными функциональными группами. Дальнейшая обработка приводит к небольшому увеличению угла смачивания поверхности и может указывать на переструктурирование поверхностных слоев, частичное удаление функциональных групп или слабое загрязнение поверхности продуктами разряда.

Для осаждения и равномерного распределения гидрофобного агента *Dow Corning 2634* 20 % на поверхности стекла применялось центрифугирование при разных скоростях вращения. Скорость вращения данной центрифуги имеет диапазон от 300 до 3000 об/мин. Максимальный радиус подложки составляет 70 мм. Объем гидрофобизирующего материала подбирался экспериментально, исходя из условия обеспечения равномерного покрытия всей поверхности стеклянной подложки при минимальном расходе материала. Исследования зависимости угла смачивания от скорости вращения центрифуги представлено на рисунке 1,б.

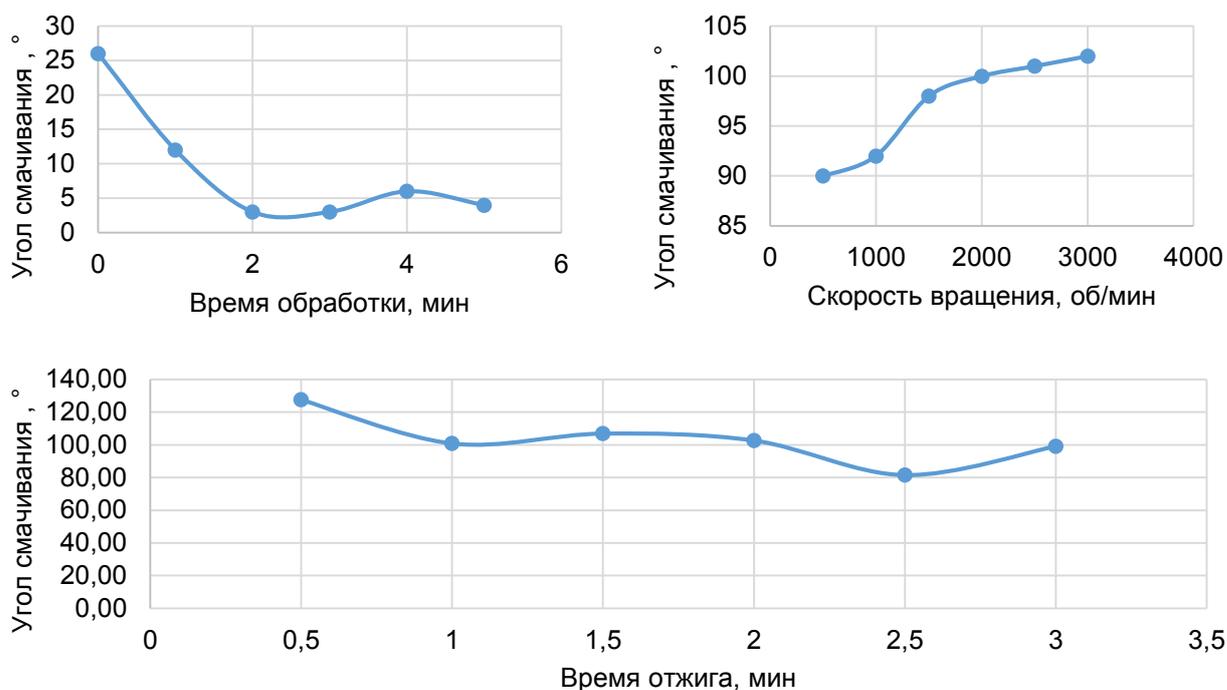


Рисунок 1 – Графики зависимостей угла смачивания от времени обработки в атмосферной плазме (а), скорости вращения (б), времени отжига (в).

Полученные результаты демонстрируют, что в диапазоне 0–1500 об/мин угол смачивания возрастает с 90° до $\sim 97^\circ$, причем рост сначала умеренный, а затем резкий. Данное наблюдение может указывать на то, что при низких скоростях покрытие наносится неравномерно или образует избыточный слой, который ухудшает гидрофобные свойства. В диапазоне 1500–3000 об/мин рост угла смачивания замедляется, но продолжается, достигая 100° . Это может означать, что покрытие становится тоньше и более однородным, обеспечивая оптимальный гидрофобный эффект. Кроме того, полученная информация говорит о том, что существует оптимальный диапазон скоростей, при котором достигается максимальный гидрофобный эффект. Предположительно, при скоростях свыше 3000 об/мин угол смачивания снижаться из-за чрезмерного истончения слоя.

При нагреве до определенной температуры молекулы гидрофобного агента становятся более подвижными и взаимодействуют с поверхностью стекла, что улучшает их адгезию к ней. Для нагрева использовалась инфракрасная (ИК) печь. ИК излучение проникает в стекло и поверхностные слои гидрофобного агента, вызывая испарение растворителя и фиксацию агента на поверхности. Одним из основных преимуществ ИК отжига является возможность проведения процесса на высоких скоростях. Это позволяет сократить время производства стеклянных изделий и повысить их производительность. Кроме того, ИК отжиг позволяет достичь более равномерного нагрева стекла, что приводит к улучшению качества изделий.

В первые 30 секунд отжига, при температуре 70 градусов, наблюдается незначительное повышение гидрофобных свойств. Увеличение угла смачивания поверхности стекла наблюдается вплоть до 127° при длительности термической стабилизации равной 30 секунд, что вероятно связано с преимущественной вертикальной ориентацией молекул гидрофобного агента. Дальнейший отжиг не вносит вклад в улучшения гидрофобных свойств поверхности стекла, что может быть связано с флуктуацией [4]. Исследование зависимости угла смачивания от времени стабилизации в ИК печи представлено на рисунке 1, в.

Список использованных источников:

1. Полуйко А.М., Жидкина Н.В., Котов Д.А./Технология формирования гидрофобного покрытия на стекле : материалы 57-й Междунар. конф., Минск, Беларусь, 2021 г. / Белорус, гос. ун-т ; редкол.: В. В. Углов (гл. ред.) [и др.]. – Минск : БГУ, 2021. – С. 145-147.
2. Аксютц А.В., Чернаусик О.М./Формирование гидрофобного покрытия на поверхности стекла/ Наноматериалы: формирование и свойства при взаимодействии излучений : материалы 15-й Междунар. конф., Минск, Беларусь, 26-29 сент. 2023 г. / Белорус, гос. ун-т ; редкол.: В. В. Углов (гл. ред.) [и др.]. – Минск : БГУ, 2023. – С. 350-352.
3. Моисеев А.А., Барахоев А.Л., Мадвейко С.И./ Исследование угла смачиваемости поверхности пластин из стали, стекла и кремния после обработки низкочастотной плазмой дугового разряда/ Электронные системы и технологии : материалы 57-й научно конференции аспирантов, магистрантов и студентов, Минск, Беларусь, 2021г. / Белорус, гос. ун-т ; редкол.: В. В. Углов (гл. ред.) [и др.]. – Минск : БГУ, 2021. – С. 222-223.
4. Савич, В. А. Формирование защитных покрытий с гидрофобными свойствами / В. А. Савич, А. А. Ясюнас, Г. К. Жавнерко // Физика конденсированного состояния : материалы XXII междунар. науч.-практ. конф. аспирантов, магистрантов и студентов, Гродно, 17–18 апр. 2014 г. / ГРГУ им. Я. Купалы [и др.]; редкол.: В. Г. Барсуков [и др.]. – Гродно : ГРГУ, 2014. – С. 178–181.

ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК УЛЬТРАТОНКИХ ПЛЁНОК ХРОМА ПОЛУЧЕННЫХ МЕТОДОМ МАГНЕТРОННОГО РАСПЫЛЕНИЯ

Тузик С.И., Колос Д.О., Логунов К.Т.

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

Котов Д.А. – канд. техн. наук, доцент

Проведены исследования оптических характеристик ультратонких пленок хрома толщиной 8,13 и 33 нм полученных методом магнетронного распыления при постоянном токе. Установлено, что наибольшие значения коэффициента пропускания от 30 % до 50 % и от 20 % до 30 % имеют ультратонкие пленки хрома толщиной 8 и 13 нм, соответственно. У пленки толщиной 33 нм коэффициент пропускания в исследуемом диапазоне составляет значения <5 %. Сделан вывод об увеличении коэффициента отражения по мере роста толщины пленки, с 20-30 % для пленок толщиной 8 и 13 нм до значений порядка 85 % для пленок толщиной 33 нм в диапазоне длин волн 800-1000 нм.

Оптимальное сочетание высокой проводимости и достаточной прозрачности в широком спектральном диапазоне имеет важное значение для многих оптоэлектронных применений. Этого можно добиться с помощью ультратонких металлических пленок. Хром, как один из наиболее распространенных переходных металлов, активно используется в оптоэлектронике, производстве дисплеев, пространственных модуляторов света и перестраиваемых фильтров. Кроме того, он может служить поглощающим слоем в солнечных элементах. Пленки хрома применяются не только в качестве адгезионного покрытия, но и в составе многослойных структур, таких как селективные солнечные поглотители, плазмонные пленки и покрытия на основе плазмонных поляритонов. Отличительной особенностью хрома является его высокий показатель преломления (n) [1].

Точное определение оптических параметров тонких пленок играет ключевую роль при проектировании оптических и оптоэлектронных устройств, особенно многослойных систем. Однако изучение оптических свойств ультратонких металлов представляет собой нетривиальную задачу [2-4]. Для надежного определения оптических характеристик металлических пленок необходим систематический подход [5].

Ультратонкие пленки хрома были получены методом магнетронного распыления при постоянном токе в экспериментальном комплексе на основе модифицированной ВУ-1БСп. Для напыления использовалась сбалансированная магнетронная распылительная система с мишенью хрома диаметром 80 мм и толщиной 6 мм. При проведении процесса расстояние мишень-подложка составляло 150 мм, напряжение 350 В, ток разряда 1 А и рабочее давление 0,09 Па. Рабочим газом выступал аргон. Подложками выступали образцы из оптического стекла К8 с линейными размерами 20 на 20 мм. Толщина полученных образцов определялась при помощи атомно-силового микроскопа NT-206 методом ступеньки.

Были получены пленки хрома толщиной 8, 13 и 33 нм. Для измерения их оптических характеристик в диапазоне длин волн 330-1000 нм применялся спектрофотометр МС-122. При проведении исследований коэффициента пропускания использовался держатель тонких пленок С35. Проведение первоначальной калибровки осуществлялось на держателе без образца. Для проведения исследований коэффициента направленного зеркального отражения для угла падения 10° использовалась приставка М10-1. Для калибровки прибора применялось плоское эталонное зеркало из стекла К8 ГОСТ 3514-94 с оптическим покрытием. Полученные спектральные характеристики представлены на рисунке 1.

На рисунке 1(а) представлена спектральная зависимость коэффициента пропускания для пленок хрома толщиной 8, 13 и 33 нм. Анализ графика показывает, что с увеличением толщины пленок хрома коэффициент пропускания значительно уменьшается во всем спектральном диапазоне. Наибольшее значение коэффициента пропускания наблюдается для пленки толщиной 8 нм, где изменение коэффициента пропускания происходит в диапазоне от 30 % при длине волны 330 нм до 50 % при длине волны 1000 нм. Для пленки толщиной 13 нм коэффициент пропускания принимает значения в диапазоне от 20 % до 35 %. В случае пленки толщиной 33 нм пропускание практически отсутствует, составляя значения менее 5%. Это явно говорит о завершающей стадии формирования слоя металлического хрома. Кроме того, столь низкое пропускание может свидетельствовать о высоком поглощении и/или отражении падающего излучения. Кроме того, для всех исследуемых пленок пропускание возрастает с увеличением длины волны, что связано с особенностями взаимодействия электромагнитного излучения с ультратонкими металлическими пленками. В коротковолновой области (330–400 нм) коэффициент пропускания минимален, вероятно, вследствие межзонных электронных переходов и высокой отражательной способности хрома в данном диапазоне.

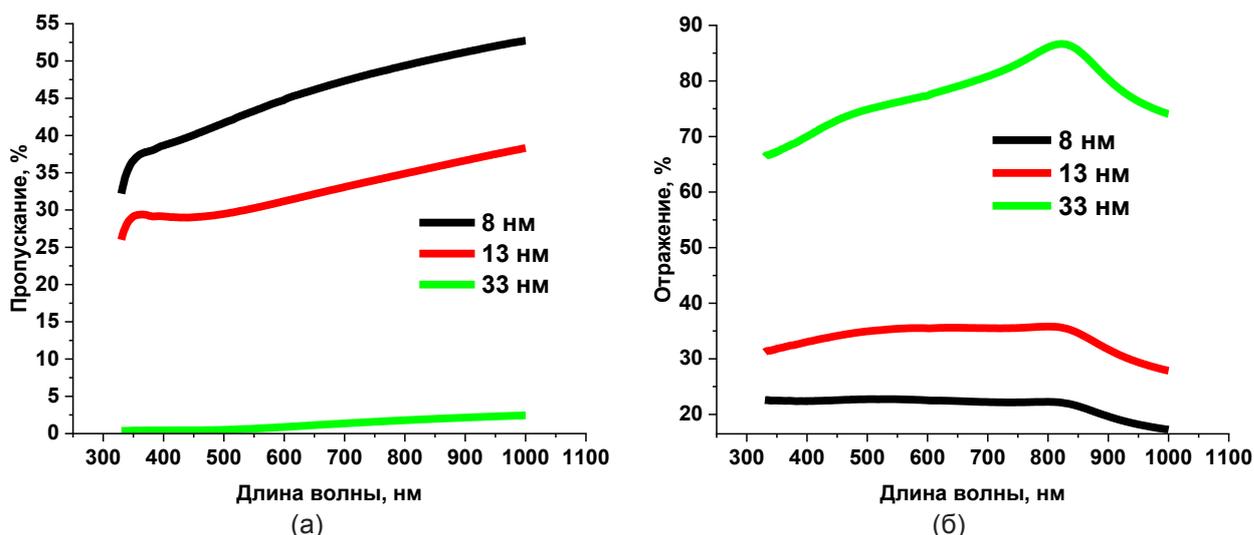


Рисунок 1 – Зависимости коэффициента пропускания(а) и отражения(б) от длины волны для пленок хрома различной толщины

На рисунке 1(б) представлена спектральная зависимость коэффициента отражения для пленок хрома различной толщины (8,13 и 33 нм). Установлено, что с увеличением толщины пленки коэффициент отражения значительно возрастает, особенно в ближнем инфракрасном диапазоне. Кроме того, сделан вывод о том, что ультратонкие пленки (8 и 13 нм) демонстрируют сравнительно низкие значения коэффициента отражения (20–30%), в то время как пленка толщиной 33 нм обладает высокой отражательной способностью, достигающей 85% при длинах волн 800–1000 нм. Это согласуется с результатами измерения коэффициента пропускания и указывает на преобладание поглощения в тонких пленках и отражения в более толстых слоях.

Для пленки толщиной 33 нм в области 820 нм наблюдается максимум коэффициента отражения, что может быть связано с интерференционными эффектами на границе "пленка – подложка" или особенностями оптического отклика хрома в данной области спектра. Отсутствие подобного пика для более тонких пленок (8 и 13 нм) может быть обусловлено их повышенной прозрачностью и меньшей ролью интерференции в их оптических свойствах

Список использованных источников:

1. Optical, structural and electrical properties of sputtered ultrathin chromium films / Anna Sytchkova, Alexandr Belosludtsev, Lina Volosevicienė, Remigijus Juškėnas, Rimantas Simniškis // *Optical Materials*. – 2021. – Vol.121. P. 1-9.
2. The inherent optical nonlinearities of thin silver films / Guang Yang, Dongyi Guan, Weitian Wang, Weidong Wu, Zhenghao Chen // *Optical Materials*. – 2004. – Vol.25, № 4. – P. 439-443.
3. Control of porosity and optical properties of slanted columnar Ni thin films / J. Potočnik, M. Popović, M. Mitrić, Z. Rakočević // *Optical Materials*. – 2021. – Vol.111. P. 1-9.
4. Optical properties of ultrathin aluminum films deposited by magnetron sputtering in visible band / Hao Du, Jin Quan Xiao, You Sheng Zou, Tie Gang Wang, Jun Gong, Chao Sun, Li Shi Wen // *Optical Materials*. – 2006. – Vol.28, № 8-9. – P. 944-949.
5. General approach to reliable characterization of thin metal films / T. Amotchkina, V. Janicki, J. Sancho-Parramon, A. Tikhonravov, M. Trubetskov, and H. Zorc // *Optical Society of America*. – 2011. – Vol.50, № 10. – P. 1453-1464.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВРЕМЕНИ ОКИСЛЕНИЯ В ВЫСОКОПЛОТНОЙ ПЛАЗМЕ НА ОПТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТОНКИХ ПЛЕНОК ОКСИДА ХРОМА

Михолап А.А., Колос Д.О., Тузик С.И., Логунов К.Т.

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

Котов Д.А. – канд. техн. наук, доцент

Проведено исследование влияния времени окисления на оптические свойства тонких пленок оксида хрома в диапазоне длин волн 380–1000 нм. Установлено, что увеличение времени окисления тонких пленок хрома приводит к росту значений коэффициента пропускания с 10-15 % для 1 минуты до 20-35% для 2-х минут на всем исследуемом диапазоне длин волн, что связано с формированием более значительного оксидного слоя и изменением структуры пленки, что сказывается на ее оптических характеристиках. Коэффициент отражения снижается с увеличением времени окисления: от ~65% (1 минута) до ~40% (2 минуты), с максимумом в области 800–900 нм, что связано с интерференцией и изменением оптической проводимости.

Современные технологии часто используют вакуумно-плазменные методы для нанесения тонких функциональных покрытий на различные материалы (металлы, стекло, полимеры и др.). Свойства данных покрытий зависят как от параметров нанесения, так и от состояния поверхности подложки. Состояние поверхности подложки в свою очередь зависит от условий ее предварительной обработки. Для повышения качества наносимых покрытий необходимо удалить имеющиеся загрязнения, т.е. очистить поверхность [1].

Оксиды хрома (Cr_2O_3 , CrO_2 и др.) характеризуются высокой износостойкостью, плотностью и температурой плавления. Пленки оксида хрома используются в качестве антибактериальных покрытий, коррозионностойких и износостойких слоев за счет его высокой химической стабильности. В оптоэлектронике Cr_2O_3 применяется в УФ-детекторах, а в катализе — для окисления СО и защиты электродов. Оксиды хрома исследуются в качестве потенциального защитного материала для покрытия считывающих и записывающих головок в устройствах магнитной записи, в оптике в качестве материала для поглощения солнечных лучей и в качестве черных матричных пленок в жидкокристаллических дисплеях [2-4]. Другие потенциальные области применения включают электродный материал для электрохромных окон и пленок для экранирования солнечной энергии в окнах [5].

Тонкие пленки хрома были получены методом магнетронного распыления при постоянном токе и окислены при помощи источника высокоплотной индуктивно-связанной плазмы в экспериментальном комплексе на основе модифицированной ВУ-1БСп. Для обеспечения пространственно-временного разделения процессов напыления и окисления использовался вращаемый подложкодержатель. Для напыления использовалась сбалансированная магнетронная распылительная система с мишенью хрома диаметром 80 мм и толщиной 6 мм. При проведении процесса расстояние мишень-подложка составляло 150 мм, напряжение 350 В, ток разряда 1 А и рабочее давление 0,09 Па. Рабочим газом выступал аргон. В качестве подложек использовались образцы из оптического стекла К8 с линейными размерами 20 на 20 мм. Для процесса окисления использовался следующий режим: мощность 600Вт, расход газа O_2 - 60 см³ для давления 0,2 Па, время окисления составляло от 1 до 2 минут.

При измерении оптических характеристик полученных тонких пленок оксида хрома в диапазоне длин волн 380-1000 нм применялся спектрофотометр МС-122. Для исследования коэффициента пропускания использовался держатель тонких пленок С35. Первоначальная калибровка осуществлялась на держателе без образца. Для проведения исследований коэффициента направленного зеркального отражения для угла падения 10° использовалась приставка М10-1. Для калибровки прибора применялось плоское эталонное зеркало из стекла К8 ГОСТ 3514-94 с оптическим покрытием. Полученные графики зависимостей оптических характеристик от длины волны при различном времени окисления представлены на рисунке 1.

Исходя из графика, представленного на рисунке 1а видно, что вне зависимости от времени окисления коэффициент пропускания увеличивается с ростом длины волны. Это связано с поглощением длинноволнового излучения в тонких пленках металлов. Пленка, окисленная в течение 2 минут, имеет значения коэффициента пропускания от 20 % до 35 % на всем исследуемом диапазоне, что значительно выше, чем у пленки, окисленной 1 минуту, чьи значения составляют 10-15 %. Это указывает на формирование оксидного слоя большей толщины, что может уменьшать поглощение света или изменять структуру пленки, снижая её отражение. Данный слой оксида хрома (например, Cr_2O_3 или CrO_x с разной степенью стехиометрии) благодаря увеличению времени окисления имеет оптические свойства отличные от пленок чистого хрома. Кроме того, рост пропускания может быть связан с уменьшением свободных носителей заряда в окисленной пленке, что снижает поглощение в видимом и ближнем ИК диапазонах. Также возможно, что в связи с достаточно низким значением

толщины пленки при длительном окислении изменяется шероховатость поверхности, что влияет на рассеяние и, соответственно, на пропускание.

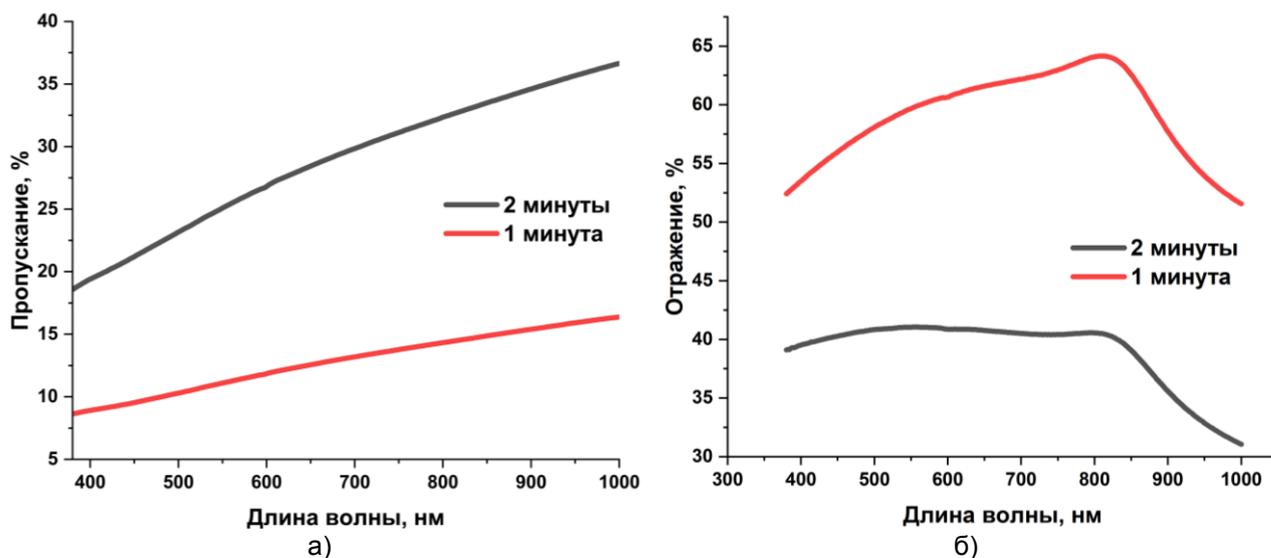


Рисунок 1 – Зависимости коэффициента пропускания(а) и отражения(б) от длины волны для тонких пленок оксида хрома окисленных различное время

На рисунке 1б представлена спектральная зависимость коэффициента отражения для пленок оксида хрома. Видно, что с увеличением времени окисления отражательная способность пленки уменьшается, что может быть связано с ростом оксидного слоя и изменением его оптических свойств. Кривая соответствующая 1 минуте окисления имеет значение коэффициента отражения от 55 % до 65 %, в то время как для пленки хрома окислявшейся 2 минуты максимальное значение коэффициента отражения составляет значение порядка 40 %. Максимумы отражения наблюдаются в области 800–900 нм, после чего оно снижается. Предположительно данный пик связан с интерференцией в системе "оксид/хром/стекло", а также изменением оптической проводимости оксидов хрома в этой области. Увеличение времени окисления приводит к изменению толщины и состава оксидного слоя, что уменьшает выраженность этого максимума.

Сделан вывод о том, что свойства полученных пленок оксидов хрома могут быть применены при создании оптических и других функциональных покрытий. Например, снижение отражательной способности пленок при увеличении времени окисления, может быть использовано при разработке покрытий с антиотражающими свойствами.

Список использованных источников:

1. Лучкин А. Г., and Лучкин Г. С. "Очистка поверхности подложек для нанесения покрытий вакуумно-плазменными методами" *Вестник Казанского технологического университета*, vol. 15, no. 15, 2012, pp. 208-210.
2. Kushnarev B. *Structural, electrical and gas-sensitive properties of Cr₂O₃ thin films* / B. Kushnarev, A. Almaev, E. Chernikov, V. Novikov, et al // *Superlattices and Microstructures*. – 2021. Vol.151
3. Bhushan B, Theunissen G S A M and Li X D 1997 *Tribological studies of chromium oxide films for magnetic recording applications Thin Solid Films* 311 67–80
4. Toshiro Maruyama and Hisao Akagi 1996 *Chromium Oxide Thin Films Prepared by Chemical Vapor Deposition from Chromium Acetylacetonate and Chromium Hexacarbonyl* *J. Electrochem. Soc.* Vol. 143 1955–8
5. Schuster A P, Nguyen D and Caporaletti O 1986 *Solid state electrochromic infrared switchable windows Sol. Energy Mater.* 13 153–60

ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ ПОВЕРХНОСТИ СИТАЛЛА ОТ ВРЕМЕНИ ОБРАБОТКИ В ИНТЕНСИВНЫХ ПОТОКАХ ИОНОВ

Панфиленко Е.Д., Провлоцкая Д.В., Аксючиц А.В., Логунов К.Т.

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

Котов Д.А. – канд. техн. наук

В статье рассматривается важность очистки поверхностей от загрязнений и окислов перед нанесением покрытий. Описан механизм ионной очистки, при котором ионы инертного газа распыляют обрабатываемую поверхность, обеспечивая атомную чистоту поверхности и улучшая адгезию покрытий. Полученные данные показывают, что наибольшее влияние на коэффициент отражения наблюдается в первые 60 секунд обработки, что связано с эффективным удалением загрязнений и оптимизацией шероховатости поверхности. Выявлено, что максимальные значения коэффициента отражения достигаются в пределах 60 секунд обработки. Результаты дают важные рекомендации по оптимизации процесса ионной очистки для повышения качества поверхностей перед последующими технологическими операциями.

Очистка поверхности от различного рода загрязнений и окислов имеет важное значение при нанесении разнообразных покрытий. Существующие классические методы очистки поверхности - химические, гальванические, пескоструйные, которые не в полной мере удовлетворяют современным требованиям по качеству результата. Ряд современных технологий обработки поверхностей материалов основан на применении ионно-лучевых методов, основным механизмом которых является распыление обрабатываемой поверхности [1]. Ионная очистка поверхности позволяет получать атомночистую поверхность, благодаря чему улучшается адгезия наносимого покрытия с подложкой.

Данный метод очистки осуществляется следующим образом. Ионный источник формирует направленный поток ионов инертного газа, ускоренных до высокой энергии. Они бомбардируют подложку, вызывая её распыление. Распыление наблюдается при энергии ионов выше энергии связи атомов обрабатываемого материала в твердом теле (пороговая энергия). При энергиях меньше пороговой распыление отсутствует.

Метод очистки поверхности подложки в интенсивных потоках ионов не только очищает от органических загрязнений, но и одновременно активирует поверхность [2].

Исследования проводились в камере установки ВУ1-БС оснащенной двухлучевым ионным источником с анодным слоем. Образец был закреплен на подложкодержателе, который устанавливался в вакуумной камере на расстоянии 150 мм от торца ионного источника. Камера откачивалась до предварительного вакуума $4 \cdot 10^{-3}$ Па.

Очистка образцов проводилась при следующих параметрах: расход аргона – 0,43 л/ч, напряжение и ток подаваемые с блока питания на источник ионов – 2220 В и 32 мА.

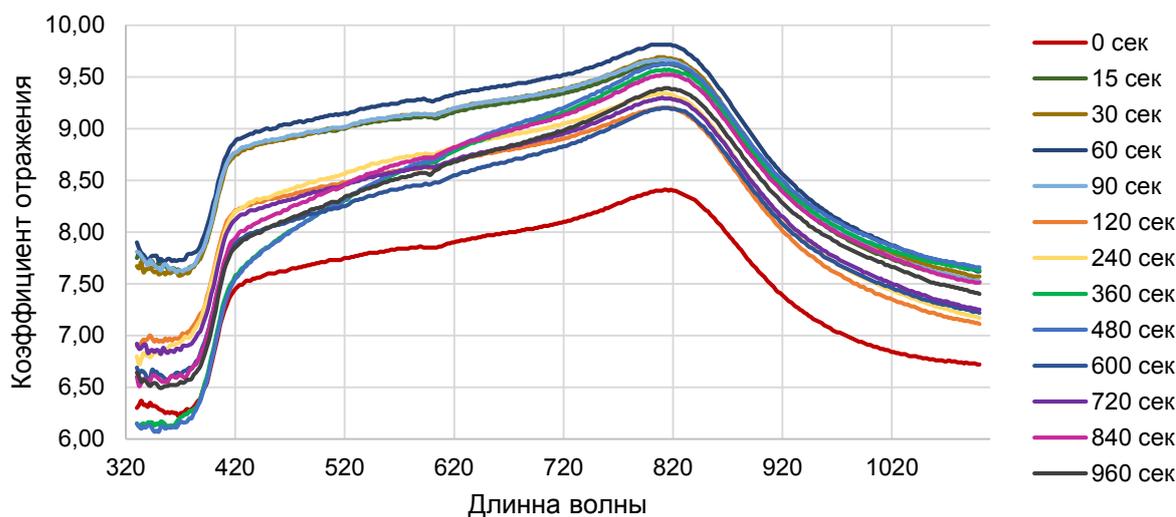
В ходе данной работы было исследовано изменение коэффициента отражения поверхности ситалла СТ-50-1-1-0,6 от времени обработки в интенсивных потоках ионов. Измерения проводились на спектрофотометре МС-122.

Как видно из рисунка 1 поверхность ситалловой подложки имеет низкий коэффициент отражения. Наибольшее влияние на поверхность образца оказывается в первые 60 с очистки в ионном пучке, так как коэффициент отражения на длине волны 820 нм стал 9,8 %. Последующая очистка вносит незначительные изменения.

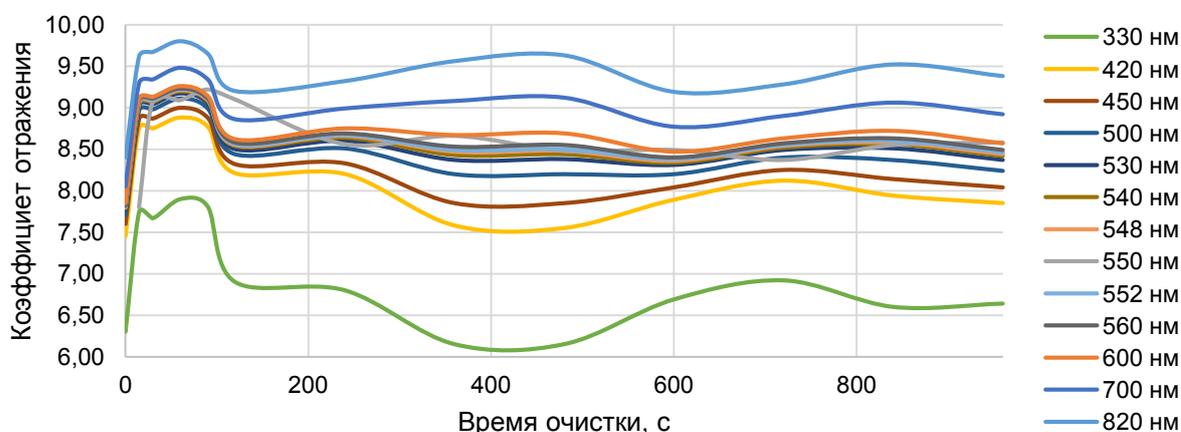
Анализ полученных спектров отражения ситалловых подложек (Рис. 1а) показывает, что с увеличением времени обработки при помощи ионного источника коэффициент отражения изменяется. В начальном состоянии (0 сек) отражательная способность подложки заметно ниже, чем после обработки и составляет диапазон значений от 6,2 % до 8,4 % на всем диапазоне исследуемых длин волн (330–1100 нм), что может быть связано с наличием загрязнений, оксидных пленок или высокой шероховатостью поверхности.

По мере увеличения времени очистки (от 15 до 960 сек) наблюдается рост коэффициента отражения, особенно в области 400–900 нм. Максимальные значения (от 7,8 % до 9,8 %) имеет кривая соответствующая времени обработки в 60 секунд. Уже при 60–90 секундах кривые стабилизируются, а дальнейшее увеличение времени обработки приводит к незначительному снижению отражательной способности образцов, что свидетельствует о выходе на насыщение состояния структуры поверхности и оптимальном времени обработки в 60 секунд.

Во всех спектрах присутствует характерный максимум в диапазоне 800–900 нм. Данный пик, может быть связан с интерференционными эффектами или изменением показателя преломления очищенной поверхности.



а



б

Рисунок 1 – Зависимость коэффициента отражения от длины волны

Изменение коэффициента отражения может быть обусловлено двумя основными факторами. Первый из них заключается в удалении загрязняющих слоев (углеродных, оксидных соединений и т. д.) при обработке в интенсивных потоках ионов, что снижает рассеяние и поглощение света. Второй же связан с влиянием данной обработки на шероховатость поверхности, что способно изменить рассеяние света и угол его отражения.

Данные, представленные на рисунке 1б позволяют установить, что влияние очистки на отражение ультрафиолетовых волн и волн ближнего инфракрасного излучения при длительности свыше 260 секунд находится в противофазе. Данный факт также может объясняться интерференционными эффектами и изменением шероховатости поверхности. Кроме того, можно отметить, что в первые 60 секунд происходит наиболее интенсивное изменение коэффициента отражения, связанное с удалением загрязнений и изменением шероховатости. В дальнейшем изменения менее значительны.

Список использованных источников:

1. Carter, G. Ion beam cleaning of surfaces // *J. Phys. D: Applied Phys.* 2001. – V. 34. – P. R1.
2. Черепнин, Н.В. Вакуумные свойства материалов для электронных приборов : монография / Н.В. Черепнин. – М. : Советское радио, 1966. – 349 с.

СИНТЕЗ ФОТОННЫХ КРИСТАЛЛОВ НА ОСНОВЕ ПОРИСТОГО АНОДНОГО ОКСИДА АЛЮМИНИЯ

Т. А. Туманов

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
Минск, Республика Беларусь

А. А. Позняк – канд. физ.-мат. наук, доцент

В статье кратко описаны свойства и характеристики анодного оксида алюминия, технология упорядочения его структуры путём трёхстадийного анодного окисления и дальнейшее применение в качестве основы для формирования фотонных кристаллов. Описаны некоторые варианты реализации фотонных кристаллов, их применение и свойства.

Пористый анодный оксид алюминия (АОА) находит многочисленные применения, в том числе, часто выполняет роль шаблона для формирования нано- и микроструктур. Его морфологические параметры (например, диаметр, длина и расстояние между соседними порами) могут варьироваться в ходе синтеза [1]. Такую структуру весьма удобно использовать для создания фотонных кристаллов (ФК) — прозрачных структур с периодически изменяющимся в пространстве коэффициентом преломления световых волн.

Пористый АОА представляет собой упорядоченную пористую структуру, формируемую в процессе электрохимического анодирования, как правило, в растворах кислот. Поры, образованные в ходе данного процесса, имеют параметры, соответствующие условиям, при которых протекал процесс анодного окисления. Так, например, расстояние между порами и диаметр последних может определенным образом зависеть от pH среды и анодного напряжения [1], а толщина пористого АОА определяется продолжительностью анодного процесса. Так, согласно результатам исследований, описанным в [2], структура с расстоянием между порами, равным 50, 65, 100, 420 и 500 нм, образуется при напряжении 19 и 25 В в серной кислоте, при 40 В — в щавелевой, при 160 и 195 В — в фосфорной.

Структуру пористых плёнок АОА можно представить в виде гексагонально плотноупакованного массива ячеек, при этом в центре каждой ячейки находится пора [3]. Существует ряд подходов, позволяющих повышать степень совершенства ячеисто-пористой структуры АОА. Рассмотрим процесс формирования АОА высокой степени упорядоченности на примере трёхстадийного анодирования [4]:

1) пористое анодирование; на этом этапе происходит формирование пористой структуры в оксиде алюминия;

2) удаление оксидного слоя; на этом этапе идёт селективное удаление АОА с подложки (например, путем растворения его в кислоте) — в результате у нас остаётся алюминиевая подложка с рельефной поверхностью.

3) формирование барьерного слоя; на этом этапе происходит плотное анодное окисление алюминия и формирование барьерного слоя оксида алюминия на подложке — на данном этапе барьерный слой определённой толщины повторяет контуры алюминиевой поверхности;

4) повторное пористое анодирование; на данном, заключительном этапе, идёт формирование высокоупорядоченной ячеисто-пористой структуры, поры которой, как правило формируются в уже существующих углублениях.

ФК весьма востребованы и применяются в химических сенсорах, низкопороговых лазерах, оптических фильтрах и фотоанализе, а также во многих других приложениях [5]; их формируют различными способами, например с помощью методов литографии, голографии, сборки коллоидных частиц [6], на основе пористого АОА. ФК делятся на 3 группы, в зависимости от количества направлений периодичности: $1D$ с периодичностью в 1 направлении, $2D$ с периодичностью в двух направлениях и $3D$ с периодичностью в трёх направлениях. Для $1D$ ФК, основанных на АОА, оптическая периодичность может быть легко создана контролем электрического напряжения, необходимого для формирования повторяющихся слоёв с переменным коэффициентом преломления световых лучей [5], рисунок 1. Для $2D$ и $3D$ ФК характерно свойство предотвращать распространение света в двух и во всех направлениях соответственно. Это связано с их периодичностью сразу в нескольких направлениях [7].

Так, например, $2D$ ФК могут являться однородные тонкие стержни с одинаковым диаметром и располагающиеся на одинаковом расстоянии друг от друга. Такого рода структуры можно получить с помощью стандартного пористого АОА, используя в качестве основы для формирования его ячеисто-пористую структуру, где в дальнейшем с помощью метода литографии или сборки коллоидных частиц образуются стержни $2D$ ФК [6]. Весьма интересен наблюдаемый у подобных материалов эффект витража (*stained glass effect*) [8]. Он заключается в частичном рассеивании световых лучей видимого спектра определённой длины волны. При этом различные участки плёнки пористого АОА преимущественно рассеивают различные длины волн, тем самым пропускают лишь волны с определённой длиной (рисунок 2).

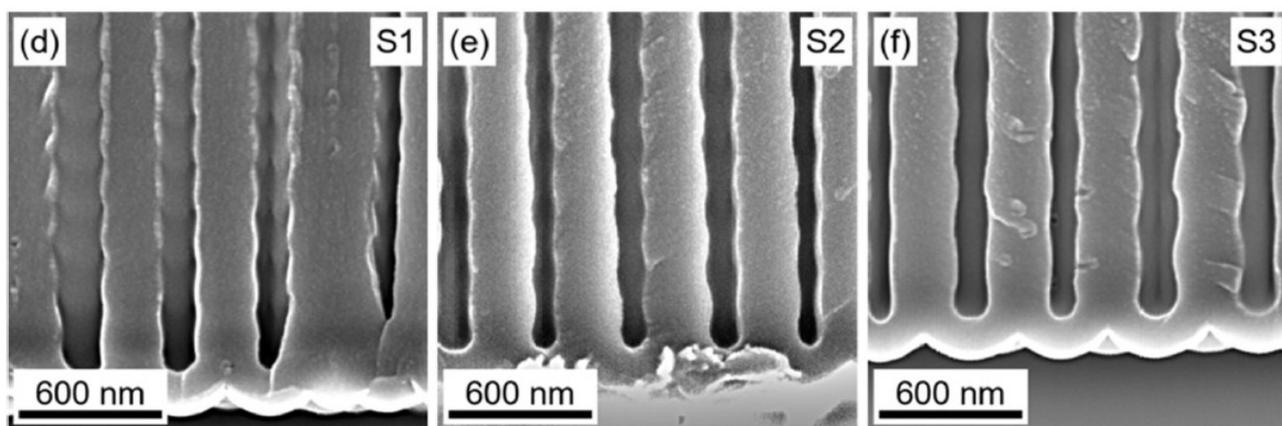


Рисунок 1 – Примеры поперечного скола 1D фотонного кристалла [5], сформированного на основе пористого АОА

Этот эффект возникает из-за дифракции световых волн, проходящих через ФК вследствие малых размеров последних (размеры стенок матрицы пористого АОА сопоставимы с длиной световой волны, что достигается в процессе анодирования алюминия).

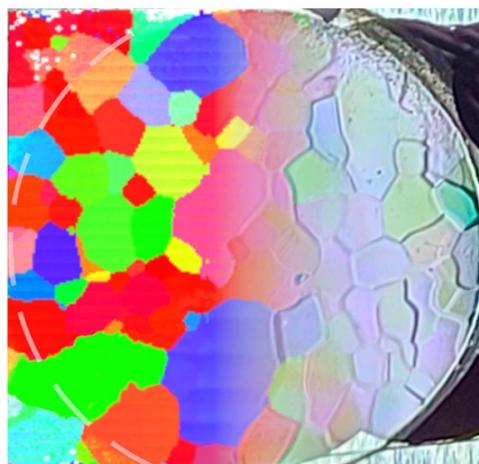


Рисунок 2 – Эффект витража, слева — электронно-дифракционный (EBSD) снимок, справа — реальный вид [8]

Таким образом, на основе матрицы пористого АОА возможно создание эффективных ФК. Сама технология их формирования, благодаря широкому распространению составляющих компонентов, является весьма распространённой. Трёхстадийное анодирование является простым, дешёвым и надёжным способом улучшения регулярности ячеисто-пористой структуры пористого анодного оксида алюминия. Высокая степень упорядоченности ячеисто пористой структуры является залогом высокой эффективности ФК.

Список использованных источников:

1. Shingubara, S. *Fabrication of nanomaterials using porous alumina templates* / S. Shingubara // *Journal of Nanoparticle Research*. — 2003. — Vol. 5. — P. 17–30. — DOI:10.1023/A:1024479827507.
2. Напольский, К. С. *Синтез пространственно упорядоченных металл-оксидных нанокомпозитов на основе пористого оксида алюминия* / К. С. Напольский. — Москва : МГУ им. М. В. Ломоносова, 2011. — 30 с.
3. Петухов, Д. И. *Пористые анодные оксиды алюминия и титана: структура, свойства, синтез: учебное пособие* / Д. И. Петухов, Р. Г. Валеев, С. М. Решетников. — Ижевск : Издательский центр «Удмуртский университет», 2018. — 122 с.
4. Соловей, Д. В. *Формирование высокоупорядоченных матриц анодного оксида алюминия заданной толщины и морфологии* / Д. В. Соловей, А. М. Мозалев, Г. Г. Горюх. // *Доклады БГУИР*. — 2008. — Т. 6, № 12. — С. 66–72.
5. Kushnir, S. E. *One-Dimensional Photonic Crystals with Nonbranched Pores Prepared via Phosphorous Acid Anodizing of Aluminium* / S. E. Kushnir, N. A. Sapoletova, I. V. Roslyakov, K. S. Napolskii // *Nanomaterials*. — 2022. — Vol. 12. — P. 1548. — DOI: 10.3390/nano12091548.
6. Napolskii, K. S. *Control of high-order photonic band gaps in one-dimensional anodic alumina photonic crystals* / K. S. Napolskii, A. A. Noyan, S. E. Kushnir // *Optical Materials*. — 2020. — Vol. 109. — P. 110317. — DOI: 10.1016/j.optmat.2020.110317.
7. Joannopoulos, J. D. *Photonic crystals: Molding the flow of light* / J. D. Joannopoulos, S. G. Johnson, J. N. Winn, R. D. Meade. — Princeton : Princeton university press, 2008. — 304 p.
8. Kushnir, S. E. *Stained Glass Effect in Anodic Aluminum Oxide Formed in Selenic Acid* / S. E. Kushnir, N. P. Devyanina, I. V. Roslyakov, N. V. Lyskov, V. S. Stolyarov, K. S. Napolskii // *Journal of Physical Chemistry*. — 2024. — Vol. 15, № 1. — P. 298–306. — DOI: 10.1021/acs.jpcllett.3c03287.

ТЕМПЕРАТУРНАЯ НЕСТАБИЛЬНОСТЬ ЛИНЕЙНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Кравченко Д.С.

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

Новиков П.Э.

Исследование посвящено влиянию температурных эффектов на линейные стабилизаторы напряжения и системы охлаждения на элементах Пельтье. В стабилизаторах без динамической компенсации, например, LDO резкие скачки тока 0–30 мА вызывают выбросы напряжения до 1.5 В и задержку стабилизации до 84.3 мкс из-за слабого тока покоя 6.3 мкА. В системах охлаждения медленная реакция датчиков температуры приводит к колебаниям до 10–15°C, а при токах 10 А в элементах Пельтье теряется 18 Вт мощности из-за сопротивления 0.18 Ом. Коэффициент нестабильности стандартных стабилизаторов 1–2.5% не подходит для устройств, требующих точности ниже 0.1%. Для решения рассмотрена динамическая компенсация и управление мощностью вместо температуры.

В современных электронных устройствах температурные эффекты становятся критическим фактором, влияющим на стабильность и надежность. В случае LDO-регуляторов, не оснащенных динамической компенсацией переходных процессов, резкие изменения нагрузки, такие как скачок тока от 0 до 30 мА, приводят к значительным выбросам напряжения. Например, при отсутствии схемы TCC (Transient Control Circuit) наблюдаются выбросы до 1.5 В, а время стабилизации напряжения достигает 84.3 мкс [2].

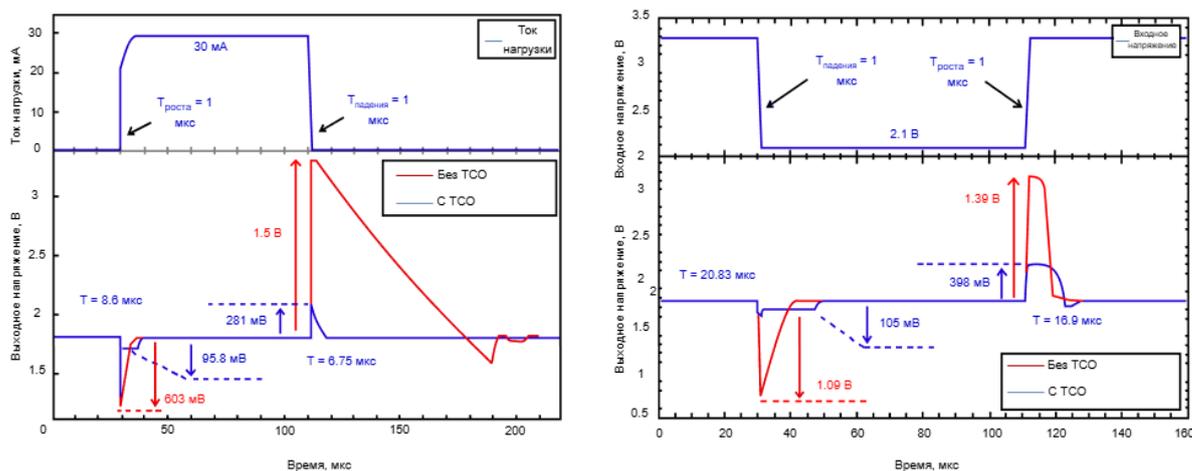


Рисунок 1 – Сравнение переходных процессов LDO с TCC и без него [2]

Это связано с замедленным откликом силового транзистора, чья скорость переключения ограничена низким током покоя 6.3 мкА, что вызывает локальный перегрев и дрейф параметров компонентов [2].

Аналогичные проблемы возникают в системах охлаждения на элементах Пельтье. Классические методы, основанные на обратной связи по температуре, страдают от инерционности: датчики температуры не успевают реагировать на быстрые изменения мощности процессора, что приводит к запоздалому регулированию тока Пельтье [1]. Это вызывает колебания температуры кристалла до 10–15°C и снижает надежность устройств.

Кроме того, при высоких токах через элемент Пельтье джоулевы потери в его полупроводниковых материалах становятся значительными, превращая его в дополнительный источник тепла. Например, при токе 10 А и сопротивлении 0.18 Ом выделяется 18 Вт паразитной мощности, что ухудшает общую эффективность охлаждения [1].

Рассмотренная информация выше демонстрирует, как температурные эффекты напрямую влияют на ключевые параметры систем: точность стабилизации напряжения, энергопотребление и срок службы устройств. Устранение этих проблем требует инновационных подходов, таких как динамическая компенсация переходных процессов [2] и управление охлаждением через мгновенные изменения мощности, а не температуры [1].

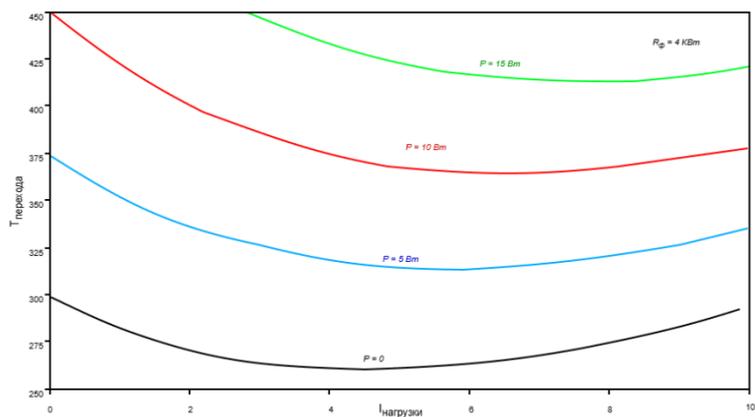


Рисунок 2 – Зависимость тока T_j от тока I_p [1]

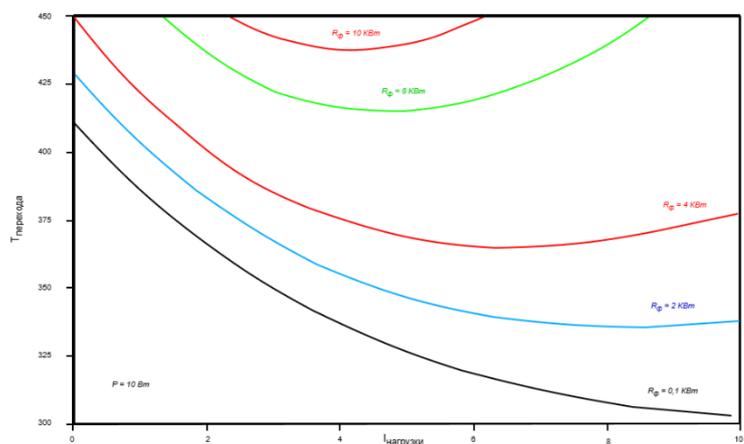


Рисунок 3 – Влияние R_f на T_j [1]

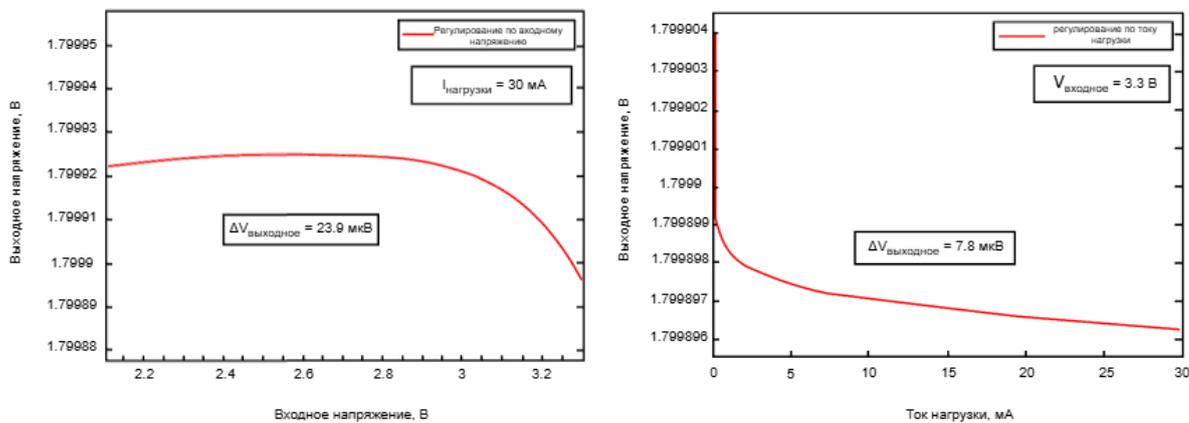


Рисунок 4 – Линейная и нагрузочная стабилизация [1]

Коэффициент нестабильности от всех дестабилизирующих факторов промышленно-выпускаемых стабилизаторов постоянного напряжения, как правило, составляет 1–2,5%. Такой точности вполне достаточно для обеспечения электропитанием основной массы электронных приборов. Но для ряда устройств необходимы системы электропитания повышенной стабильности с коэффициентом нестабильности от всех дестабилизирующих факторов менее 0,1 %, а в некоторых случаях – менее 0,01% [4].

Список использованных источников:

1. *Optimal Temperature Regulation of Integrated Circuits with Peltier Heat Pumps / De Mey G. ; Kos A. [et al.]//Energies, 2022. – P. 12.*
2. *A Fully Integrated 1.8 V Low-Power LDO Regulator with Dynamic Transient Control for SoC Applications / Zachos N.; Gogolou V. [et al.]// Electronics, 2024. – P. 18.*
3. Колобов, В.В. Баранник М.Б. *Прецизионный малошумящий источник высокого напряжения. М.: Изд-во Приборы и техника эксперимента, 2021. – 24 с..*
4. Цыбов, Н.Н. *Методы компенсации внутреннего сопротивления при проектировании прецизионных источников электропитания. М.: Изд-во Практическая силовая электроника, 2019. – 44 с.*

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ВЕНТИЛЯЦИИ С АДАПТИВНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ НА ОСНОВЕ ДАННЫХ О CO₂ И ЗАПЫЛЕННОСТИ

Азарчик К.В., Крат С.И.

Национальный детский технопарк, г. Минск, Республика Беларусь

Ловшенко И.Ю.

Разработана и реализована на базе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) SPARTAN 6 автоматизированная система вентиляции с адаптивным управлением на основе данных о CO₂ и запыленности. Система анализирует показания датчиков, регулирует работу вентилятора и отображает информацию на дисплее. Представлена структурная схема системы, включающая блоки анализа данных, принятия решений и настройки параметров. Применение ПЛИС обеспечивает масштабируемость и возможность программных обновлений. Результаты подтверждают эффективность адаптивного управления для создания комфортного микроклимата и снижения энергопотребления.

При проектировании систем вентиляции офисных и производственных зданий наибольшее внимание, как правило, уделяется энергосбережению, в то время как вопросы здоровья и работоспособности сотрудников, а также эксплуатационные расходы практически выпадают из рассмотрения. Системы вентиляции с адаптивным управлением охватывают все перечисленные вопросы в комплексе.

В процессе работы была разработана система вентиляции с адаптивным управлением по уровню CO₂ и концентрации пыли в воздухе рабочей зоны, обеспечивающей эффективное снижение энергопотребления здания, а также создание комфортных условий в помещениях [1, 2].

Были изучены принципы работы систем вентиляции и их роли в обеспечении комфортных условий в помещениях; основные компоненты и технические характеристики систем вентиляции; методы контроля и регулирования параметров воздушной среды, в частности, концентрации CO₂ в соответствии с нормативно-правовыми актами, действующими в Республике Беларусь и в мире.

Функционирование системы верифицировано с помощью тестовых воздействий на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС) семейства SPARTAN 6. Прототип системы успешно протестирован, что подтвердило корректность работы разработанного кода. Система способна анализировать данные с датчиков, принимать решения об изменении скорости вентилятора и отображать информацию о текущих параметрах воздуха на дисплее. Наличие интерфейса пользователя позволяет настраивать пороговые значения CO₂ и пыли, а также другие параметры. Структурная схема разработанной системы приведена на рисунке 1.

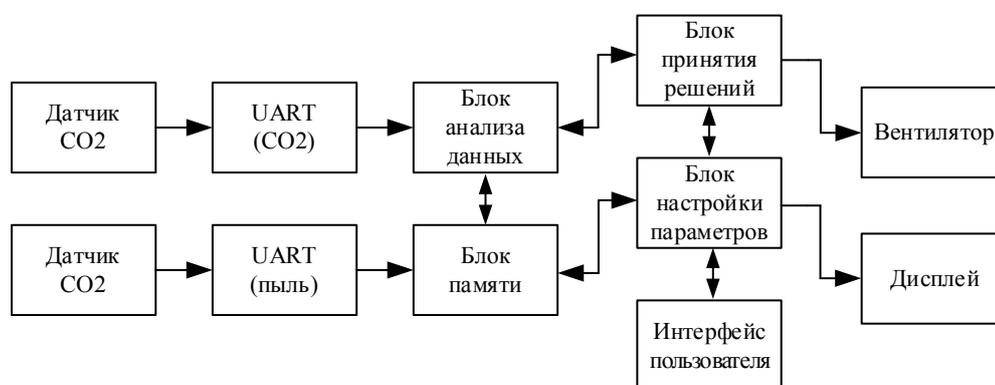


Рисунок 1 – Структурная схема разработанной системы

Применение ПЛИС для реализации системы вентиляции обеспечивает гибкость и масштабируемость. Использовано менее 5% ресурсов ПЛИС, что открывает возможности для расширения функциональности, например, интеграции дополнительных датчиков или реализации более сложных алгоритмов управления. Кроме того, ПЛИС позволяет производить программные обновления, добавляя новые функции и улучшая алгоритмы обработки данных без замены оборудования.

Результаты работы могут быть применены для создания систем вентиляции в различных типах помещений – жилых, производственных и общественных – для обеспечения комфортного микроклимата и повышения производительности труда.

Список использованных источников:

1. Elmansouri K., Abouzahir M., Et-Tahir A. FPGA Based on airflow Noise Cancelling of mechanical ventilation //International Journal of Innovation and Applied Studies. – 2020. – Т. 31. – №. 3. – С. 587-592.
2. Bazhenov R. et al. Fuzzy Controller for Automatic Ventilation Control System //Advances in Artificial Systems for Medicine and Education V. – Springer International Publishing, 2022. – С. 95-104.

SPICE-МОДЕЛИРОВАНИЕ 9Т-ЯЧЕЙКИ ПАМЯТИ С МНОГОУРОВНЕВОЙ МЕТАЛЛИЗАЦИЕЙ

Сеньковец А.Д.¹, Уколов Д.В.¹, Новиков П.Э.^{1,2}

¹Национальный детский технопарк, г. Минск, Республика Беларусь

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, г. Минск, Республика Беларусь

Ловшенко И.Ю.

Выполнено компьютерное моделирование 9-транзисторной ячейки памяти с произвольным доступом с учетом паразитных элементов. Приведен поток проектирования интегральных схем, включающий исследование 3D-структур и извлечение паразитных параметров. Проведено приборно-технологическое и схемотехническое моделирование в программном комплексе компании *Silvaco*. Проведен анализ переходных процессов с целью исследования целостности сигналов и верификации работы устройства.

Стремительное развитие рынка полупроводниковой памяти и необходимость её интеграции для задач искусственного интеллекта и *IoT* делают исследования в этой области одними из наиболее актуальных в микроэлектронике [1]. Кроме того, масштабирование технологий, улучшение производительности и плотности памяти, одновременно создает ряд проблем, требующих поиска эффективных решений путем применения методов компьютерного моделирования.

Поток компьютерного проектирования интегральных схем с учетом паразитных элементов включает этапы описания технологии, задания правил проектирования, создания топологии в формате GDSII, извлечения нетлиста, 3D-приборного моделирования, извлечения паразитных параметров, формирования электрической схемы с паразитными элементами, моделирования временных характеристик и проверки целостности сигнала. Такой подход позволяет учитывать влияние паразитных эффектов на работу схемы, что особенно важно при проектировании современных цифровых КМОП-устройств. В качестве примера реализации такого подхода рассмотрен процесс моделирования базового цифрового устройства – ячейки памяти, состоящей из 9 транзисторов.

Проектирование и моделирование *n*- и *p*-канальных МОП-транзисторов осуществлялось с использованием модуля *Victory Process* программного комплекса компании *Silvaco*. Процесс моделирования можно условно разделить на 11 этапов: задание подложки и расчетной сетки, формирование кармана *n*-типа, формирование подзатворного диэлектрика, коррекция порогового напряжения, формирование поликремниевого затвора, формирование *p*⁺⁺-областей, формирование металлических контактов, контроль технологических и конструктивных параметров, задание электродов, сохранение и визуализация структуры.

Ячейка статической памяти с произвольным доступом (англ. *Static Random Access Memory* – *SRAM*) состоит из триггера, поэтому данные сохраняются до тех пор, пока подается питание, и не требуется операция обновления. *SRAM* в основном используется для кэш-памяти в микропроцессорах, мейнфреймах, инженерных рабочих станциях и устройствах с ручным управлением благодаря высокой скорости и низкому энергопотреблению. Каждый бит в *SRAM* хранится на четырех транзисторах, образующих два перекрестно-связанных инвертора. Для исследования выбрана ячейка *SRAM* (рисунок 1), состоящая из 9 транзисторов (9Т). Верхняя область схемы, включающая транзисторы *M3–M5* и *M7–M9*, представляет собой более распространенную ячейку 6Т *SRAM*, в которой и происходит хранение данных. Два транзистора доступа записи (*M3* и *M4*) управляются сигналом записи (*WLM*). Нижняя область схемы состоит из транзисторов доступа к разрядной линии (*M6* и *M2*) и транзистора доступа чтения (*M1*). Транзисторы *M6* и *M2* управляются данными, хранящимися в ячейке. *M1* управляется отдельным сигналом (*eval*) [2].

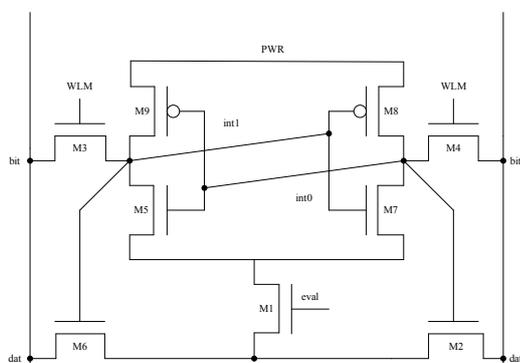


Рисунок 1 – Электрическая схема 9Т *SRAM*

Для моделирования электрических характеристик 9Т ячейки памяти необходимо сгенерировать список соединений (*netlist*), описать используемые модели транзисторов (указать их *SPICE*-параметры)

и указать параметры интересующих анализов. Моделирование схмотехнического решения выполнено в модуле *Smatspice* программного комплекса компании *Silvaco*. Каждый компонент представлен в виде математической модели, которая прикрепляется к компоненту в виде *SPICE*-модели [3]. Модели не полностью отражают характеристики реальных компонентов, а их проработка определяет достоверность характеристик. В проекте использованы следующие компоненты: *n*- и *p*-канальные МОП-транзисторы, конденсатор, источники напряжения (сигналов).

На рисунке 2 показано 3D-представление ячейки памяти, полученное в результате компьютерного моделирования. В основе лежит кремниевая подложка с поликремниевыми затворами транзисторов, изолированными тонким оксидным слоем. Над ними построена сложная система межсоединений из четырех металлических уровней: три нижних слоя из алюминия и верхний медный слой. Между металлическими слоями расположены диэлектрические прослойки из оксида и нитрида кремния, а вертикальные соединения выполнены вольфрамом через контактные отверстия. Верхняя часть защищена толстым пассивирующим слоем. Все материалы имеют строго заданные электрофизические параметры, обеспечивающие точное моделирование работы устройства. Подобная организация устройства обуславливает возникновение порядка 1 000 паразитных элементов с общими номиналами сопротивлений и емкостей более 5 Ом и 10 нФ соответственно.

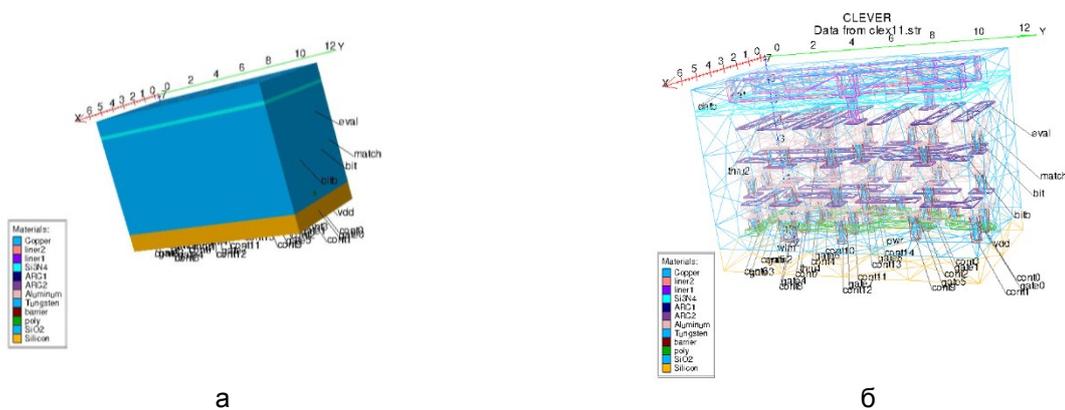


Рисунок 2 – 3D-представление 9Т SRAM (а) и ее система металлизации (б)

Основным видом анализа, используемым при выполнении проекта на схмотехническом уровне, является *TRAN*-анализ. По этой директиве выполняется анализ переходного процесса. Это наиболее информативное моделирование схемы. В процессе анализа рассматриваются последовательные операции записи в ячейку. В качестве испытательных сигналов применены независимые источники. Результат анализа переходных процессов приведен на рисунке 3.

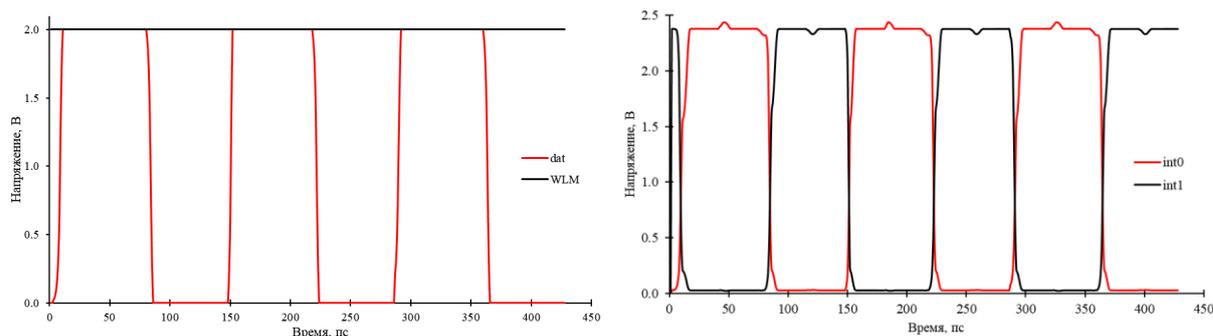


Рисунок 3 – Результат анализа переходных процессов 9Т SRAM

Результаты моделирования подтверждают работоспособность разработанной 9Т ячейки SRAM и демонстрируют её потенциал для использования в современных микроэлектронных устройствах.

Список использованных источников:

1. Gul W. SRAM cell design challenges in modern deep sub-micron technologies: An overview / W. Gul, M. Shams, D. Al-Khalili // *Micromachines*. – 2022. – V. 13, № 8. – P. 1332.
2. Gadhe A. Read stability and Write ability analysis of different SRAM cell structures / A. Gadhe, U. Shirode // *International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA)*. – 2013. – V. 3, № 1. – P. 1073–1078.
3. Руководство пользователя Имитатора SPICE – Altium Designer 22 Техническая документация [Электронный ресурс]. – URL : <https://www.altium.com/ru/documentation/altium-designer/spice-simulation-guide?version=22> (дата доступа : 15.04.2025).

УДК 533.9.924:621.793.18

ОСОБЕННОСТИ ЗАДАНИЯ ГРАНИЧНЫХ УСЛОВИЙ ПРИ ОЦЕНКЕ ПРОЦЕССА ОХЛАЖДЕНИЯ МИШЕНИ МАГНЕТРОННОЙ РАСПЫЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ РАЗНОСТЕЙ

Иванов А.С., студент группы 143201

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

Шекелевский В.В. – магистр, аспирант 3 курса БГУИР

Аннотация. В данной работе рассматриваются применения различных граничных условий при оценке процесса охлаждения мишени магнетронной распылительной системы с использованием метода конечных разностей. Приведено краткое описание используемой методики, а также сравнение расчетов с Comsol Multiphysics.

Ключевые слова. Магнетронная распылительная система, численные методы, уравнение теплопроводности, метод конечных разностей, метод конечных элементов.

Магнетронная распылительная система (МРС) является одним из самых распространенных методов ионно-плазменного напыления тонкопленочных покрытий. Для увеличения срока эксплуатации таких систем существует необходимость в эффективной системе охлаждения магнитной системы и мишени МРС. В виду этого разработка численных методов расчета процесса охлаждения магнетрона позволит облегчить задачу проектирования системы охлаждения, а также снизить на это временные и материальные затраты.

Методика. В данной работе при численном моделировании процесса охлаждения мишени магнетронной распылительной системы было использовано двухмерное нестационарное уравнение теплопроводности [1]:

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{\lambda}{\rho C_p} \left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} \right) + Q(x) \quad (1)$$

где ρ – плотность материала; C_p – удельная теплоёмкость; λ – коэффициент теплопроводности; T – температура; $Q(x)$ – тепловой поток.

Для решения данного уравнения использовался метод конечных разностей с неявной схемой решения и метод прогонки для решения систем линейных уравнений. Прогоночное соотношение, используемое в методе прогонки

$$T_{i,j}^{n+1} = \alpha_i T_{i+1,j}^{n+1} + \beta_i \quad (2)$$

$$\text{где } \alpha_i = \frac{a_i}{b_i - c_i \alpha_{i-1}}; \quad \beta_i = \frac{c_i \beta_{i-1} - f_i}{b_i - c_i \alpha_{i-1}}; \quad c_i = a_i = 2 \frac{\lambda}{h^2}; \quad b_i = 2 \frac{\lambda}{h^2} + \frac{C_p \rho}{\tau}; \quad f_i = \frac{-\rho C_p T}{\tau}$$

В данной работе нами рассматривались граничные условия первого и второго рода. К первому роду (Дирихле) относят условия, при которых значения функции в определенных узлах остаются постоянными на всей временной шкале, при этом коэффициенты α и β остаются постоянными и исключаются из прогоночного соотношения заменяя уравнение 2 на $T_{ij} = const$.

К условиям второго рода (Неймана) в задачах термодинамики относят наличие теплового потока для каждой точки поверхности (или границы) тела в любой момент времени. При этом для внутренних

источников тепла учитывается изменение коэффициента $f_i = \frac{-\rho C_p T}{\tau} - Q_i$, где Q_i – поток тепла в узле.

Для граничных узлов выполняется соотношение $-\lambda \frac{\partial T}{\partial \vec{n}} = Q_i$ [2], где \vec{n} – нормаль к поверхности.

Результаты и выводы. Для оценки процесса охлаждения мишени нами была написана программа с использованием языка программирования Python 3.10. При этом решалось уравнение 1, где в качестве расчетной модели использовалась упрощенная двухмерная модель магнетрона, изображенная на рисунке 1.

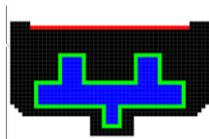


Рисунок 1 – Упрощённая схема магнетрона, использованная при расчетах

Красными пикселями была показана граница мишень-магнетрон. В этих точках была задана температура – 100 °С и поток тепла $Q = 10000 \text{ Вт/м}^2$ в решении с границами первого и второго родов соответственно. Зелеными пикселями была показана граница между магнетроном и трубками, в которых протекает вода. В этих точках была задана температура – 0 °С и поток тепла $Q = -10000 \text{ Вт/м}^2$. Синими пикселями была выделена сама вода. Размер схемы 200×200 узлов. Было проведено 1000 итераций алгоритма для обеспечения сходимости. Результаты вычислений в нашей программе приведены на рисунках 2 а и 2 в. Результаты расчета в программном комплексе *Comsol Multiphysics*, применяющий метод конечных элементов, на рисунках 2 б и 2 г.

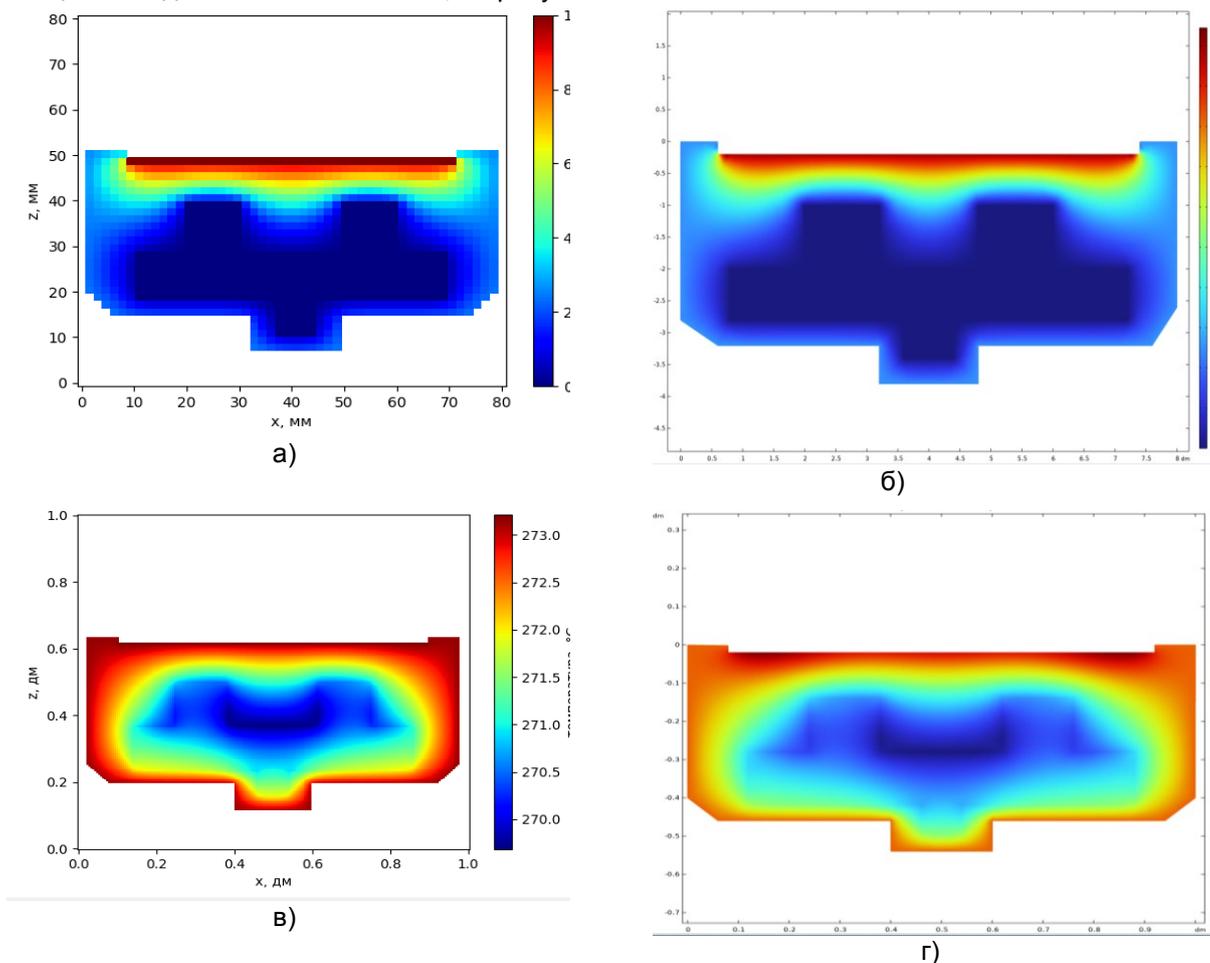


Рисунок 2 – Результаты расчетов с граничными условиями первого рода в нашей программе (а) и *Comsol Multiphysics* (б), граничными условиями второго рода в нашей программе (в) и *Comsol Multiphysics* (г)

Как видно из рисунков, расчеты, полученные с использованием написанной нами программы на *Phyton*, показывают хорошее соответствие с расчетами *Comsol Multiphysics*. Расчет относительной погрешности вычислений показывает среднее отклонение менее 1%. При этом полученные данные позволяют оценить температурное распределение внутри магнетрона, а также в случае вторых граничных условий оценить эффективность отвода тепла от поверхности мишени.

Таким образом рассмотрено применение метода конечных разностей для моделирования теплового поля в магнетронной распылительной системе при использовании первых и вторых граничных условий. Приведено краткое описание реализации метода, а также сравнение с расчетом в *Comsol Multiphysics*. При этом средняя получаемая относительная погрешность вычислений меньше 1%, что говорит о правильности описанной методики и ее применимости для решения практических задач.

Список использованных источников:

1 Кольцова, Э. М. Численные методы решения уравнений математической физики и химии : учебное пособие для вузов / Э. М. Кольцова, А. С. Скичко, А. В. Женса. – Москва : Юрайт, 2024. – 220 с.
 2 Разностные методы решения задач теплопроводности: учебное пособие. / Г.В. Кузнецов, М.А. Шеремет. – Томск: Изд-во ТПУ, 2007. – 172 с.

ОБЗОР ОТЕЧЕСТВЕННЫХ СИСТЕМ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫХ БОЛЬШИХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Чичин И.И.

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

Корсак К.В. – ассистент каф. МиНЭ

Данная работа посвящена обзору САПР «Ковчег» — отечественной системы для разработки специализированных больших интегральных схем (СБИС) на основе базовых матричных кристаллов (БМК). Рассмотрена классификация СБИС, особенности БМК НПК «Технологический центр», архитектура «Ковчег», библиотеки ячеек, методы синтеза и диагностики. Приведено сравнение с программируемыми логическими интегральными схемами. Проанализированы преимущества системы перед зарубежными аналогами для проектирования СБИС в спецаппаратуре.

Специализированные большие интегральные схемы (СБИС) играют ключевую роль в аппаратуре специального назначения, такой как аэрокосмическая, военная и научная техника, где предъявляются высокие требования к надежности, стойкости к внешним воздействующим факторам (ВВФ) и долговечности [1]. В условиях необходимости импортозамещения и обеспечения технологической независимости разработка и применение отечественной электронной компонентной базы (ЭКБ), особенно СБИС, приобретает первостепенное значение. Среди различных подходов к созданию СБИС важное место занимают полузаказные микросхемы на основе базовых матричных кристаллов (БМК) и базовых структурированных кристаллов (БСК), которые позволяют найти компромисс между сроками разработки, стоимостью и производительностью для мелко- и среднесерийного производства [2]. Эффективность их проектирования напрямую зависит от уровня развития и использования систем автоматизированного проектирования (САПР).

Классификация БИС включает микросхемы общего применения и специализированные микросхемы. Специализированные БИС, в свою очередь, делятся на заказные и полузаказные. Заказные БИС разрабатываются с нуля под конкретное применение, что обеспечивает высокую функциональность и надежность, но требует значительных затрат и времени [3]. Полузаказные БИС создаются на основе БМК или БСК, что сокращает сроки и стоимость разработки. Программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) также относятся к специализированным микросхемам, обладая гибкостью, но уступая по надежности и энергопотреблению [4].

НПК «Технологический центр» выпускает семейство серий отечественных БМК, включая серии 5503, 5507, 5521, 5528 и 5529. Эти серии различаются по технологическим нормам, напряжению питания и количеству вентиляей. Например, серия 5503 выполнена по КМОП-технологии с нормами 1,5 мкм и напряжением питания 5 В, поддерживая до 5478 вентиляей [5]. Серия 5529, выполненная по КМОП-технологии на структурах «кремний на изоляторе» с нормами 0,25 мкм, поддерживает до 4,2 млн вентиляей [6]. Эти БМК предназначены для аппаратуры специального назначения, обеспечивая высокую надежность и стойкость к ВВФ.

При выборе элементной базы для аппаратуры спецназначения часто возникает сравнение БМК и программируемых логических интегральных схем (ПЛИС). БМК обладают преимуществами в виде повышенной надёжности (за счёт отсутствия избыточных программируемых элементов), пониженного энергопотребления и стойкости к ВВФ, сопоставимой с заказными СБИС. Важным фактором является гарантированная длительная поддержка производства БМК (более 15 лет) [7]. ПЛИС обеспечивают максимальную гибкость и кратчайшие сроки модификации, но уступают в надёжности и энергоэффективности. Для объединения преимуществ обеих технологий в САПР «Ковчег» реализован гибридный подход – технология прототипирования БМК-ПЛИС-БМК [8]. Она позволяет выполнять разработку и многократную отладку проекта СБИС в базисе БМК, используя ПЛИС в качестве имитатора в составе реальной аппаратуры, до физического изготовления кристалла. Это существенно сокращает цикл разработки, снижает риски и обеспечивает получение проверенного проекта для производства на БМК [8].

САПР «Ковчег» — отечественная система для проектирования полузаказных БИС на БМК, разработанная НПК «Технологический центр». Архитектура САПР включает подсистемы графического редактора схем, функционально-логического моделирования, размещения ячеек, синтеза топологии, верификации, анализа устойчивости и расчета параметров топологии [9]. Библиотеки функциональных ячеек (логические, триггерные, периферийные, цифроаналоговые) адаптированы под серии БМК, что обеспечивает совместимость и оптимизацию ресурсов кристалла [10]. Методы синтеза логических схем в «Ковчег» поддерживают минимизацию функций и оптимизацию для повышения производительности и снижения площади [11]. Инструменты диагностики включают функционально-логическое моделирование для анализа поведения схемы и верификацию для проверки соответствия требованиям. Графический редактор схем обеспечивает визуальный ввод, а поддержка SystemVerilog

позволяет описывать сложные схемы текстуально. САПР "Ковчег" также поддерживает импорт проектов из других САПР, что упрощает интеграцию существующих разработок [12].

САПР «Ковчег» включает подсистему синтеза комбинационных схем из таблиц истинности [13]. Процесс синтеза включает этап логической оптимизации (минимизация ДНФ по методу Квайна [14], преобразование в AIG [15] с использованием алгоритмов типа Rewrite [16]) и этап технологического отображения (mapping) на ячейки целевой библиотеки БМК с учётом критериев минимальной площади или максимального быстродействия [17]. Результаты синтеза демонстрируют сопоставимость с коммерческими САПР, такими как Synopsys Design Compiler [18]. Важной частью САПР являются инструменты диагностики и верификации. Реализована методика локализации ошибок, выявленных при моделировании, с использованием интерактивной расстановки контрольных точек и визуализации состояний схемы [19]. Генерируемые САПР тесты используются как для отладки на ПЛИС-имитаторах с применением контрольно-диагностических стендов (например, на базе NI PXI) [20], так и для производственного контроля СБИС. САПР позволяет импортировать RTL-описания на Verilog/SystemVerilog из сторонних средств разработки и экспортировать структурное описание проекта в формате EDIF 2.0 для использования в САПР ПЛИС при прототипировании [8].

Хотя мировые САПР (Cadence, Synopsys, Mentor Graphics) обладают широкой функциональностью, ключевым преимуществом САПР «Ковчег» является её глубокая интеграция и оптимизация под конкретные отечественные технологические процессы и библиотеки элементов БМК/БСК НПК «Технологический центр». Это обеспечивает высокую эффективность использования ресурсов кристалла, точность моделирования, предсказуемость характеристик и полное соответствие требованиям, предъявляемым к отечественной ЭКБ для аппаратуры специального назначения. Конкурентоспособность САПР «Ковчег» подтверждается, в частности, сопоставимыми результатами логического синтеза [13]. В заключение, САПР «Ковчег» является зрелой отечественной системой автоматизированного проектирования, предоставляющей разработчикам полный набор инструментов для создания современных СБИС на базе БМК/БСК НПК «Технологический центр», включая эффективные средства верификации и уникальную технологию прототипирования, что имеет стратегическое значение в контексте импортозамещения.

Список использованных источников:

1. ГОСТ Р 57435-2017 «Микросхемы интегральные. Термины и определения».
2. Денисов А. Н., Коняхин В. В. Полузаказные БИС на основе БМК и БСК для аппаратуры специального назначения // Вестник НПК «Технологический центр». — 2020. — № 1. — С. 5-12.
3. Басаев А. С., Гришин В. Л. Космическое приборостроение: главное — правильная концепция // Электроника НТБ. — 2009. — № 8. — С. 4-10.
4. Разработка аппаратуры космического применения с использованием базовых матричных кристаллов / А. Н. Денисов, В. В. Корнилов, А. Н. Якубов, В. П. Беликов // Вестник корпорации Лавочкина. — 2012. — № 5. — С. 67-72.
5. Микросхемы интегральные 5503БЦ7У. Технические условия АЕЯР.431260.272 ТУ.
6. Микросхемы интегральные 5529ТНО34, 5529ТНО35. Технические условия АЕНВ.431260.013 ТУ.
7. Разработка аппаратуры космического применения с использованием базовых матричных кристаллов / А. Н. Денисов, В. В. Корнилов, А. Н. Якубов, В. П. Беликов // Вестник корпорации Лавочкина. — 2012. — № 5. — С. 67-72.
8. Денисов, А. Н. Методология проектирования аппаратуры по технологии БМК-ПЛИС-БМК / А. Н. Денисов // Известия вузов. Электронная техника. — 2009. — № 5 (79). — С. 85-87.
9. Денисов, А. Н. Методология проектирования аппаратуры по технологии БМК-ПЛИС-БМК / А. Н. Денисов // Известия вузов. Электроника. — 2009. — № 5 (79). — С. 85-87.
10. САПР специализированных СБИС «Ковчег» / В. В. Коняхин, С. В. Гаврилов, В. И. Алешина, М. М. Макарецца // Методы и алгоритмы САПР СБИС: тез. докл. конф. — [Б. м.], 2015. — С. 225-230.
11. Библиотека функциональных ячеек для проектирования полузаказных микросхем серий 5503 и 5507 / А. Н. Денисов, Р. А. Фёдоров, В. В. Корнилов, Р. А. Фёдоров; под общ. ред. А. Н. Саурова. — Москва: Техносфера, 2012. — 304 с.
12. Алешина В. И., Фролов С. Н., Макарецца М. М., Голенкевич А. Д. Синтез комбинационных схем из таблиц истинности в маршруте проектирования САПР «Ковчег» // Техника и технология: новые перспективы развития: материалы XVI Междунар. науч.-практ. конф. — [Б. м.], 2015. — С. 51-54.
13. Гаврилов С. В., Денисов А. Н., Малашевич Н. И., Росляков А. С., Фёдоров Р. А. Диагностирование самосинхронных функциональных ячеек средствами САПР «Ковчег» // Известия вузов. Электроника. — 2011. — № 1 (87). — С. 40-45.
14. Алешина, В. И. Синтез комбинационных схем из таблиц истинности в маршруте проектирования САПР «Ковчег» / В. И. Алешина, С. Н. Фролов, М. М. Макарецца, А. Д. Голенкевич // Техника и технология: новые перспективы развития : материалы XVI Междунар. науч.-практ. конф. — [Б. м.], 2015. - С. 51-54.
15. Закревский, А. Д. Логические основы проектирования дискретных устройств / А. Д. Закревский, Ю. В. Поттосин, Л. Д. Черемисинова. — М. : ФИЗМАТЛИТ, 2007. — 592 с. — ISBN 978-5-9221-0811-9.
16. Khatri, S. P. Advanced techniques in logic synthesis, optimizations and applications / S. P. Khatri, K. Gulati. — Springer, 2011.
17. Mishchenko, A. DAG-Aware AIG Rewriting / A. Mishchenko, S. Chatterjee, R. Brayton // Design Automation Conference (DAC'06), San Francisco, Calif., July 24-28, 2006 : proc. — [S.l.], 2006.
18. Mishchenko, A. Technology mapping with Boolean matching, super-gates and choices : ERL tech. rep. / A. Mishchenko, S. Chatterjee, R. Brayton, X. Wang, T. Kam ; EECS Dept., UC Berkeley. — Berkeley, 2005. — Mar.
19. Гагарина, Л. Г. Эффективный метод локализации ошибок при проектировании специализированных БИС / Л. Г. Гагарина, И. О. Гайдук, Е. А. Кремер, А. В. Можжухина // Известия вузов. Электроника. — 2019. — Т. 24, № 5. - С. 530-538.
20. Гаврилов, С. В. Средства оперативной разработки полузаказных БИС / С. В. Гаврилов, А. Н. Денисов, В. В. Коняхин // Актуальные проблемы твердотельной электроники и микроэлектроники ПЭМ-2002 : тр. 8-й Между-нар. конф. — Таганрог, 2002. — С. 56.

КОНСТРУКТИВНЫЕ И ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ОСОБЕННОСТИ ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ ТЕРМОРЕЗИСТИВНЫХ ТРУБЧАТЫХ КАЛОРИМЕТРИЧЕСКИХ СЕНСОРОВ МОЩНОСТИ МИКРОВОЛНОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Машукевич И.А., Бурый А.П.

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

Плиговка А.Н. – канд. техн. наук

В работе представлен анализ конструктивных и функциональных особенностей, недостатков и достоинств современных тонкопленочных терморезистивных трубчатых калориметрических сенсоров, а также разработаны практические рекомендации по оптимизации технических решений для их проектирования и разработки.

Калориметрические сенсоры мощности микроволнового излучения являются актуальными объектами разработки и широко используются в различных областях человеческой деятельности, поскольку они играют ключевую роль в прецизионных измерениях мощности микроволнового излучения. Высокая точность и стабильность таких сенсоров делают их востребованными в различных областях науки и техники, включая радиофизику, телекоммуникации, радиолокацию, медицинскую диагностику [1; 2]; метрологию и контроль параметров высокочастотных излучателей [1–3]; при анализе физических и химических свойств материала в промышленности, например, для обнаружения фальсификации бензина и масла [1–3]; в космических технологиях, например, в различного рода спутниках [2; 4]; при исследовании плазмы [5] и др.

В данной работе будут рассмотрены конструктивные и функциональные особенности современных типовых тонкопленочных терморезистивных трубчатых калориметрических сенсоров. Проведен анализ их достоинств и недостатков с точки зрения эффективности, экономичности, уровня технической реализации и технологичности, а также выбраны оптимальные технические решения для проектирования и разработки тонкопленочного терморезистивного трубчатого калориметрического сенсора.

В работе [6] представлена конструкция тонкопленочного терморезистивного трубчатого калориметрического сенсора на основе кремниевой подложки, платиновых терморезисторов и тонкой никелевой пленки. Конструкция данного сенсора состоит из алюминиевого корпуса и двух впаянных в него волноводов. Внутри корпуса для термостабилизации размещен теплоизоляционный наполнитель. Волноводы, позолоченные внутри, изготовлены из никелевого сплава с низкой теплопроводностью, толщина стенок 70 мкм, длина волновода 24 мм. Малая толщина волновода требуется для высокой теплопередачи и низкой теплоемкости. Волновод имеет клиновидную форму, его конец зарезан под углом в 10° . Срез нужен, чтобы установить на него нагрузку с терморезистором и нагревателем, а угол выбран таким образом, чтобы увеличивался коэффициент стоячих волн. Нагрузка представляет собой кремниевую пластину толщиной 400 мкм, на поверхность которой нанесена тонкая металлическая пленка никеля, имеющая поверхностное сопротивление $100 \text{ Ом} \cdot \square^{-1}$. С обратной стороны кремниевой пластины наклеены с помощью эпоксидного клея платиновые терморезисторы, выполняющие роль нагревателя и сенсора. Закрывается корпус медной крышкой, а выводы сенсора и нагревателя припаяны к контактам печатной платы. Данная конструкция отличается простотой, высокой чувствительностью и скоростью измерения, широким диапазоном измеряемых частот, предусматривает функцию разогрева за счет нагревателя, вследствие чего снижается влияние температуры окружающей среды. В данной конструкции имеется улучшенная термостабилизация за счет наличия в сенсоре теплоизоляционного наполнителя. Недостатками данной конструкции являются: высокая стоимость за счет использования платины и золота, большие размеры сенсора, что снижает скорость измерения при малых измеряемых мощностях.

Сенсор в работе [7] имеет следующую конструкцию. На кварцевую подложку напыляют тонкую пленку титана. Номинальная толщина пленки составляет 15,5 нм, а его поверхностное сопротивление составляет $27 \text{ Ом} \cdot \square^{-1}$. В данной конструкции титановая пленка является термочувствительной и соединена с контактными площадками, покрытыми золотом толщиной 100 нм. Для защиты от воздействий окружающей среды, контактные площадки были покрыты 50 мкм полиимидом. Данный сенсор имеет более высокую скорость измерения при малых мощностях, меньшие размеры и вес, чем конструкция Erickson [6], отличается простотой, является более экономичной и технологичной. Однако данный сенсор также имеет недостатки: использование пленки титана вместо платинового терморезистора повышает теплопроводность и снижает теплоемкость устройства, однако, также снижается точность измерения; отсутствует химически инертный материал на активном слое титана (например, полиимид), из-за чего возникает риск окисления пленки титана под действием влияния

окружающей среды; отсутствует функция нагрева для исключения влияния температуры окружающей среды.

Известна еще одна конструкция тонкопленочного калориметрического сенсора [8]. В данной конструкции с помощью DC-магнетрона на стеклянную подложку диаметром 100 мм и толщиной 400 мкм распыляют алюминий и сплав WTi10%. Алюминиевая пленка была удалена частично. Далее с помощью барьерного анодирования формировали поглотительный слой WTi10%, имеющий сопротивление $105 \text{ Ом} \cdot \square^{-1}$. На оставшейся половине подложки создавалась столбиковая тонкопленочная структура путем пористого анодирования и реанодирования. После химической планаризации на поверхности анодного оксида алюминия формировали два прямоугольных никелевых контакта, – данная структура выступала в качестве термочувствительного элемента. Представленная конструкция имеет высокий температурный коэффициент сопротивления, работает в широком диапазоне частот микроволнового излучения, обладает малыми размерами, может быть встроена в современные СВЧ приборы, так как технологические процессы и материалы для ее изготовления широко используются на отечественных предприятиях микроэлектроники. К недостаткам данной конструкции можно отнести отсутствие термостабилизирующей части для компенсации температуры окружающей среды.

В работе [9] представлена конструкция многослойного тонкопленочного трубчатого калориметрического сенсора на кремниевой пластине. Сенсор представляет собой четыре слоя на кремниевой пластине толщиной 200 мкм, выполняющей роль поглотителя. Первый и последний слой – это защитный слой полиимида толщины 50 мкм. Кроме того, на поверхности пластины сформирован изоляционный SiO_2 толщиной 1 мкм. Четвертым слоем является тонкая платиновая пленка, которая служит датчиком температуры и имеет форму меандра. Electroды, соединенные с платиновой пленкой, покрыты тонкой пленкой золота толщиной 100 нм и располагаются в четвертом слое вместе с полиимидом, на поверхность которого устанавливается волновод, запыленный под эффективным углом. Несмотря на высокую практичность и хорошую проработку, конструкция имеет ряд значительных недостатков, например, высокие тепловые потери из-за отсутствия теплоизоляции, отсутствие нагревателей или иных решений, способных устранить влияние окружающей среды на результат измерения и решить проблему теплового равновесия. Также к недостаткам можно отнести высокую стоимость изготовления из-за использования платины в качестве термочувствительного элемента и золота в качестве контактного слоя, кроме того, данная конструкция обладает высоким временем отклика на частотах 110–170 ГГц.

Анализ особенностей, достоинств и недостатков представленных конструкций с точки зрения эффективности, экономичности, уровня технической реализации и технологичности позволил выделить оптимальные технические решения для проектирования и разработки тонкопленочного терморезистивного трубчатого калориметрического сенсора. Во-первых, рекомендуется использовать в конструкции нагревательный или термостабилизирующий элемент, а также теплоизоляцию. Во-вторых, рекомендуется пассивировать внешние слои сенсора защитной пленкой. В-третьих, рекомендуется разрабатывать сенсор из экономических и технологически доступных материалов, не использовать экзотическое, дорогостоящее оборудование и технологические операции. В-четвертых, рекомендуется в процессе изготовления применять микро- и наноструктурирование, чтобы сенсор обладал минимальными размерами и был совместим с большим количеством волноводов, корпусов и конструкций.

В качестве оптимальных технических решений для проектирования и разработки тонкопленочного терморезистивного трубчатого калориметрического сенсора следует использовать в качестве защитного слоя полиимид или оксидную пленку, нагреватель и теплоизоляционный наполнитель для термостабилизации, технологичные, экономичные и эффективные материалы для термочувствительного элемента и поглощающего слоя на основе пористой пленки оксида алюминия с наноструктурированным столбиковым оксидом сплава WTi10% или ниобия.

Список использованных источников:

1. Liu, C. *Microwave Sensors and Their Applications in Permittivity Measurement*. Т. 24 / C. Liu, C. Liao, Y. Peng, u др. – Multidisciplinary Digital Publishing Institute (MDPI), 2024.
2. Chowdhury, M.Z.B. A tunable star-shaped highly sensitive microwave sensor for solid and liquid sensing / M.Z.B. Chowdhury, M.T. Islam, A. Alzamil u др. // *Alexandria Engineering Journal*. – 2024. – Т. 86. – С. 644-662.
3. Sánchez, J.R. Microwave calorimeter for dielectric and thermal analysis of materials / J.R. Sánchez, J.D. Gutiérrez-Cano, P.J. Plaza-González u др. // *Energy*. – 2023. – Т. 263. DOI: 10.1016/j.energy.2022.125909.
4. Bennett, C.L. COBE differential microwave radiometers - Calibration techniques / C.L. Bennett, G.F. Smoot, M. Janssen u др. // *The Astrophysical Journal*. – 1992. – Т. 391. – С. 466.
5. Mendel Rosario, L. *Calorimetric Measurements of the Output Power of the 2.48 GHz Commercial Magnetron* / L. Mendel Rosario, R.B. Tumlos, L.D. Mendel Rosario. – 2004.
6. Erickson, N. A Fast, Very Sensitive Calorimetric Power Meter for Millimeter to Submillimeter Wavelengths / N. Erickson. – 2002.
7. Kamble, H. D-Band Thin-Film Resistive Line Bolometer as Transfer Standard / H. Kamble, M. Salek, X. Wang u др. // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2023. – Т. 71. – № 11. – С. 4882-4892.
8. Hoha, A. Thin Film Microwave Absorber-Column-like Thermistor Couple Fabricated via Anodizing of Al/WTi for Rectangle Waveguide Calorimeter Sensor / A. Hoha, U. Turavets, A. Poznyak, A. Pligovka // *Proceedings of the IEEE Conference on Nanotechnology*. – IEEE Computer Society, 2024. – С. 302-305.
9. Salek, M. Design, Fabrication, and Characterization of a D-Band Bolometric Power Sensor / M. Salek, M. Celep, T. Weimann u др. // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. – 2022. – Т. 71. DOI: 10.1109/TIM.2022.3159009.

ВЛИЯНИЕ ТОЛЩИН КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ НА ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С КРУГОВЫМ ЗАТВОРОМ

Корсак К.В., Волчик К.О.

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

Ловиенко И.Ю. – старший преподаватель каф. МиНЭ

В данной работе рассматриваются вопросы определения основных электрофизических параметров полевых транзисторов с круговым затвором. Представлены методики анализа и моделирования ключевых характеристик данных приборов, направленные на выявление оптимальных режимов технологических процессов и конструктивных параметров. Проведён анализ влияния геометрических и технологических факторов на эксплуатационные свойства транзисторов. Полученные результаты способствуют повышению стабильности и надёжности работы полевых транзисторов в составе электронных устройств.

Проектирование полевых транзисторов с кольцевым затвором требует строгого контроля геометрических и конструктивных параметров, поскольку их неоптимальные значения могут привести к ухудшению ключевых электрических характеристик: снижению тока насыщения, увеличению тока утечки и уменьшению энергоэффективности устройства. В связи с этим, проведение систематического анализа влияния толщины функциональных слоёв на эксплуатационные параметры транзистора приобретает особую важность [1–3].

Целью исследования является определение основных электрических параметров вертикального полевого транзистора с кольцевым затвором (GAAFET), а также выявление оптимальных значений конструктивно-технологических факторов, обеспечивающих улучшение выходных характеристик устройства [4]. Объектом исследования выбрана структура вертикального полевого транзистора с кольцевым затвором, в которой в качестве активной области используется кремниевая нанопроволока, материалом затвора — поликристаллический кремний, контактным металлом — алюминий, а подзатворный диэлектрик выполнен из оксида кремния.

Актуальность исследования обусловлена стремительным развитием нанoeлектроники и переходом к субмикронным и нанометровым технологическим процессам, где традиционные архитектуры полевых транзисторов сталкиваются с фундаментальными ограничениями по управлению короткоканальным эффектом и поддержанию стабильных электрических характеристик. Транзисторы с кольцевым затвором (GAAFET) рассматриваются как перспективная альтернатива благодаря улучшенному электростатическому контролю над каналом, что позволяет эффективно подавлять паразитные токи утечки и обеспечивать высокую крутизну вольт-амперных характеристик. Однако реализация их потенциальных преимуществ требует детального анализа конструктивно-технологических параметров, поскольку даже незначительные отклонения от оптимальных значений могут привести к деградации выходных характеристик. Таким образом, проведение комплексного моделирования и оптимизации параметров приборной структуры является важным этапом в разработке высокоэффективных и энергоэффективных нанoeлектронных устройств на основе GAAFET.

Геометрические параметры структуры включают длину канала 4 мкм, радиус кремниевой нанопроволоки 0,2 мкм, внешний радиус алюминиевых контактов 0,4 мкм, толщину подзатворного диэлектрика 0,1 мкм и толщину поликремниевого затвора 0,1 мкм. Канал легирован бором до концентрации $3 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$, области истока и стока — фосфором до уровня 10^{19} см^{-3} .

На основе компьютерного моделирования выполнена оптимизация конструктивно-технологических параметров приборной структуры. Оптимизация заключалась в исследовании значимых факторов в диапазоне от 0,8 до 1,2 относительно номинальных значений, за исключением толщины диэлектрического слоя между кремнием и сегнетоэлектриком. Целью оптимизации являлось достижение увеличения тока стока не менее чем на 50 % относительно исходного уровня.

В ходе моделирования установлено, что наиболее существенное влияние на временные и выходные характеристики транзистора оказывают следующие параметры: толщина сегнетоэлектрического слоя, толщина диэлектрика между сегнетоэлектриком и затвором, длина канала и концентрация примеси бора в р-области. После проведения оптимизации этих параметров достигнуто десятикратное увеличение тока стока по сравнению с номинальным значением (исходный уровень составлял 32 мкА). Уменьшение толщины указанного диэлектрического слоя до 1 нм привело к значительному росту максимального тока стока — в 2,7 раза. При этом зависимость изменения тока от толщины диэлектрика имеет нелинейный характер. Также было зафиксировано увеличение ширины окна памяти на 8 %, что соответствует приросту до значения 0,28 В.

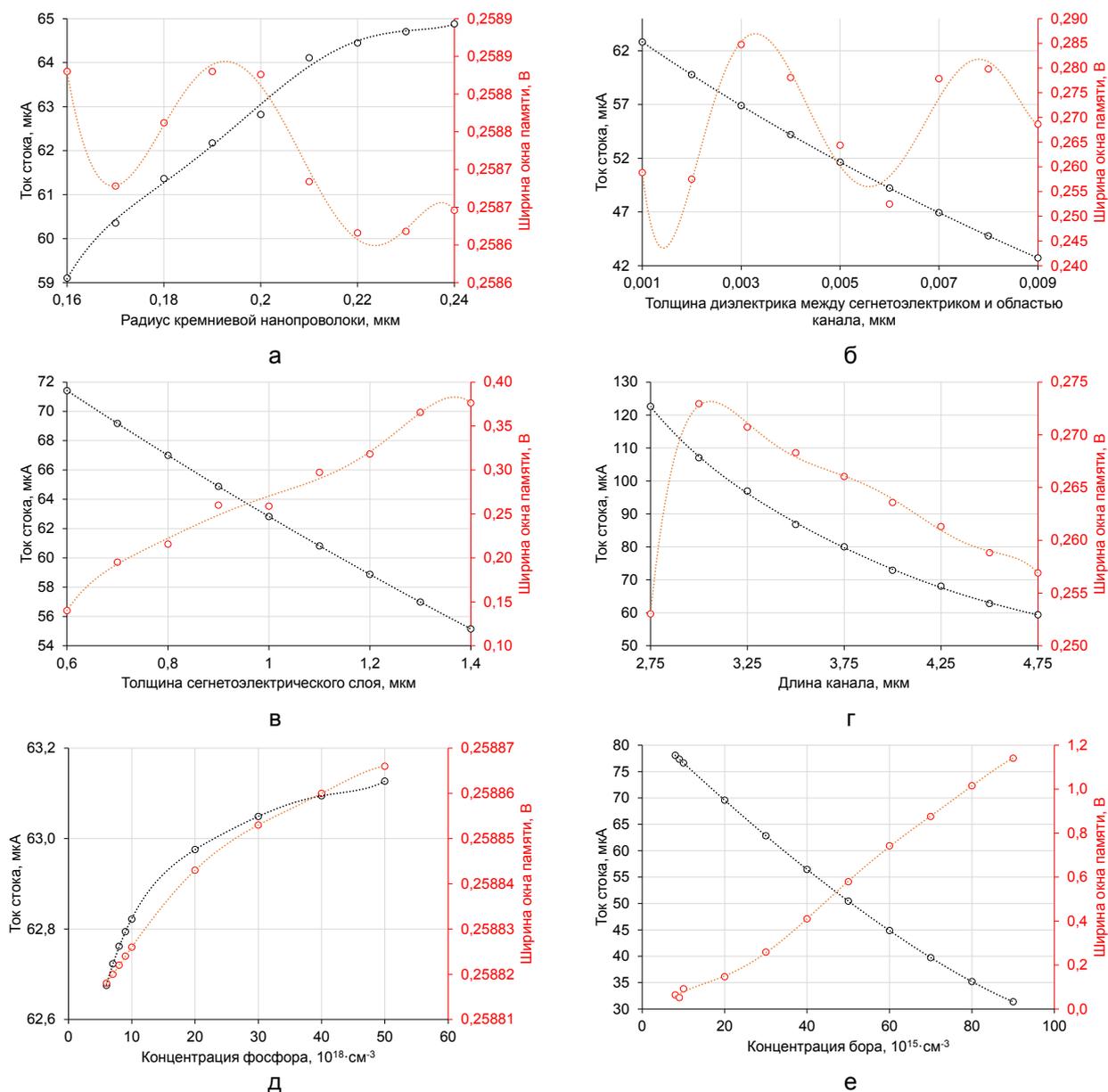


Рисунок 2 – Зависимость тока стока и ширины окна памяти от радиуса нанопроволоки кремния (а), толщины диэлектрика между сегнетоэлектриком и областью канала (б), толщины сегнетоэлектрического слоя (в), длины канала (г), концентрации фосфора (д) и концентрации бора (е)

Установлена обратная зависимость тока стока (уменьшение максимального тока стока от значения 78,1 до 31,4 мкА) и прямая зависимость ширины окна памяти (увеличение более чем в 3,4 раза) при изменении концентрации примеси в области канала от $8 \cdot 10^{15}$ до $9 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$.

Полученные данные могут быть использованы при разработке транзисторов с кольцевым затвором с улучшенными электрическими параметрами и заданным размером окна памяти.

Список использованных источников:

1. Zhao Y. et al. TCAD Simulation Study of Cylindrical Vertical Double-Surrounding-Gate α -InGaZnO FETs and Geometric Parameter Optimization //IEEE Journal of the Electron Devices Society. – 2025.
2. Belkhiria M. et al. Optimization of electrothermal response of GAAFET using Taguchi's approach and an artificial neural network //Case Studies in Thermal Engineering. – 2024. – Т. 54. – С. 104047.
3. Kim S. et al. Investigation of device performance for fin angle optimization in FinFET and gate-all-around FETs for 3 nm-node and beyond //IEEE Transactions on Electron Devices. – 2022. – Т. 69. – №. 4. – С. 2088-2093.
4. Hong J. H. et al. Residual strain optimization in 3D MOSFET structures for enhanced mobility via nanoscale heat transfer //Journal of Applied Physics. – 2025. – Т. 137. – №. 1.

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДОВ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА ДЛЯ КОНФИГУРИРОВАНИЯ ПРОГРАММИРУЕМЫХ ЛОГИЧЕСКИХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Трошкин Д.С., Соц И.К., Новиков П.Э.

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

Ловшенко И.Ю.

Одной из наиболее актуальных задач в области микроэлектроники является получение новых результатов в области эффективной интеграции машинного обучения в системы различного уровня сложности, связанных непосредственно с аппаратными применениями, что находит свое применение в различных областях науки и техники, таких как автоматизация, робототехника, цифровая обработка сигналов. Особое место в таких системах занимают программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС), преимущественно, как платформа с повышенными вычислительными возможностями. Однако, перспективно рассматривать ПЛИС не только как инструмент для реализации возможностей искусственного интеллекта, но и как объект, к которому применяются эти методы, например, для оптимизации процесса проектирования и конфигурирования. В работе рассмотрены возможности применения методов искусственного интеллекта для задач программирования ПЛИС.

Процесс разработки устройств на основе ПЛИС имеет множество разновидностей, при этом, основными средствами для каждого являются [1]:

1. Языки описания аппаратуры. Они позволяют точно контролировать аппаратную реализацию устройства, но требуют значительных знаний и времени.

2. Высокоуровневый синтез. Подобные инструменты преобразуют высокоуровневый код (С, С++ и т. д.) в языки описания аппаратуры. Это упрощает процесс проектирования, но может привести к менее оптимальным аппаратным реализациям.

3. Программирование с использованием машинного обучения. Такой подход используется в основном в качестве поддержки для других двух способов, однако возможности искусственного интеллекта позволяют использовать его в процессе программирования ПЛИС [2].

Процесс программирования ПЛИС с точки зрения аппаратных процессов может состоять из множества различных этапов, которые в том или ином виде сводятся к 4 основным [3, 4]:

- написание кода на языке описания аппаратуры;
- представление кода в виде системы соединений базовых конструкций ПЛИС;
- размещение базовых конструкций и связей между ними на площади ПЛИС;
- формирование набора битов, записываемого в программируемую память по адресам, полученным на прошлом этапе, для формирования необходимых базовых конструкций и соединений между ними.

Использование машинного обучения на первом этапе, который по своей сути является написанием программного кода, широко распространено. Второй этап является процессом компиляции, машинное обучение в разработке компиляторов также используется повсеместно [5]. Третий и четвертый этапы сильно зависят от архитектуры ПЛИС и методы их реализации отличаются от производителя к производителю. При этом, использование машинного обучения и на этих двух этапах, на что будут направлены будущие исследования, позволит убрать зависимость от архитектуры ПЛИС и обобщить весь процесс программирования с основой в виде искусственного интеллекта.

Комбинированный подход, охватывающий получение конфигурационных данных, сгенерированных глубокой нейронной сетью, для которой известны архитектура и способ обучения, обеспечит унифицированность подхода для программирования ПЛИС различной архитектуры и сокращение временных и, как следствие, материальных затрат при проектировании устройств на основе ПЛИС [6]–[8].

Список использованных источников:

1. Emanuele Del Sozzo, Davide Conficconi, Alberto Zeni, Mirko Salaris, Donatella Sciuto, and Marco D. Santambrogio. 2022. Pushing the Level of Abstraction of Digital System Design: A Survey on How to Program FPGAs. *ACM Comput. Surv.* 55, 5, Article 106 (May 2023), 48 pages. <https://doi.org/10.1145/3532989>
2. S. Mahmood, J. Rettkowski, A. Shallufa, M. Hübner and D. Göhringer, "IP Core Identification in FPGA Configuration Files using Machine Learning Techniques," 2019 IEEE 9th International Conference on Consumer Electronics (ICCE-Berlin), Berlin, Germany, 2019, pp. 103-108, doi: 10.1109/ICCE-Berlin47944.2019.8966236.
3. Note J. B., Rannaud É. From the bitstream to the netlist // *FPGA*. – 2008. – Т. 8. – С. 264-264.
4. Schmidt B. et al. Optimizing scrubbing by netlist analysis for FPGA configuration bit classification and floorplanning // *Integration*. – 2017. – Т. 59. – С. 98-108.
5. Leather H., Cummins C. Machine learning in compilers: Past, present and future // *2020 Forum for Specification and Design Languages (FDL)*. – IEEE, 2020. – С. 1-8.
6. Lin C., Yi Y. Enhancing FPGA CAD Flow with AI-Powered Solutions // *AI-Enabled Electronic Circuit and System Design: From Ideation to Utilization*. – Cham : Springer Nature Switzerland, 2024. – С. 225-256.
7. Olney B., Karam R. Bits to BNNs: Reconstructing FPGA ML-IP with joint bitstream and side-channel analysis // *2023 IEEE International Symposium on Hardware Oriented Security and Trust (HOST)*. – IEEE, 2023. – С. 238-248.
8. Boutros A., Arora A., Betz V. Field-programmable gate array architecture for deep learning: Survey & future directions // *arXiv preprint arXiv:2404.10076*. – 2024.

УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ПРОГРАММИРУЕМЫЙ БЛОК ПИТАНИЯ

Соц И.К., Трошкин Д.С.

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

Корсак К.В.

Универсальные программируемые блоки питания (УПБП) играют важную роль в современных лабораториях и производственных средах, особенно в тех областях, где необходимо тестирование и настройка сложных электронных схем. Одним из ключевых преимуществ программируемых блоков питания является возможность гибкой настройки параметров, таких как выходное напряжение и ток, что делает их универсальным инструментом для различных применений. Однако промышленные модели, обеспечивающие высокую точность регулировки и измерений, могут иметь различные ограничения и высокую стоимость. Основная цель работы заключается в разработке доступного программируемого блока питания с высокими показателями точности и стабильности. Был проведен всесторонний анализ существующих решений, разработаны схемотехнические решения аппаратной части и программное обеспечение, которые в совокупности позволяют создавать блок питания с характеристиками, сопоставимыми с дорогими промышленными аналогами.

В процессе проведения исследований, включая изучение специализированных форумов и статей, была выбрана схема стабилизации, найденная на одном из тематических форумов. Однако, данная схема имела аналоговое управление с использованием обычных потенциометров. Взяв за основу данное решение, мы разработали УПБП с цифровым управлением, имеющий выходную мощность 96 Вт (32 В, 3 А).

Для управления аналоговой частью схемы в схему были добавлены ЦАП и АЦП. Для обеспечения высокой точности, были выбраны компоненты Texas Instruments – 16-битные АЦП *ADS1118* и ЦАП *DAC8551*, работающие по интерфейсу *SPI*. При идеальных условиях такое разрешение позволит измерять и устанавливать напряжение с шагом менее 0,5 мВ и ток с шагом менее 0,046 мА. На практике же такой результат будет недостижим из-за шумов и нелинейности характеристик компонентов.

Компонентная база оригинальной схемы тоже претерпела изменения. Изначально в схеме были использованы операционные усилители (ОУ) типа *LM358*, имеющие высокое напряжение входного смещения и низкую температурную стабильность, однако вскоре они были заменены на *TL082* – более современные аналоги с лучшими характеристиками. При реализации имела место проблема со входным напряжением смещения, наличие которого означает, что при выставлении минимального значения на ЦАП фактическое выходное напряжение будет отличаться от нуля. В характеристиках данной микросхемы указано что типичное смещение составляет 5 мВ, а достигать оно может значений вплоть до 20 мВ, как следствие, на выходе блока питания невозможно выставить значения тока и напряжения, близкие к нулю (в ходе экспериментов при установленном на входе 0 В на выходе блока питания устанавливалось значение около 100 мВ). Другая проблема заключается в том, что начальные смещения начинают вносить значительную нелинейность зависимости фактического напряжения на выходе от выставленного на блоке питания. Поэтому был выбран ОУ типа *NE5534*. Это одиночный ОУ, важной особенностью которого является возможность регулировки напряжения входного смещения. В данной схеме недопустимо использовать ОУ со входным напряжением смещения близким к нулю. Необходима возможность регулировки этого смещения для компенсации начального смещения ЦАП. В таком случае можно достигнуть полностью линейной регулировки и минимального значения напряжения, близкого к 0 мВ. В таком случае для выставления напряжения или тока достаточно по шине данных *SPI* на ЦАП отправить 16 битное беззнаковое целое число, пропорционально которому будет выставлено напряжение на выходе. Для калибровки был выработан следующий механизм: выставить минимальное значение на ЦАП для напряжения; измерить выходное напряжение; выставить максимальное значение на ЦАП для напряжения; измерить выходное напряжение; вычислить коэффициент преобразования из напряжения в значение буфера ЦАП; измерить среднеквадратичное отклонение от идеального значения. В случае, когда скомпенсировано смещение ЦАП, необходимость его учёта пропадает, что ведёт к упрощению данного механизма. Для повышения стабильности работы и снижения шумов вызванных питанием ОУ были использованы стабилизаторы напряжения *LM7805* для +5 В и *LM7905* для -5 В соответственно, что привело к снижению шума на выходе.

Была выявлена необходимость контроля нагрева силового транзистора. Для решения этой задачи были применены температурные датчики *DS18B20*, работающие по шине *1-Wire*. Они обладают достаточно высокой точностью измерения вплоть до 0,1 °С. Эти датчики были подключены к микроконтроллеру, а также были добавлены транзисторы, для управления вентиляторами, с использованием широтно-импульсной модуляции. Была реализована возможность различной работы управления вентиляторами: агрессивный (постоянная работа вентилятора на максимальных оборотах), сбалансированный (скорость вращения вентилятора постепенно увеличивается с ростом температуры, достигая максимума при критической температуре), тихий режим (охлаждение включается только при достижении критической температуры и выключающий его при снижении ниже температуры на температуру гистерезиса), а также ручной режим, в котором есть возможность напрямую управлять заполнением ШИМ.

ДЛЯ ЗАМЕТОК